

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PISA
FACOLTA' DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA SPECIALISTICA IN
INGEGNERIA ELETTRONICA
CURRICULUM SISTEMI ELETTRONICI

Elaborato finale:

***“Analisi e caratterizzazione di componenti, circuiti e sottoparti
per la realizzazione di un alimentatore AC/DC resistente a
radiazioni e campi magnetici intensi”***

Relatore: Prof. Pierangelo Terreni _____

Tutore aziendale: Ing. Giuliano Passuello _____

Candidato: Fabio Ceccarelli _____

Anno Accademico 2004/05

Introduzione

La Tesi, interamente realizzata presso la ditta C.A.E.N. S.p.A., consiste nell'analisi e nella caratterizzazione dei vari moduli che costituiscono il sistema A3486, un alimentatore switching resistente a campi magnetici elevati e radiazioni di varia natura; tale caratteristica permette il suo utilizzo in particolari esperimenti di fisica nucleare eseguiti presso il C.E.R.N. di Ginevra.

Dopo un'introduzione che illustra le caratteristiche degli alimentatori switching e dei trasformatori ad alta frequenza, l'elaborato propone la descrizione del sistema, in cui vengono messe in evidenza le caratteristiche principali e le specifiche.

Successivamente vengono riportate le misure, alle quali ho collaborato, ed i conseguenti risultati ottenuti che hanno portato alla realizzazione del modello definitivo.

Sommario

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | <i>Introduzione agli alimentatori switching</i> | 5 |
| • | <i>1.1 Generalità</i> | 5 |
| ○ | <i>1.1.1 Principio di funzionamento</i> | 5 |
| ○ | <i>1.1.2 Vantaggi ed inconvenienti</i> | 6 |
| ○ | <i>1.1.3 Caratteristiche e tipi di alimentatori</i> | 7 |
| ○ | <i>1.1.4 Convertitori flyback</i> | 8 |
| ○ | <i>1.1.5 Convertitori forward</i> | 16 |
| ○ | <i>1.1.6 Push Pull</i> | 20 |
| ○ | <i>1.1.7 Half bridge</i> | 22 |
| ○ | <i>1.1.8 Full bridge</i> | 24 |
| • | <i>1.2 Trasformatori ad alta frequenza</i> | 26 |
| ○ | <i>1.2.1 Generalità</i> | 26 |
| ○ | <i>1.2.2 Trasformatore ideale</i> | 29 |
| ○ | <i>1.2.3 Trasformatore reale</i> | 31 |
| ○ | <i>1.2.4 Proprietà magnetiche della materia</i> | 34 |
| ○ | <i>1.2.5 Caratteristiche dei trasformatori ad alta frequenza</i> | 38 |
| 2 | <i>L'alimentatore switching A3486</i> | 42 |
| • | <i>2.1 Generalità</i> | 42 |
| • | <i>2.2 Caratteristiche principali di un alimentatore da 2Kw</i> | 43 |
| 3 | <i>AC/DC Back Board</i> | 45 |
| • | <i>3.1 Dimensionamento e caratteristiche del sistema</i> | 46 |
| ○ | <i>3.1.1 Dimensionamento dei condensatori di livellamento</i> | 46 |
| ○ | <i>3.1.2 Dimensionamento del ponte trifase</i> | 49 |

- 3.1.3 Selezione del collegamento fra gli ingressi dei canali e bilanciamento 57

4 Canali CH0 e CH1 60

- **4.1 HV Switch 60**
- **4.2 Caratteristiche del convertitore DC/DC 63**
 - 4.2.1 Passaggio dal full bridge convenzionale alla nuova configurazione 63
 - 4.2.2 Analisi circuitale 65
 - 4.2.3 Caratteristiche degli switches 78
- **4.3 Caratteristiche del trasformatore 81**
- **4.4 DC/DC Primary Side 86**
 - 4.4.1 Caratteristiche e dimensionamento del ponte 86
 - 4.4.2 Capacità serie 91
 - 4.4.3 Bilanciamento del punto di mezzo 92
 - 4.4.4 Driver 93
- **4.5 DC/DC Secondary Side 97**
 - 4.5.1 Raddrizzatore 98
 - 4.5.2 Filtro LC 102
 - 4.5.3 Dummy Load 105
 - 4.5.4 Controllo del duty cycle 110
 - 4.5.5 Smagnetizzazione dell'induttanza di dispersione 120

5 Output Controller 122

- **5.1 Analisi circuitale 123**
 - 5.1.1 Controllo e monitoraggio della tensione d'uscita 123
 - 5.1.2 Controllo e monitoraggio della corrente d'uscita 130
 - 5.1.3 Accensione 138
 - 5.1.4 Generazione del segnale di errore 142
 - 5.1.5 Bilanciamento delle correnti di uscita dei due alimentatori 150

| | |
|---|------------|
| 6 Filtro Notch | 155 |
| • 6.1 Caratteristiche d'ingresso di AC/DC | 155 |
| ○ 6.1.1 Misura dei parametri d'ingresso | 155 |
| ○ 6.1.2 Analisi spettrale delle correnti di fase | 161 |
| • 6.2 Normativa CEI EN 61000-3-2 | 162 |
| ○ 6.2.1 Generalità | 162 |
| ○ 6.2.2 Classificazione delle apparecchiature | 163 |
| ○ 6.2.3 Limiti per la Classe A | 164 |
| ○ 6.2.4 Misure delle armoniche della corrente di fase | 165 |
| • 6.3 Caratteristiche del filtro | 166 |
| ○ 6.3.1 Schema elettrico | 166 |
| • 6.4 Verifica delle specifiche richieste | 169 |
| ○ 6.4.1 Misura dei parametri d'ingresso | 169 |
| ○ 6.4.2 Analisi del fattore di potenza | 173 |
| ○ 6.4.3 Verifica dei limiti della normativa | 177 |
| 7 Misure in campo magnetico | 180 |
| • 7.1 Caratteristiche del magnete | 180 |
| • 7.2 Misure effettuate | 182 |
| 8 Test in campo radiativo | 186 |
| • 8.1 Effetti delle radiazioni | 186 |
| • 8.2 Test effettuati | 186 |
| Bibliografia | 188 |

1 Introduzione agli alimentatori switching

La conversione AC/DC a commutazione consente di realizzare alimentatori che hanno i vantaggi, rispetto agli alimentatori convenzionali, di minor peso, minor volume e maggior rendimento.

1.1 Generalità

1.1.1 Principio di funzionamento

Lo schema a blocchi di un alimentatore a commutazione è rappresentato in figura 1.1:

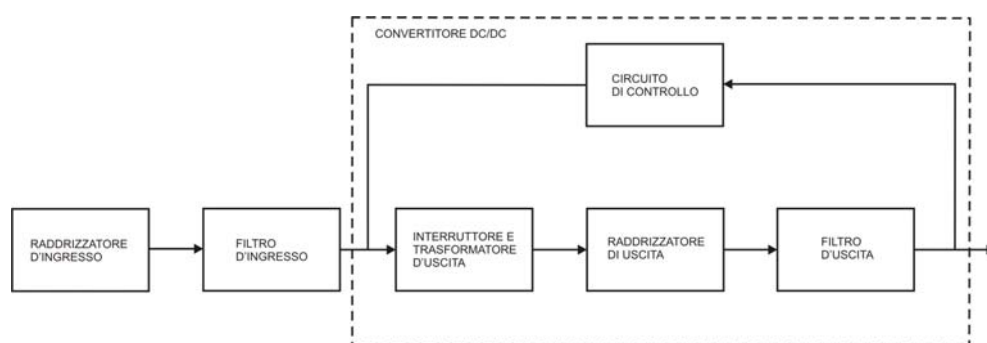


Figura 1.1

La tensione alternata di alimentazione viene raddrizzata mediante, ad esempio, un circuito raddrizzatore a ponte e successivamente livellata con un condensatore di livellamento. La tensione continua ottenuta è applicata al convertitore DC/DC. In esso un transistor, utilizzato come interruttore, interrompe periodicamente la tensione continua con una frequenza superiore al campo di udibilità (generalmente 20kHz); si ottiene così una successione di impulsi. La frequenza di 20kHz da un lato è sufficientemente alta in modo da evitare i disturbi a frequenza audio e dall'altro è sufficientemente bassa da rendere accettabili le perdite di commutazione dei transistori. Gli impulsi ottenuti sono applicati ad un trasformatore, il cui compito è di portare la tensione al livello richiesto; il circuito di raddrizzamento ed il filtro di livellamento all'uscita convertono la tensione impulsiva in continua. Il circuito di controllo consente di regolare e stabilizzare la tensione di uscita contro variazioni di carico o fluttuazioni della tensione d'ingresso; il controllo è realizzato o agendo sul transistor interruttore, variandone il tempo di chiusura, o mediante un ulteriore avvolgimento avvolto sullo stesso nucleo del trasformatore del convertitore.

1.1.2 Vantaggi ed inconvenienti

I vantaggi di minore peso ed ingombro e maggiore rendimento sono dovuti ai seguenti motivi:

- Negli alimentatori stabilizzati convenzionali il transistor di controllo e stabilizzazione, lavorando in regione attiva, dissipa potenza; ciò è causa da un lato di diminuzione del rendimento e dall'altro dalla necessità di impiegare dissipatori di dimensioni tanto maggiori quanto più alta è la potenza dissipata. Nel caso di alimentatori a commutazione, il transistor funziona da interruttore, con tempi di commutazione bassi; la potenza dissipata è piccola, in quanto il transistor si trova o aperto (la corrente è nulla) o chiuso (la tensione ai suoi capi è bassa). Il rendimento pertanto è elevato ed i dissipatori sono di dimensioni ridotte.
- Negli alimentatori a commutazione la frequenza è elevata, in genere uguale o superiore a 20kHz; il trasformatore può essere pertanto con nucleo di ferrite, di dimensioni ridotte e con piccole perdite.
- Negli alimentatori a commutazione, i condensatori di livellamento sono di dimensioni inferiori rispetto ai condensatori negli alimentatori convenzionali; l'energia immagazzinata da un condensatore e la sua capacità sono rappresentate dalle seguenti espressioni:

$$E = \frac{1}{2} CV_C^2$$

$$C = \epsilon_0 \epsilon_R \frac{S}{d}$$

Infatti, l'energia immagazzinata dipende dal quadrato della tensione applicata e dalla capacità mentre l'ingombro è approssimativamente proporzionale alla capacità stessa. Il condensatore del filtro d'ingresso perciò è in genere di dimensioni inferiori a quelle del condensatore del filtro dell'alimentatore convenzionale, in quanto lavora di solito a tensioni più elevate e quindi, a parità di energia immagazzinata, la capacità è più piccola e le dimensioni sono inferiori. Per quanto riguarda il condensatore di

livellamento del filtro di uscita, esso ha ai suoi capi la stessa tensione di uscita del condensatore dell'analogo alimentatore convenzionale; la frequenza a cui lavora, però, è 20kHz e non 50Hz, quindi la capacità di livellamento può essere di valore molto più basso e le dimensioni sono corrispondentemente molto inferiori.

Queste caratteristiche consentono di ridurre notevolmente le dimensioni degli alimentatori e di aumentare i rendimenti da valori dell'ordine del 40÷50%, tipici dei convertitori convenzionali, a valori dell'ordine di 80÷90%.

I principali inconvenienti sono i seguenti:

- I transistori devono essere in grado di lavorare a tensioni e correnti alte con brevi tempi di commutazione; questo fatto limita l'impiego a potenze fino a valori dell'ordine di qualche kW .
- I condensatori elettrolitici, essendo elevata la frequenza a cui lavorano, devono essere costruiti in modo da avere bassa resistenza serie e piccola induttanza; se ciò non accade la tensione di uscita presenta un'ondulazione eccessiva.
- Data la frequenza di lavoro relativamente elevata, l'energia elettromagnetica irradiata può produrre disturbi nel campo delle radiofrequenze.

1.1.3 Caratteristiche e tipi di alimentatori

I principali dati che caratterizzano un alimentatore sono: la tensione d'ingresso, la tensione e la corrente di uscita, le caratteristiche di stabilizzazione nei riguardi delle fluttuazioni della tensione di alimentazione e delle variazioni del carico.

I tipi fondamentali di alimentatori a commutazione sono cinque e si differenziano per le caratteristiche dei convertitori DC/DC da quali sono composti: il convertitore flyback impiegato per piccole potenze di uscita; il convertitore forward, che trova il più ampio campo di applicazione, usato fino a potenze dell'ordine delle centinaia di watt; i convertitori push-pull, half bridge e full bridge impiegati per potenze alte, da 1kW ad alcuni kW.

1.1.4 Convertitori flyback

La denominazione “flyback” deriva dal fatto che l’energia è fornita al carico durante l’intervallo di ritorno, cioè quando il transistor non conduce (da questo fatto deriva anche il nome di convertitore ad interdizione).

Questo tipo di convertitore ha i vantaggi della semplicità e del basso costo; è usato per piccole potenze, fino ad alcune centinaia di watt, in particolare quando si vuole un alimentatore con diverse uscite. I più semplici convertitori flyback sono il boost (o step up) ed il buck-boost:

- Convertitore boost: lo schema di principio è rappresentato nella figura sottostante (fig. 1.2):

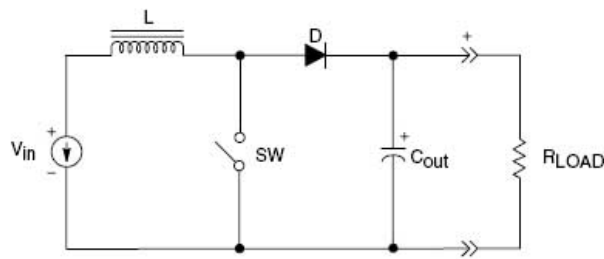


Figura 1.2

Quando il tasto SW , usualmente implementato con un transistor, è chiuso, la tensione costante d’ingresso V_{IN} è applicata ai capi dell’induttanza L la quale accumula energia dato che la corrente che circola in essa continua a crescere linearmente; quando il tasto si apre, il diodo D entra in conduzione e l’energia accumulata viene trasferita al condensatore ed, in particolar modo, al carico.

La tensione di uscita può essere ricavata facendo questo ragionamento: dato che le tensioni d’ingresso ed uscita sono costanti e che la commutazione del tasto è periodica, il valor medio temporale della tensione V_L è nullo. Indicando con δT_S l’intervallo di tempo in cui il tasto è chiuso e con $(1-\delta)T_S$ l’intervallo temporale in cui il tasto è aperto, è possibile ricavare la funzione che lega la tensione di uscita a quella d’ingresso:

$$\bar{V}_L = 0 = \frac{V_{IN} \delta T_S + (V_{IN} - V_{OUT})(1-\delta)T_S}{T_S} = V_{IN} \delta + (V_{IN} - V_{OUT})(1-\delta) \Rightarrow V_{OUT} = \frac{1}{1-\delta} V_{IN}$$

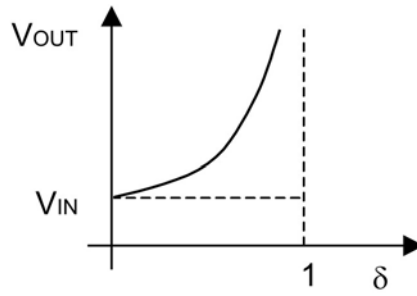


Figura 1.3

Dalla relazione e dal grafico (fig. 1.3) precedenti si può notare che questo convertitore genera una tensione d'uscita maggiore di quella d'ingresso.

L'andamento della corrente che scorre nell'induttanza è il seguente (fig. 1.4):

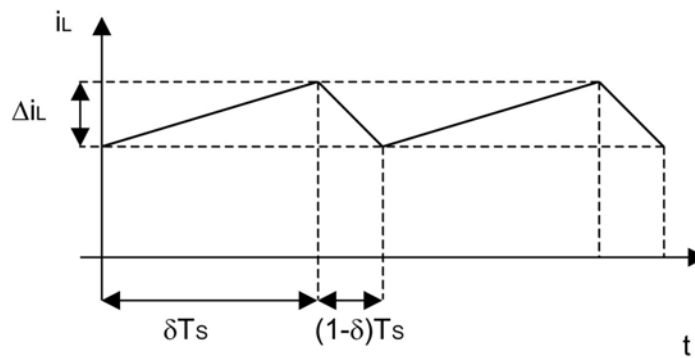


Figura 1.4

Per ogni intervallo di tempo caratterizzato da una determinata posizione dello switch, è possibile ricavare le variazioni di corrente:

SW chiuso

$$V_L = V_{IN} = L \frac{\Delta i_L^+}{\delta T_s} \Rightarrow \Delta i_L^+ = \frac{V_{IN}}{L} \delta T_s$$

SW aperto

$$V_L = V_{IN} - V_{OUT} = L \frac{\Delta i_L^-}{(1-\delta)T_s} \Rightarrow \Delta i_L^- = \frac{|V_{IN} - V_{OUT}|}{L} (1-\delta)T_s$$

$$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L$$

L'uguaglianza delle variazioni di corrente dipende dalla periodicità di V_L e da

$$\bar{V}_L = 0V.$$

Quando l'induttanza è disconnessa dal resto del circuito ed è in carica (tasto chiuso), la corrente al carico è fornita dal condensatore che si scarica su di esso. Dato che $T_s \ll RC$, la corrente fornita dal condensatore può essere considerata costante.

Utilizzando questa approssimazione è possibile calcolare agevolmente la quantità di carica fornita al carico in questo intervallo di tempo:

$$\Delta Q = \frac{V_{OUT}}{R} \delta T_s$$

Considerando la presenza in uscita di un certo ripple, la perdita di carica del condensatore comporta il passaggio dal valore massimo della tensione di uscita a quello minimo; è possibile dunque valutare la variazione di tensione massima rispetto a V_{OUT} :

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{2RC} \delta T_s = \frac{T_s}{2RC} \frac{\delta}{1-\delta} V_{IN}$$

Dalla precedente espressione, è possibile notare che un aumento del duty cycle comporta un aumento del ripple; per minimizzarlo è necessario aumentare la capacità. La carica persa dal condensatore viene riacquistata durante la successiva commutazione (tasto aperto).

- Convertitore buck-boost: lo schema di principio è il seguente (fig. 1.5):

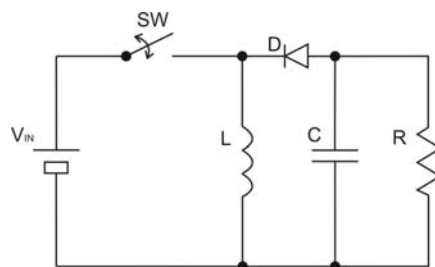


Figura 1.5

Quando il tasto è chiuso, la tensione d'ingresso è applicata all'induttanza L , in cui si accumula energia. Il diodo D , contropolarizzato, è interdetto e la corrente è dovuta alla carica precedentemente accumulata nel condensatore C . Quando il tasto si apre, l'energia accumulata nell'induttanza si trasferisce al condensatore, ricaricandolo, ed al carico; il diodo conduce, in quanto, per la legge di Lenz, la tensione ai capi dell'induttanza acquisisce la polarità inversa a quella precedentemente acquisita nell'intervallo di carica.

Per ricavare la relazione tra V_{OUT} e V_{IN} , si può sfruttare, anche stavolta, la media temporale della tensione presente ai capi di L che anche in questo caso è nulla:

$$\bar{V}_L = 0 = \frac{V_{IN} \delta T_S + V_{OUT} (1 - \delta) T_S}{T_S} = V_{IN} \delta + V_{OUT} (1 - \delta) \quad \Rightarrow \quad V_{OUT} = -V_{IN} \frac{\delta}{1 - \delta}$$

La tensione presente sul carico è di valore inverso rispetto alla tensione d'ingresso e può essere in modulo minore ($\delta < 0,5$), uguale ($\delta = 0,5$) o maggiore ($\delta > 0,5$) di V_{IN} .

La corrente che scorre nell'induttanza ha qualitativamente il solito andamento visto in precedenza mentre le variazioni di corrente causate dall'apertura e dalla chiusura del tasto sono le seguenti:

SW chiuso

$$\Delta i_L = \Delta i_L^+ = \frac{V_{IN}}{L} \delta T_S$$

SW aperto

$$\Delta i_L = \Delta i_L^- = \frac{|V_{OUT}|}{L} (1 - \delta) T_S$$

Anche in questo caso, quando il tasto è chiuso, la corrente che circola nel carico è fornita dal condensatore; dato che anche stavolta vale la disuguaglianza $T_S \ll RC$,

ΔV_{OUT} assume la seguente espressione:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{|V_{OUT}|}{2RC} \delta T_S = \frac{T_S}{2RC} \frac{\delta^2}{1 - \delta} V_{IN}$$

I circuiti analizzati hanno una struttura molto semplice e quindi sono di facile implementazione; hanno però lo svantaggio di non essere isolati dalla linea di alimentazione. Per ottenere questa caratteristica, è sufficiente inserire un trasformatore al posto dell'induttanza nel convertitore buck-boost; il circuito ottenuto è il seguente (fig. 1.6):

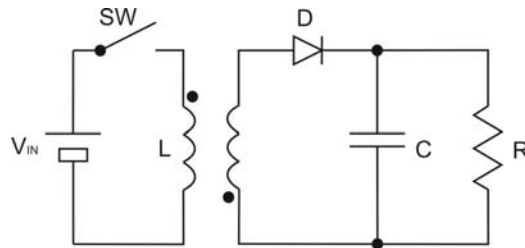


Figura 1.6

Per maggior precisione, è più corretto chiamare il trasformatore con il nome di mutuo induttore; ciò perché le induttanze associate agli avvolgimenti non sono grandi e quindi ci si allontana dall'ipotesi di trasformatore ideale dove le induttanze dei due avvolgimenti tendono all'infinito.

Tale condizione comporta l'immagazzinamento di energia nel nucleo ed è proprio su questo fenomeno che si basa il funzionamento del flyback.

Quando il tasto è chiuso, la tensione d'ingresso è applicata ai terminali del primario; tale tensione, se i due avvolgimenti hanno la solita induttanza, si presenta con polarità invertita ai capi del secondario ed interdice il diodo. Questa situazione causa un accumulo di energia nel traferro del mutuo induttore, dovuto ad un incremento lineare della corrente che scorre nel primario. Quando lo switch si apre, la corrente che circola nel primario si annulla e l'energia immagazzinata nel traferro viene ceduta al condensatore ed al carico.

Per fare un'analisi più approfondita del flyback, conviene mettere in evidenza il seguente aspetto: i circuiti precedentemente studiati (boost e buck-boost), sono caratterizzati da una tipologia di funzionamento detta CCM (Continuous Conduction Mode) dove l'andamento della corrente i_L è quello rappresentato nel grafico precedente (fig.). Un'altra tipologia di funzionamento è quella denominata DCM (Discontinuous Conduction Mode) dove la corrente che circola nell'induttanza, in un certo intervallo, si annulla; il suo andamento è rappresentato nel grafico sottostante (fig. 1.7):

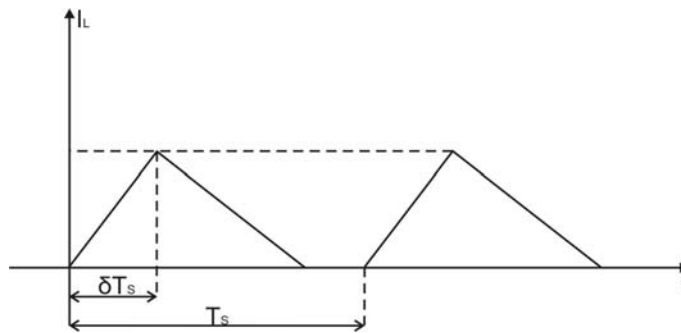


Figura 1.7

In DCM, nell'intervallo caratterizzato dall'apertura dello switch, l'induttanza riesce a cedere tutta la sua energia immagazzinata al condensatore ed al carico; tale fenomeno provoca l'annullamento della corrente i_L .

Anche il flyback può essere utilizzato nelle due modalità; a ciascuna di esse corrispondono i seguenti grafici che rappresentano gli andamenti temporali della corrente che circola nel primario (fig. 1.8a e 1.8b):

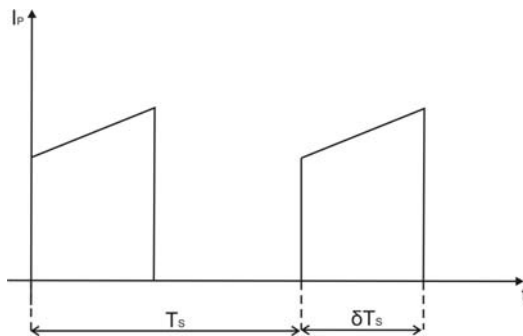


Figura 1.8a

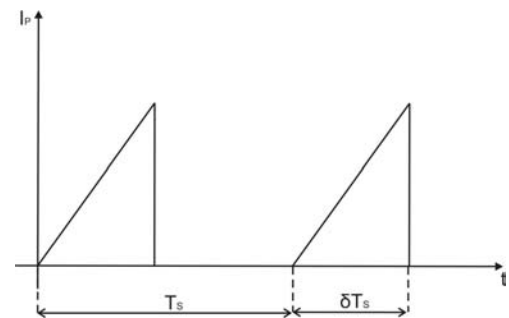


Figura 1.8b

Nel CCM, in corrispondenza della chiusura del tasto, la corrente i_p non parte da $0A$ perché il mutuo induttore, nel periodo precedente, non è riuscito a cedere interamente l'energia immagazzinata. Ciò comporta che l'induzione B del campo magnetico che si propaga all'interno del nucleo del mutuo induttore, ha $B_{MIN} > 0T$ ovvero la curva di magnetizzazione viene sfruttata per un intervallo compreso tra B_{MIN} e B_{SAT} che può risultare troppo piccolo; per aumentarlo, è necessario innalzare B_{SAT} ovvero aumentare le dimensioni del mutuo induttore.

Nel DCM invece la curva di magnetizzazione viene sfruttata interamente quindi le dimensioni del mutuo induttore sono più piccole rispetto a quelle di un mutuo induttore che lavora in

modalità CCM; è ovvio concludere che il DCM costituisce la modalità tipica di funzionamento di un convertitore flyback.

Il funzionamento del circuito è il seguente:

- *SW* chiuso: dato che la tensione d'ingresso V_{IN} è costante, la corrente cresce linearmente passando da $0A$ a I_{PMAX} in un intervallo di tempo pari a δT_S . Il verso di tale corrente interdice il diodo collegato all'avvolgimento secondario; da ciò si può dedurre che il valore massimo della corrente e la sua pendenza dipendono esclusivamente dall'induttanza associata all'avvolgimento primario. Tale valore massimo può essere ricavato applicando la seguente espressione:

$$I_{PMAX} = \frac{V_{IN}}{L_p} \delta T_S$$

L'energia immagazzinata nel mutuo induttore è:

$$E_P = \frac{1}{2} L_p I_{PMAX}^2 = \frac{V_{IN}^2}{2L_p} (\delta T_S)^2$$

Da tale espressione risulta immediato ricavare la potenza media entrante nell'avvolgimento primario:

$$P_{IN} = \frac{V_{IN}^2}{2L_p} \delta^2 T_S$$

- *SW* aperto: l'apertura del tasto provoca l'istantaneo annullamento della corrente che scorre nel primario (I_p); la tensione ai capi del primario, dato il repentino decremento della corrente, inverte la sua polarità portando così in conduzione il diodo. Ciò provoca il trasferimento al condensatore ed al carico dell'energia immagazzinata nel nucleo del mutuo induttore.

La corrente che circola nel secondario ha la seguente forma (fig. 1.9):

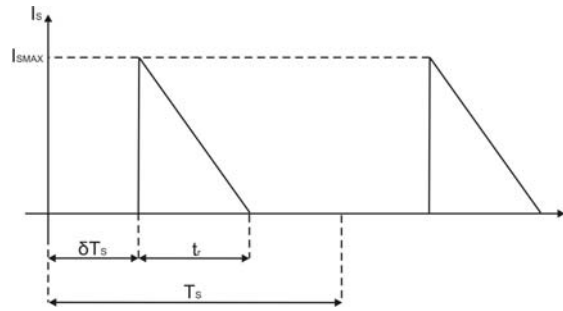


Figura 1.9

Facendo riferimento al grafico precedente, è immediato ricavare la potenza di uscita:

$$P_{OUT} = \frac{1}{2T_S} I_{SMAX}^2 L_S \Rightarrow \frac{V_{OUT}^2 t_r^2}{2L_S T_S}$$

Se il mutuo induttore è privo di perdite, allora $P_{IN} = P_{OUT}$; da tale uguaglianza è possibile ricavare la relazione che lega la tensione di uscita con quella d'ingresso.

$$P_{IN} = P_{OUT} \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\delta T_S}{n t_r} = \frac{\delta}{\sqrt{k}}$$

$$k = \frac{2L_P}{T_S R_L}$$

La tensione di uscita dipende dal carico inserito quindi il duty cycle deve essere aumentato o diminuito in base al carico inserito in uscita. In conclusione, la struttura tipica e le forme d'onda che lo caratterizzano, sono rappresentata nella figura sottostante (fig. 1.10):

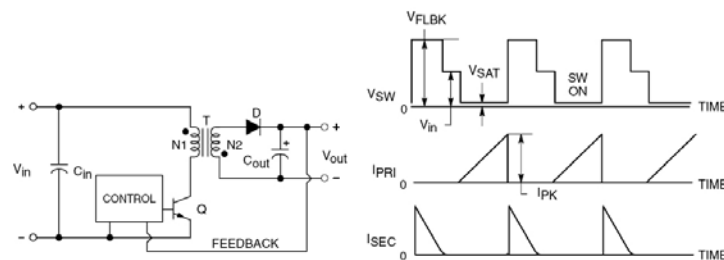


Figura 1.10

1.1.5 Convertitori forward

Sono molto usati nella realizzazione di alimentatori che forniscono in uscita potenze di alcuni kW . Per potenze molto basse, inferiori al centinaio di Watt, si preferisce utilizzare il convertitore flyback per le sue caratteristiche di semplicità e costo più basso; per potenze superiori, però, si preferisce il forward, in quanto è meno ingombrante e presenta una tensione di ondulazione più bassa (basso ripple).

Questo tipo di convertitore, al contrario di quello che avviene col flyback, fornisce energia al carico in corrispondenza dell'intervallo di chiusura del tasto.

Il convertitore forward più semplice è il buck converter; lo schema di principio è il seguente (fig. 1.11):

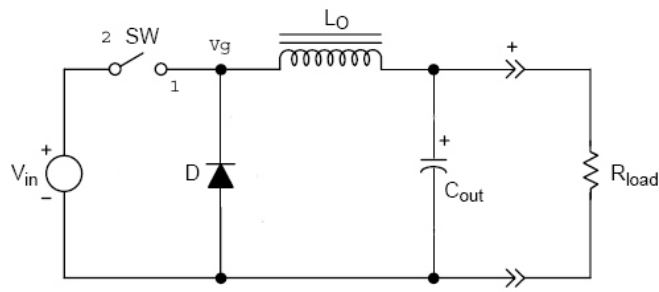


Figura 1.11

Il tasto commuta periodicamente dalla posizione 1 alla posizione 2 e viceversa con una frequenza dell'ordine delle decine di kHz; sul terminale dell'induttanza connesso all'interruttore è dunque presente un onda quadra di ampiezza V_{IN} e caratterizzata da un periodo T_S e da un certo valore di duty cycle δ (V_G).

Tale onda quadra si presenta all'ingresso di un filtro LP del secondo ordine caratterizzato da una frequenza di taglio molto più piccola della frequenza di commutazione del tasto (f_S); questa caratteristica comporta il prelevamento del valore medio di tale segnale e ciò costituisce la tensione di uscita V_{OUT} che alimenta il carico R .

La tensione di uscita è regolabile tramite il duty cycle dell'onda quadra; questa dipendenza può essere ricavata dal calcolo del valore medio di V_G (si trascura la tensione di soglia del diodo):

$$V_{OUT} = \frac{V_{G1}\delta T_S + V_{G2}(1-\delta)T_S}{T_S} = \frac{V_{IN}\delta T_S + 0(1-\delta)T_S}{T_S} = V_{IN}\delta$$

V_{Gn} = valore di V_G quando il tasto è in posizione n

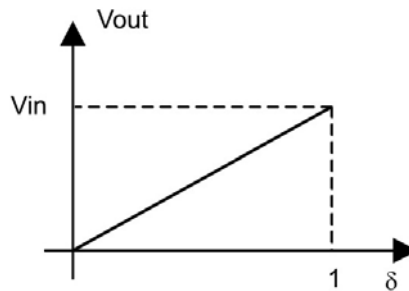


Figura 1.12

Considerando V_{IN} costante, la tensione di uscita dipende linearmente dal duty cycle che può assumere valori compresi tra 0 ed 1 (fig. 1.12).

Dato che la tensione di uscita corrisponde al valore medio dell'onda quadra V_G , la tensione presente ai capi dell'induttanza (V_L) coincide con la componente alternata di quest'ultima; ciò significa che la corrente i_L che circola nell'induttanza cresce e decresce linearmente ad ogni commutazione del tasto. È interessante analizzare più dettagliatamente questo fenomeno:

$T \rightarrow 1$

$$V_L = V_{IN} - V_{OUT} = L \frac{\Delta i_L}{\delta T_S} \quad \Rightarrow \quad \Delta i_L = \Delta i_L^+ = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \delta T_S$$

$T \rightarrow 2$

$$V_L = -V_{OUT} = L \frac{\Delta i_L}{(1-\delta)T_S} \quad \Rightarrow \quad \Delta i_L = \Delta i_L^- = -\frac{V_{OUT}}{L} (1-\delta) T_S$$

Dato che V_L è un segnale periodico e V_{OUT} è costante, le due variazioni di corrente risultano uguali infatti, eguagliando questi due termini, si ricava la legge che lega la tensione di uscita a V_{IN} e, in particolar modo, al duty cycle.

Da un punto di vista energetico, quando il tasto è in posizione 1, la tensione d'ingresso continua V_{IN} è applicata all'ingresso del filtro LP e si ha trasferimento di energia al carico ed accumulo di energia nell'induttanza; quando invece il tasto va in posizione 2, l'energia accumulata nell'induttanza si trasferisce al carico.

L'andamento della corrente che circola attraverso l'induttore è il seguente (fig. 1.13):

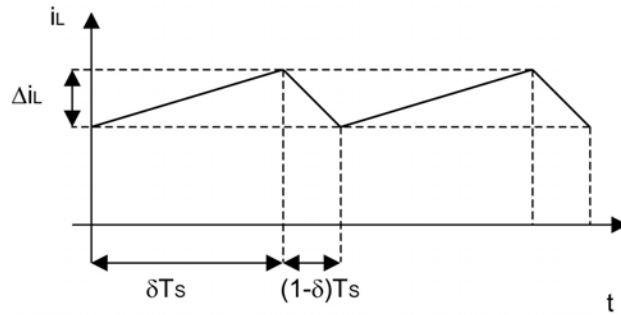


Figura 1.13

La particolare forma della corrente è spiegabile in questo modo: quando il tasto è posizionato su 1, V_L assume un valore costante e positivo quindi la corrente cresce linearmente; quando avviene la commutazione su 2, V_L assume un valore costante e negativo (V_{OUT} rimane grossomodo costante) che provoca un decremento lineare della corrente. Data la periodicità di i_L , è possibile ricavare anche per questa grandezza il valore medio:

$$\bar{i}_L = I_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R}$$

Il valore medio coincide con la corrente che scorre nel carico; da ciò si deduce che la componente alternata di i_L scorre tutta nel condensatore che presenta un'impedenza grossomodo nulla per f_s .

Ovviamente, dato che per la frequenza di commutazione l'impedenza introdotta dal condensatore è molto piccola ma non nulla, in uscita è presente un ripple di tensione che si somma a V_{OUT} .

Per minimizzare tale tensione alternata è necessario inserire un condensatore con un valore di capacità opportuna; per ricavare tale grandezza, conviene mettere in evidenza la relazione che lega le correnti:

$$i_C = i_L - I_{OUT}$$

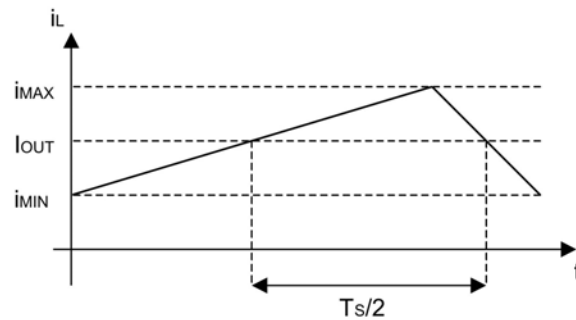


Figura 1.14

Dall'espressione precedente si può dedurre che si ha un accumulo di cariche nel condensatore quando i_L è superiore alla corrente che scorre sul carico; nell'intervallo di tempo in cui si verifica tale situazione, la componente alternata della tensione di uscita (il ripple) passa dal suo valore minimo a quello massimo. Facendo riferimento al grafico temporale rappresentato precedentemente (fig. 1.14), è possibile definire lo scostamento massimo della tensione di uscita dal suo valore medio:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{\Delta Q}{2C} = \frac{\Delta i_L}{16C} T_s = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{16LC} \delta T_s^2$$

In base al ripple tollerabile, si sceglie la capacità adeguata (si può operare anche su L).

Un altro metodo per minimizzare questa grandezza è quello di aumentare la frequenza di commutazione.

Se si sostituisce a V_{OUT} l'espressione che lega quest'ultima al duty cycle ed alla tensione d'ingresso, si ottiene la seguente relazione:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{16LC} (1 - \delta) \delta T_s^2$$

Si può notare che ΔV_{OUT} è massima quando $\delta = 0,5$.

Anche in questo caso, effettuando una serie di modifiche al circuito, è possibile ottenere la tipica configurazione del forward generalmente implementata; la sua struttura e le sue forme d'onda sono rappresentate nella figura seguente (fig. 1.15):

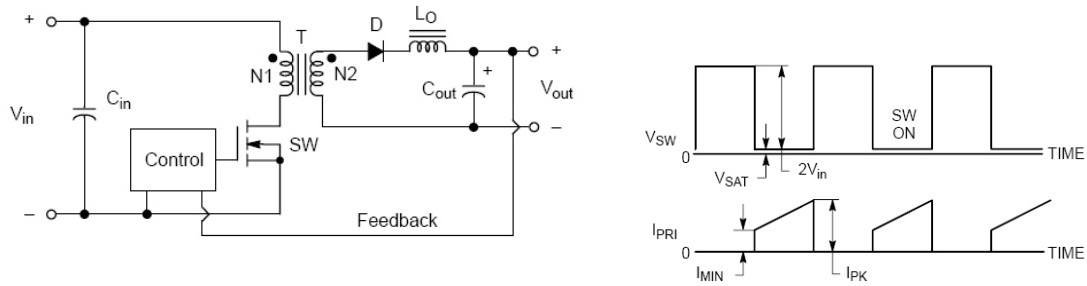


Figura 1.15

Le relazioni che legano tra di loro le varie grandezze, coincidono grossomodo con quelle viste precedentemente; l'unica differenza consiste nella presenza del trasformatore (in questo caso non si tratta di un mutuo induttore) che introduce un certo rapporto spire n . Quindi, considerando quest'ultimo parametro, le relazioni diventano le seguenti:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{n} \delta$$

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{16nLC} (1 - \delta) \delta T_s^2$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{IN}}{nL} \delta (1 - \delta) T_s = \Delta i_L^+ = |\Delta i_L^-|$$

Anche in questo caso, è presente un feedback che ha il compito di regolare il duty cycle in corrispondenza di variazioni brusche del valore della resistenza di carico.

1.1.6 Push-Pull

Il convertitore push-pull deriva dal convertitore forward perché, anche in questo caso, il trasferimento di energia al carico avviene durante la chiusura degli switches (in questo convertitore ne sono presenti due).

Lo schema tipico e gli andamenti temporali delle grandezze elettriche alle quali è soggetto ogni switch, sono i seguenti (fig. 1.16):

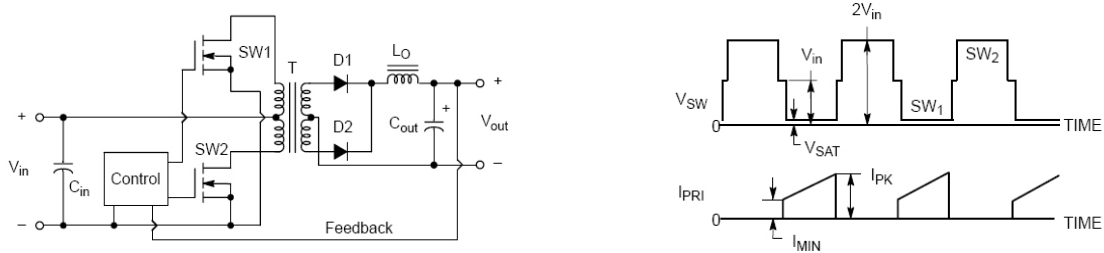


Figura 1.16

Dal primo grafico si può notare che i due MOS che implementano i tasti, sono pilotati da due segnali di controllo fra loro in controfase; il loro andamento è rappresentato qui sotto (fig. 1.17):

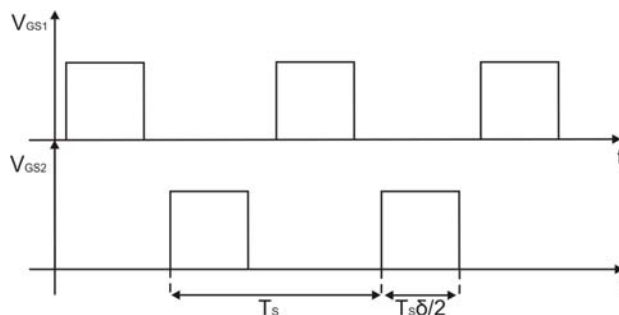


Figura 1.17

Fra le due onde quadre, viene sempre garantito un certo margine in modo tale da impedire ad entrambi i tasti di chiudersi contemporaneamente.

Dato il loro andamento in controfase, le due onde quadre derivano dallo stesso segnale di controllo.

Come si può notare dallo schema elettrico, in corrispondenza della chiusura di uno switch, il sistema assume una configurazione che coincide con il forward, così come in corrispondenza degli intervalli in cui sono entrambi aperti.

Tenendo presenti le considerazioni precedentemente fatte e le funzionalità del raddrizzatore, del filtro LC e del trasformatore, è immediato calcolare la tensione di uscita:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{n} \delta$$

Il duty cycle deve essere sempre inferiore all'unità; se ciò non accade c'è il rischio di una simultanea conduzione di entrambi i MOS.

Il convertitore push-pull è più complesso dei tipi forward e flyback. Il suo uso è conveniente quando le potenze richieste sono elevate, al di sopra di $1kW$; infatti l'utilizzazione di entrambi i semiperiodi del segnale di comando, possibile grazie all'impiego di due switches, consente di raddoppiare il flusso di energia al carico e di ridurre la tensione di ondulazione, riduzione dovuta all'aumento della frequenza di ondulazione stessa (la frequenza del ripple raddoppia perché in ingresso al filtro è presente un'onda quadra con periodo pari a $T_s/2$).

1.1.7 Half bridge

Un altro tipo di convertitore, capace di erogare un'elevata potenza di uscita, è l'half-bridge; la sua struttura è raffigurata nella figura sottostante (fig. 1.18):

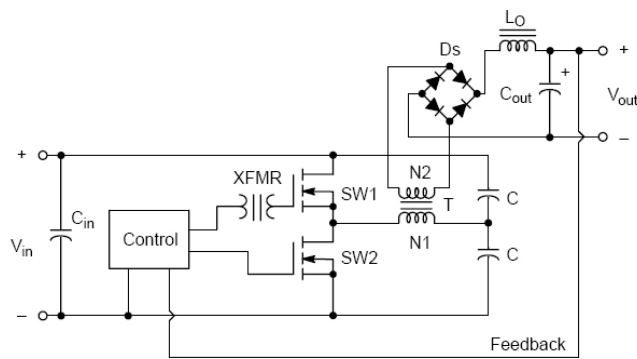


Figura 1.18

I due condensatori C sono dimensionati in modo tale da fissare un capo dell'avvolgimento primario ad una tensione di $V_{IN}/2$; in questo modo si ottiene, in corrispondenza della chiusura di $SW1$, una tensione sul primario pari a $V_{IN}/2$ mentre quando si verifica la chiusura di $SW2$, ai capi del primario si ha $-V_{IN}/2$. Ricapitolando, l'andamento della tensione sul primario ha il seguente andamento temporale (fig. 1.19):

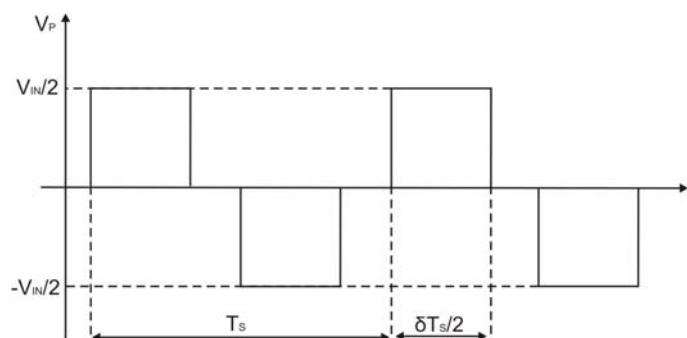


Figura 1.19

Ovviamente, ai capi dell'avvolgimento secondario è presente la tensione V_p attenuata di un fattore n , pari al rapporto spire del trasformatore; dunque, è immediato notare che, grazie al ponte di Graetz, in ingresso al filtro di uscita, è presente un'onda quadra caratterizzata dal seguente andamento (fig. 1.20):

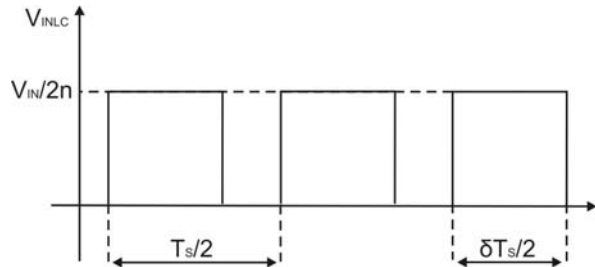


Figura 1.20

Considerando l'operazione svolta dal filtro LC, ovvero il prelevamento del valore medio dell'onda quadra d'ingresso, la tensione di uscita può essere ricavata tramite la seguente relazione:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2n} \delta$$

Anche in questo caso, δ deve essere inferiore all'unità, in modo tale da evitare un cortocircuito che può risultare dannoso per il sistema.

L'espressione è molto simile a quella del forward, infatti, anche in questo caso, si ha il trasferimento di energia in corrispondenza della chiusura dei MOS.

È interessante analizzare i seguenti andamenti temporali, che rappresentano gli andamenti della corrente e della tensione associati a ciascun MOS (fig. 1.21):

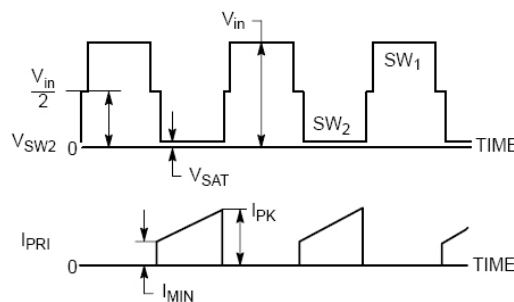


Figura 1.21

In questa configurazione, la tensione massima presente sul singolo MOS, è pari a V_{IN} , ovvero la metà della tensione massima che si ha ai capi dei MOS del push-pull. Dato che ogni MOS è caratterizzato da una tensione massima, al di sopra della quale si può verificare il danneggiamento del componente stesso, in corrispondenza di tensioni d'ingresso elevate risulta più conveniente realizzare il convertitore DC/DC con un half bridge piuttosto che con un push-pull; infatti, la soluzione del push-pull comporta l'utilizzo di MOS costosi e difficilmente reperibili sul mercato (devono essere caratterizzati da una tensione massima elevatissima).

La possibilità di poter ricevere in ingresso una tensione V_{IN} elevata, permette al convertitore half bridge di raggiungere potenze superiori a quelle del push-pull.

1.1.8 Full bridge

Un altro convertitore DC/DC, capace di erogare potenze elevate, è il full bridge; la sua struttura è rappresentata nella figura sottostante (fig. 1.22):

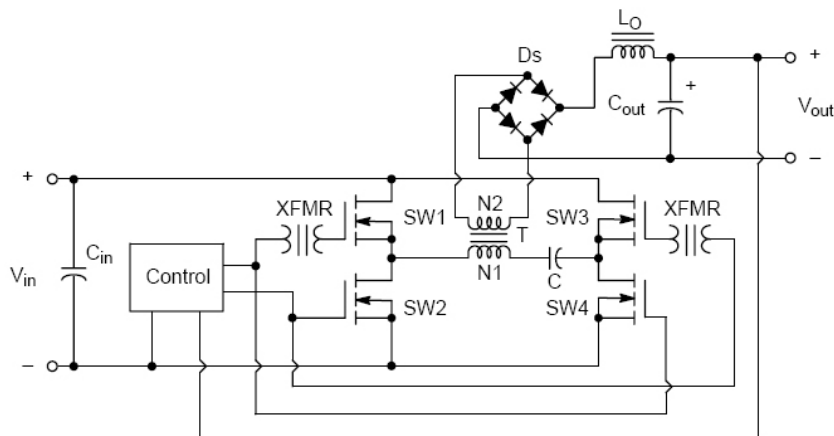


Figura 1.22

Il sistema è costituito da un ponte ad acca formato da quattro MOS che, se pilotati opportunamente, danno origine ai capi del primario, ad una tensione il cui andamento temporale è simile a quello del convertitore half bridge.

Il condensatore C ha il compito di eliminare la componente continua residua dovuta alla non perfetta simmetria del ponte ad acca (è impossibile avere quattro MOS perfettamente identici).

Il pilotaggio dei MOS avviene nel modo indicato dai grafici sottostanti (fig. 1.23):

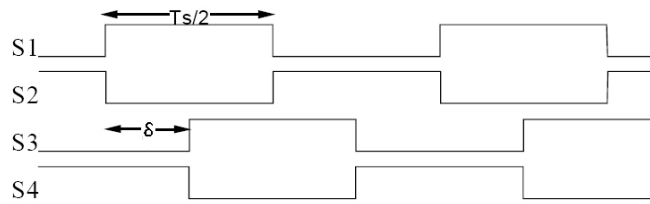


Figura 1.23

Ciò causa la presenza ai capi del primario di una tensione col seguente andamento (fig. 1.24):

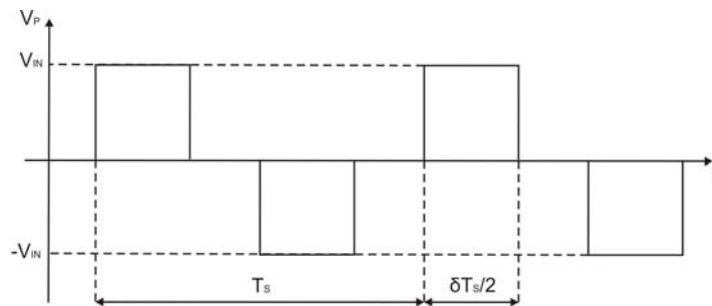


Figura 1.24

Il segnale sopra rappresentato, coincide con quello visto nell'half bridge; l'unica differenza è costituita dal valore dell'ampiezza che in questo caso è pari a $\pm V_{IN}$. Considerando che sul secondario sono presenti, come al solito, il raddrizzatore, costituito dal ponte di Graetz, ed il filtro d'uscita LC, è immediato ricavare la relazione che lega la tensione d'uscita con quella d'ingresso:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{n} \delta$$

Per capire i vantaggi introdotti da questa configurazione, conviene illustrare gli andamenti delle grandezze elettriche associate ad ogni swith (fig. 1.25):

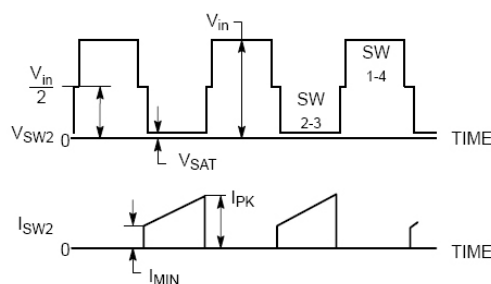


Figura 1.25

Si può notare che, anche se sul primario è presente una tensione massima pari a V_{IN} (nel convertitore half bridge è $V_{IN}/2$), ogni MOS è soggetto ad una tensione massima pari alla stessa V_{IN} ; ciò permette al convertitore full bridge di raggiungere potenze superiori a quelle dell'half bridge.

1.2 Trasformatori ad alta frequenza

Nella realizzazione dei convertitori DC/DC, vengono utilizzati dei particolari trasformatori capaci di lavorare a frequenze dell'ordine delle decine di kHz .

Essi, oltre a fornire le funzionalità introdotte dai trasformatori convenzionali, ovvero l'adattamento del livello di tensione e l'isolamento tra ingresso ed uscita, hanno il vantaggio di avere dimensioni più piccole.

Prima però di parlare dei trasformatori ad alta frequenza, conviene effettuare dei cenni sulle caratteristiche dei trasformatori e sulle proprietà magnetiche dei materiali utilizzati come nuclei.

1.2.1 Generalità

Si consideri un materiale magnetico eccitato da una bobina formata da N spire serrate e di lunghezza l come mostrato in figura 1.26:

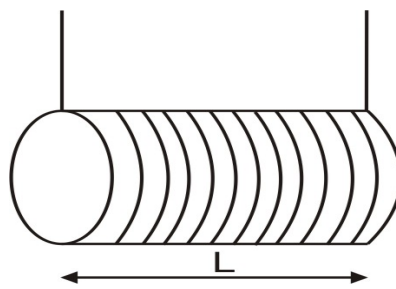


Figura 1.26

Quando la bobina è percorsa da una corrente I , essa genera un campo magnetico la cui intensità è data dalla seguente relazione:

$$H = \frac{NI}{l}$$

A questo valore di H corrisponde un valore di induzione magnetica B :

$$B = \mu_0 \mu_r H = \mu H$$

Se S è la sezione della bobina, il flusso magnetico Φ risulta pari a:

$$\Phi = BS = \mu HS = \mu \frac{NI}{l} S = \frac{NI}{R_m}$$

L'espressione presente al numeratore NI viene detta forza magnetomotrice mentre R_m prende il nome di riluttanza magnetica e dipende dalle caratteristiche del nucleo:

$$R_m = \frac{l}{\mu S}$$

Da ciò si deduce che per generare un determinato flusso magnetico in un materiale caratterizzato da una certa riluttanza magnetica, è richiesta una determinata forza magnetomotrice (è immediata l'analogia con la prima legge di Ohm).

Il flusso generato dalla corrente si concatena col circuito stesso dando origine, se esso varia, ad una forza elettromotrice indotta misurabile ai capi della bobina (legge di Lenz). Il flusso concatenato e la tensione misurata ai capi della bobina sono esprimibili tramite le seguenti espressioni:

$$\Phi_c = N\Phi = \frac{N^2}{R_m} I = LI$$

$$V_L = \frac{d\Phi_c}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{di}{dt}$$

Il parametro L viene detto induttanza ed è definito come il rapporto tra il flusso concatenato col circuito e la corrente, generatrice del flusso, che circola in esso.

Se si hanno due bobine di cui una è percorsa da corrente, può succedere che il flusso, generato dalla corrente che circola in una bobina, si concateni con l'altra (fig. 1.27); se la corrente è

variabile, è possibile misurare ai capi di quest'ultima una forza elettromotrice indotta. Tale fenomeno viene detto mutua induzione.

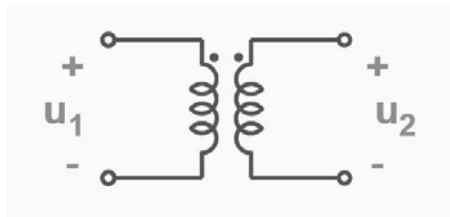


Figura 1.27

È possibile mettere in relazione il flusso concatenato con l'avvolgimento a vuoto e la corrente che circola nell'altro avvolgimento:

$$\Phi_{C2} = MI_1$$

La forza elettromotrice indotta nell'avvolgimento non attraversato da corrente è:

$$u_2 = M \frac{di_1}{dt}$$

Il parametro M viene detto coefficiente di mutua induzione.

Se invece stavolta la corrente circola nell'avvolgimento precedentemente a vuoto e si annulla la corrente nell'avvolgimento precedentemente attraversato da essa, si ottiene:

$$\Phi_{C1} = MI_2 \qquad M = \frac{\Phi_{C1}}{I_2} = \frac{\Phi_{C2}}{I_1}$$

La forza elettromotrice indotta è:

$$u_1 = M \frac{di_2}{dt}$$

Sul fenomeno di mutua induzione si basa il funzionamento del trasformatore; il coefficiente di mutuo accoppiamento associato ai due avvolgimenti è ricavabile in questo modo:

$$M = \sqrt{L_1 L_2}$$

Questa formula va bene se ogni flusso generato da ciascun avvolgimento si concatena interamente con l'altro; se ciò non avviene si ha:

$$M = k\sqrt{L_1L_2}$$

Il parametro k viene detto fattore di accoppiamento e assume valori compresi nell'intervallo $0 \div 1$.

1.2.2 Trasformatore ideale

Facendo riferimento alla figura sottostante (fig. 1.28), è possibile ricavare le relazioni che legano le grandezze elettriche associate agli avvolgimenti primario e secondario.

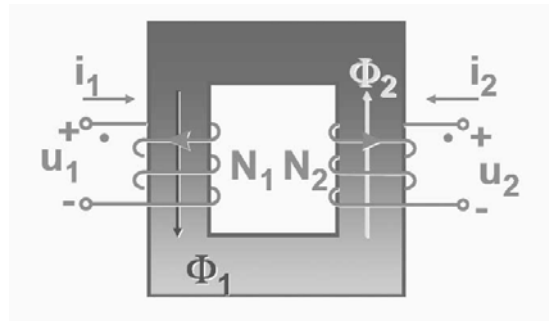


Figura 1.28

Il trasformatore ideale è caratterizzato da un nucleo con permeabilità magnetica $\mu = \infty$ e da un perfetto accoppiamento tra i due avvolgimenti; da ciò si può dedurre che la riluttanza è nulla e che il flusso totale, generato dai due avvolgimenti è uguale a:

$$\Phi = \Phi_1 = \Phi_2$$

Dall'espressione del flusso magnetico, che circola interamente all'interno del nucleo (condizione dovuta a $\mu = \infty$), è immediato ricavare la relazione che lega le due correnti entranti nei due avvolgimenti:

$$R_m \Phi = N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0 \quad \Rightarrow \quad i_1 = -\frac{N_2}{N_1} i_2 = -\frac{1}{n} i_2$$

Per ricavare le tensioni presenti ai capi dei due avvolgimenti e la relazione che le lega, si applica la legge di Lenz:

$$u_1 = \frac{d\Phi_{C1}}{dt} = N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad u_2 = \frac{d\Phi_{C2}}{dt} = N_2 \frac{d\Phi_1}{dt} = N_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

$$u_1 = \frac{N_1}{N_2} u_2 = n u_2$$

Il coefficiente n precedentemente ricavato, viene detto rapporto di trasformazione e viene fissato dal numero delle spire di ciascun avvolgimento.

Per entrambi gli avvolgimenti, è utile calcolare le potenze istantanee entranti da ogni porta:

$$p_1 = u_1 i_1 \quad p_2 = u_2 i_2$$

Sostituendo ad una delle due equazioni precedenti le relazioni che legano tra loro le tensioni e le correnti, si ottiene il seguente risultato:

$$p_1 = u_1 i_1 = -u_2 i_2 = -p_2$$

Da ciò si può dedurre che la potenza entrante da una porta è uguale alla potenza uscente dall'altra porta quindi, in ogni istante, non vi è immagazzinamento o dissipazione di energia. Questa caratteristica è deducibile anche osservando che l'induttanza associata a ciascun avvolgimento ha un valore infinito dato che la riluttanza del materiale che costituisce il nucleo è nulla; da ciò si può dire che, per ogni frequenza, ciascun induttanza introduce un'impedenza infinita che non assorbe corrente e quindi non immagazzina energia.

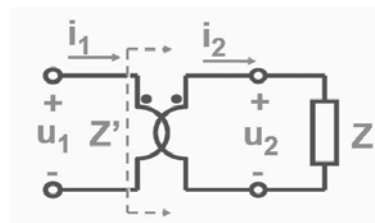


Figura 1.29

Grazie alle sue caratteristiche, il trasformatore ideale è in grado di compiere un perfetto adattamento d'impedenza senza introdurre nessun elemento parassita; si consideri, ad

esempio, la situazione di figura 1.29, dove un generatore di tensione u_1 alimenta la porta primaria ed un carico di impedenza Z è connesso a quella secondaria. Considerando il verso della corrente sul secondario uscente, tale impedenza stabilisce la relazione:

$$\frac{u_2}{i_2} = Z$$

Utilizzando le definizioni precedentemente ricavate si ottiene:

$$Z' = \frac{u_1}{i_1} = n^2 Z$$

Il sistema si comporta come se al generatore fosse connessa direttamente l'impedenza Z' .

1.2.3 Trasformatore reale

Si supponga, in prima ipotesi, che la permeabilità magnetica sia talmente alta in modo che tutte le linee del flusso magnetico prodotte dai due avvolgimenti abbiano percorsi totalmente contenuti nel nucleo e quindi siano concatenate con tutte le N_1 e N_2 spire del primario e del secondario (accoppiamento perfetto). Se entrambi gli avvolgimenti sono percorsi da corrente (entrambe hanno il verso entrante come in fig.), il flusso magnetico è dato da:

$$\Phi = \frac{N_1 i_1 + N_2 i_2}{R_m}$$

Riportando tutto al primario si ottiene:

$$\Phi = \frac{N_1 i_{1\mu}}{R_m}$$

$$i_{1\mu} = i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2$$

La corrente $i_{\mu 1}$ viene detta corrente di magnetizzazione. Calcolando il flusso concatenato con il primario, si ottiene l'induttanza associata a tale avvolgimento ovvero l'induttanza di magnetizzazione primaria:

$$\Phi_C = \frac{N_1^2}{R_m} i_{1\mu} \quad \Rightarrow \quad L_{1\mu} = \frac{N_1^2}{R_m}$$

Lo schema equivalente visto dal primario è il seguente (fig. 1.30):

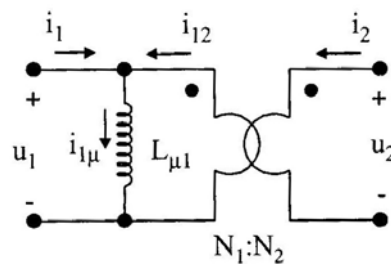


Figura 1.30

La situazione è schematizzabile con un trasformatore ideale, caratterizzato dalle relazioni viste in precedenza, al quale è stata collegata un'induttanza $L_{1\mu}$ in parallelo all'avvolgimento primario.

Ovviamente, lo stesso tipo di ragionamento effettuato può essere fatto osservando il tutto dall'avvolgimento secondario.

Nella realtà, l'ipotesi che tutte le linee di flusso siano concatenate con tutte le N_1 e N_2 spire del primario e del secondario non si verifica mai, anche se nei casi più comuni la maggior parte delle linee di flusso rimane dentro al nucleo e si concatena con tutte le spire, avviene sempre che almeno qualche linea di flusso si concateni solo con una parte delle spire primarie o secondarie o anche con tutte le spire di un avvolgimento ma non con quelle dell'altro. Il percorso di tali linee di flusso può cambiare col variare delle correnti primaria e secondaria. Ne risulta una situazione complessa che dipende molto dalla configurazione del nucleo e degli avvolgimenti. Si può tuttavia normalmente supporre che per la parte di flusso relativa a tali linee valga la sovrapposizione degli effetti. Infatti il loro percorso si svolge, almeno in parte, in materiali a comportamento magnetico lineare, come l'aria o gli isolanti. In tal caso si può dimostrare che il comportamento del sistema equivale a quello che si avrebbe se, oltre al flusso del nucleo, vi fosse un flusso di dispersione primario concatenato con le sole spire

primarie e dipendente dalla sola corrente i_1 ed un flusso di dispersione secondario concatenato con le sole spire secondarie e dipendente dalla sola corrente i_2 . Nella figura seguente (fig. 1.31), le linee di flusso di dispersione primario sono indicate schematicamente con Φ_{1D} e quelle del flusso di dispersione secondario con Φ_{2D} .

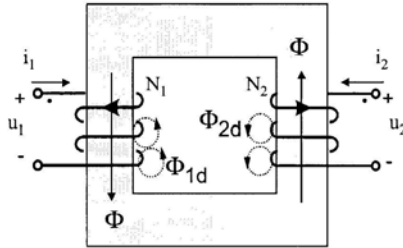


Figura 1.31

I flussi di dispersione si concatenano solo con una parte del rispettivo avvolgimento dando origine così ai seguenti flussi concatenati:

$$\Phi_{C1D} = L_{1D}i_1$$

$$\Phi_{C2D} = L_{2D}i_2$$

I coefficienti L_{1D} e L_{2D} vengono dette induttanze di dispersione.

I flussi concatenati totali associati a ciascun avvolgimento risultano pari a:

$$\Phi_{C1} = L_{1D}i_1 + N_1\Phi$$

$$\Phi_{C2} = L_{2D}i_2 + N_2\Phi$$

Lo schema equivalente del trasformatore reale, comprensivo anche delle resistenze associate ad ogni singolo avvolgimento è il seguente (fig. 1.32):

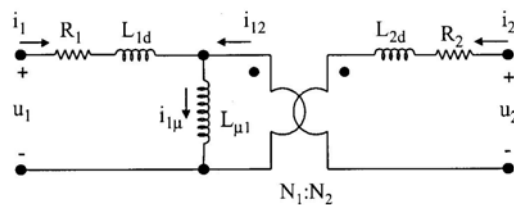


Figura 1.32

La struttura è composta dal trasformatore ideale al quale vengono connessi i vari elementi parassiti precedentemente descritti. Le tensioni presenti ai capi di ogni avvolgimento hanno le seguenti espressioni:

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{D1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

$$u_2 = R_2 i_2 + L_{D2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

1.2.4 Proprietà magnetiche della materia

Come si è visto in precedenza, se si fa circolare una corrente attraverso una bobina caratterizzata da un certo nucleo, essa genera un campo magnetico di intensità pari a:

$$H = \frac{NI}{l}$$

Attraverso l'utilizzo di un opportuno circuito indotto, è possibile misurare l'intensità del flusso generato e, dividendo quest'ultimo per la sezione del nucleo, l'induzione magnetica:

$$B = \frac{\Phi}{S} = \mu H$$

Dunque, variando l'intensità della corrente, e quindi del campo magnetico, è possibile costruire la caratteristica $B \div H$ per un certo nucleo composto da un determinato materiale. Successivamente è riportato un grafico rappresentante una serie di curve di magnetizzazione ($B \div H$) tracciate per cinque diversi tipi di materiale (fig. 1.33):

Curva di magnetizzazione

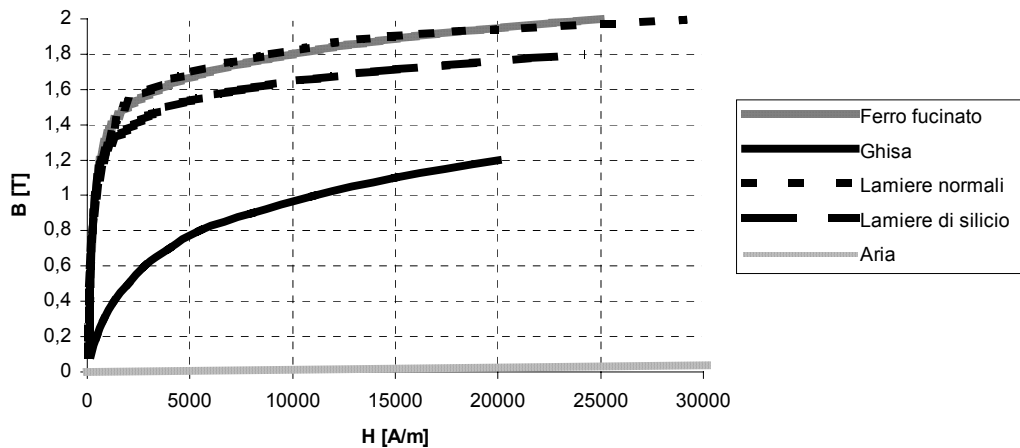


Figura 1.33

Dal grafico è possibile notare che, esclusa l'aria che ha una caratteristica lineare, l'andamento di ciascuna caratteristica è qualitativamente identico e può essere approssimato con l'andamento sottostante (fig. 1.34):

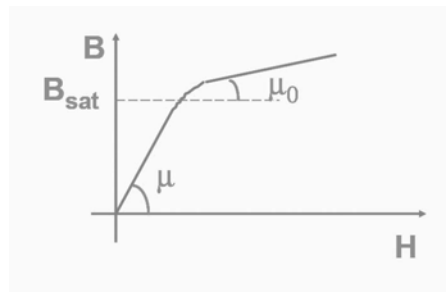


Figura 1.34

All'aumentare dell'intensità del campo magnetico H , l'induzione magnetica B cresce grossomodo linearmente con pendenza pari alla μ caratteristica del materiale fino al raggiungimento del valore B_{SAT} che indica la saturazione del nucleo, cioè tutti i suoi dipoli magnetici sono orientati secondo il verso deciso dal campo magnetico. Se H aumenta ancora, le linee di forza, dato il raggiungimento della condizione di saturazione, sono costrette a propagarsi in aria e quindi l'induzione magnetica aumenta ancora linearmente ma con pendenza pari a μ_0 (costante dielettrica dell'aria).

La condizione di saturazione è un fenomeno da evitare perché provoca distorsioni indesiderate come è mostrato in figura (fig.1.35):

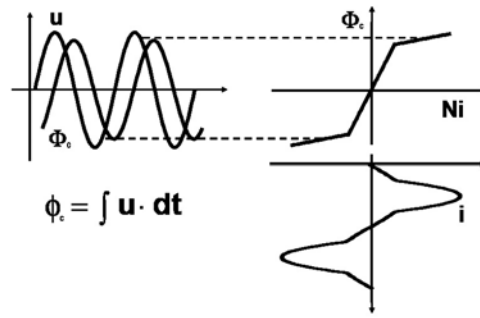


Figura 1.35

Se si applica una tensione sinusoidale ai capi di un avvolgimento tale da mandare in saturazione il suo nucleo, la corrente che circola in esso subisce una distorsione indesiderata. Sugli assi è possibile indicare il flusso magnetico concatenato con le spire dell'avvolgimento e la forza magnetomotrice grazie alle seguenti relazioni di proporzionalità:

$$\Phi_C = NBS \quad NI = HI$$

Ripetendo l'esperimento, si raggiunge una corrente di eccitazione alla quale corrispondono i valori H_M e B_M . Dopo il raggiungimento di tale valore, è interessante far diminuire la corrente gradatamente fino ad annullarla; da tale procedimento si ricava che l'induzione magnetica ritarda a diminuire, conservando valori sensibilmente superiori a quelli assunti durante la fase ascendente. In particolare, quando la corrente è ridotta a zero (quindi $H = 0$), l'induzione conserva ancora il valore B_R detta induzione residua; per annullare l'induzione è necessario generare una corrente negativa alla quale corrisponde il valore di campo magnetico $-H_C$ (forza coercitiva).

Proseguendo tale esperimento fino a raggiungere il punto $-H_M \div -B_M$ e successivamente il punto $H_M \div B_M$, si ottiene la seguente caratteristica (fig. 1.36) detta ciclo di isteresi magnetica:

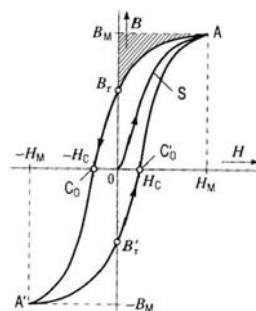


Figura 1.36

L'area circoscritta da tale curva rappresenta la densità di energia dissipata durante l'allineamento dei dipoli magnetici (cioè l'energia dissipata in un metro cubo di materiale).

Nel passare da B_M a B_R , il nucleo restituisce al circuito una parte dell'energia precedentemente immagazzinata e non dissipata (tale grandezza è associata all'area ombreggiata). Lo stesso discorso vale anche per il terzo quadrante.

Questo fenomeno è indesiderato, se il materiale viene utilizzato per realizzare un trasformatore, oppure necessario, se invece lo scopo è quello di realizzare un'induttanza (per tale componente l'area circoscritta dal ciclo d'isteresi deve essere più piccola possibile).

Il trasformatore deve avere un ciclo d'isteresi il più possibile simile a quello generato da un trasformatore ideale (fig. 1.37).

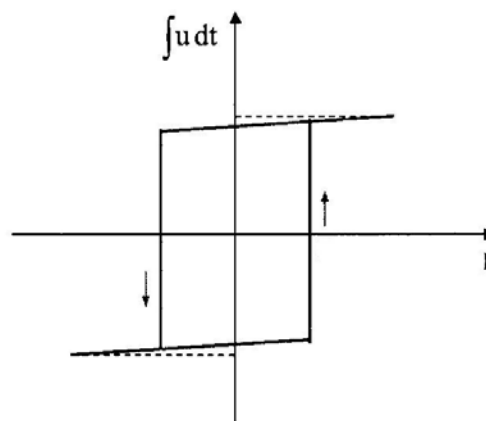


Figura 1.37

Tale curva è stata tracciata considerando le grandezze elettriche misurate su un singolo avvolgimento.

La curva di magnetizzazione riferita alla figura soprastante, coincide con l'asse verticale dato che $\mu = \infty$; dunque, in corrispondenza di $I = 0$, il flusso concatenato è uguale a:

$$\Phi_C = NB_{SAT}S$$

Per valori di corrente maggiori di zero, dato che il materiale è già saturo, la caratteristica sale linearmente con pendenza pari a μ_0 . Ripetendo lo stesso procedimento si ottiene il ciclo d'isteresi per un trasformatore ideale. Si può notare che non c'è nessun immagazzinamento di energia nel nucleo; la sola energia immagazzinata è quella conservata dal flusso propagato in aria (ciò spiega la leggera pendenza nel 1° e nel 3° quadrante).

1.2.5 Caratteristiche dei trasformatori ad alta frequenza

Come si è visto in precedenza, ogni materiale è caratterizzato da una B_{SAT} che non deve essere superata; facendo riferimento a ciò è possibile scrivere la seguente disuguaglianza:

$$\frac{\Phi_{MAX}}{S} \leq B_{SAT}$$

Dato che B_{SAT} è una caratteristica del materiale, la sezione del nucleo è decisa dal valore del flusso massimo Φ_{MAX} . È utile ricordare che il flusso è pari all'integrale della tensione applicata ai capi dell'avvolgimento diviso il numero di spire; è proprio su questo fatto che si basa il vantaggio dovuto al piccolo ingombro dei trasformatori ad alta frequenza. Infatti, calcolando i relativi flussi corrispondenti a due tensioni periodiche, identiche nella forma ma di periodo differente, si ottiene la seguente situazione (fig. 1.38):

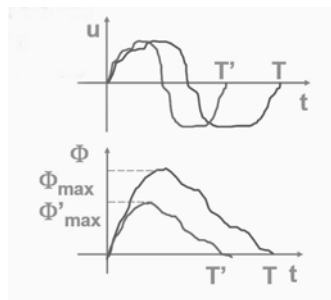


Figura 1.38

Il valore massimo del flusso magnetico risulta proporzionale al periodo; facendo riferimento al grafico temporale precedente, si può scrivere la seguente equazione:

$$\frac{\Phi'_{MAX}}{\Phi_{MAX}} = \frac{T}{T'}$$

Più è alta la frequenza del segnale, più è basso il valore massimo del flusso magnetico; quindi, facendo riferimento alla precedente disuguaglianza, è possibile usare nuclei con dimensioni più limitate (la sezione può essere più piccola).

L'area circoscritta dal ciclo d'isteresi, come è stato detto in precedenza, è la densità di energia dissipata; ciò vuol dire che ad ogni periodo relativo alla tensione applicata ad un avvolgimento, viene dissipata un'energia sottoforma di calore pari all'area circoscritta dal

ciclo d'isteresi moltiplicata per il valore del volume del nucleo. È ovvio quindi, che segnali caratterizzati da un'elevata frequenza, possono dissipare una quantità intollerabile di energia nell'unità di tempo.

La dissipazione di potenza per isteresi è rappresentata dalla seguente equazione che rappresenta la potenza dissipata da un chilogrammo di materiale:

$$p_i = K_i B_M^\alpha f$$

K_i è un coefficiente sperimentale che dipende dal tipo di materiale utilizzato per il nucleo.

Spesso il costruttore, per il tipo di trasformatore, fornisce un grafico che indica le perdite per isteresi in funzione dell'induzione magnetica e della frequenza di pilotaggio (fig. 1.39).

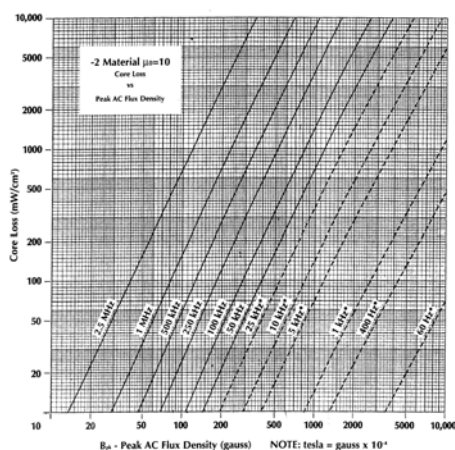


Figura 1.39

Un altro fattore di cui c'è da tenere conto, visto che anche esso dipende dalla frequenza, sono le perdite dovute alle correnti parassite o di Foucault, cioè correnti indotte nel nucleo dalle variazioni del flusso magnetico. Esse possono essere valutate tramite la seguente espressione:

$$p_c = K_c B_M^2 f^2$$

Anche stavolta viene calcolata la potenza per unità di massa con l'ausilio di un coefficiente K_c caratteristico del materiale utilizzato.

Un metodo per minimizzare questo fenomeno è quello di realizzare il nucleo in forma laminata, cioè costituito da una serie di lamiere sovrapposte tra loro e separate mediante fogli di carta oppure sottili vernici isolanti. Con questo artificio le correnti indotte, anziché circolare liberamente nella massa del nucleo, sono obbligate a richiudersi entro lo spessore

delle singole lamiere, ove incontrano una resistenza più elevata che le minimizza; in questo caso la formula della potenza dissipata per unità di massa assume la seguente forma:

$$p_c = K_C B_M^2 f^2 \delta^2$$

Il parametro δ indica lo spessore dei lamierini.

Altra caratteristica importante di cui bisogna tenere conto, è la resistenza degli avvolgimenti che ad alta frequenza può diventare significativa a causa dell'effetto pelle (skin effect). Questo fenomeno consiste in una concentrazione di carica all'interno del filo non più uniforme; ciò provoca una diminuzione della sezione e quindi un aumento della resistenza dell'avvolgimento.

A bassa frequenza, l'energia associata al campo magnetico radiale generato dalla corrente che scorre nel filo dell'avvolgimento è trascurabile rispetto all'energia dissipata nel filo stesso; la corrente si distribuisce in modo uniforme all'interno del conduttore in modo da minimizzare il consumo di energia.

All'esterno del filo, la forza magnetomotrice è costante e pari alla corrente ma il campo magnetico radiale varia in modo inversamente proporzionale alla distanza dal filo. All'interno del conduttore, invece, la forza magnetomotrice, ad una determinata distanza r dall'asse del conduttore, deve essere uguale alla corrente totale racchiusa nella sezione di raggio r ed è perciò proporzionale al quadrato del raggio.

Quando la corrente varia molto rapidamente (ad alta frequenza), anche il flusso prodotto all'interno del filo conduttore varia con la stessa velocità. Tali variazioni di flusso provocano tensioni indotte che, a loro volta, producono delle correnti che tendono a rinforzare la corrente verso la superficie ed a ridurla nel centro del filo conduttore. Il risultato è che, all'aumentare della frequenza della corrente, essa tende a distribuirsi sempre più verso la superficie del conduttore ed a ridursi esponenzialmente a mano a mano che ci si avvicina al centro. Dato che la corrente si distribuisce su una sezione di conduttore ridotta, la resistenza del filo aumenta.

La distribuzione della corrente è rappresentata in figura (fig. 1.40):

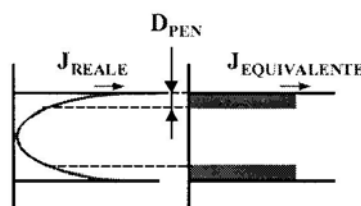


Figura 1.40

Per valutare tale sezione, viene definito lo spessore di penetrazione D_{PEN} che corrisponde alla distanza dalla superficie alla quale la densità di corrente si riduce di un fattore pari a $1/e$ rispetto al valore che essa ha in superficie. Tale grandezza viene definita dall'espressione successiva:

$$D_{PEN} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}}$$

L'espressione successiva invece indica la resistenza del filo per unità di lunghezza:

$$r_{AF} = \frac{1}{d - D_{PEN}} \sqrt{\frac{\mu \rho f}{\pi}}$$

Per minimizzare questo fenomeno, si può realizzare gli avvolgimenti con fili litz, ovvero conduttori composti da un fascio di fili di diametro molto piccolo; in questo modo, data la piccola sezione di ciascun filo, la corrente che scorre in ognuno di essi occupa sempre l'intera sezione anche all'aumentare della frequenza.

Nei trasformatori ad alta frequenza, questi fenomeni risultano molto rilevanti; da ciò si può dedurre che risulta basilare la scelta dei materiali che costituiscono il nucleo e gli avvolgimenti.

È necessario introdurre, per questo tipo di trasformatore, uno schema equivalente che prenda in considerazione le perdite per isteresi e per le correnti parassite (fig. 1.41):

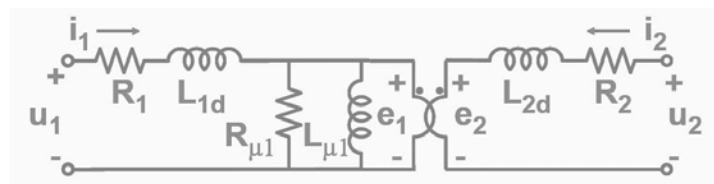


Figura 1.41

Come si può notare, è stata aggiunta la resistenza $R_{\mu 1}$ che tiene conto delle perdite nel nucleo precedentemente descritte.

2 L'alimentatore switching A3486

2.1 Generalità

Il sistema A3486 è un alimentatore switching capace di fornire una tensione di uscita pari a $48V$ ed una potenza massima di $4kW$. La sua caratteristica principale è quella di poter lavorare in ambienti caratterizzati da campi magnetici elevati ($B_{MAX} = 2kG$) e da radiazioni di varia natura.

Il dispositivo può essere rappresentato tramite il seguente schema a blocchi (fig. 2.1):

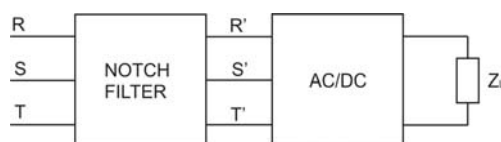


Figura 2.1

Come si può notare, l'A3486 è composto dai seguenti moduli:

- Notch Filter: questo blocco ha la funzione di massimizzare il più possibile il fattore di potenza, soprattutto in corrispondenza di carichi elevati, e di limitare le componenti armoniche delle correnti di fase in modo da rispettare le normative imposte dall'Unione Europea. È costituito interamente da elementi induttivi e capacitivi, in modo da non intaccare il rendimento del sistema.
- AC/DC: questo blocco è l'alimentatore switching vero e proprio. La sua struttura può essere rappresentata tramite il seguente schema a blocchi (fig. 2.2):

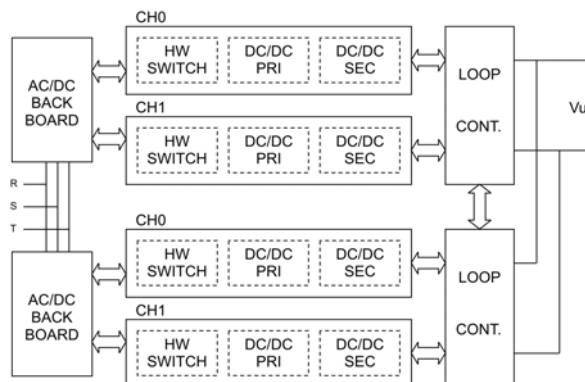


Figura 2.2

Come si può notare, il sistema è costituito da due alimentatori da $2kW$ che possono lavorare indipendentemente oppure, tramite un collegamento parallelo, possono dare origine ad un unico alimentatore da $4kW$.

Il dispositivo viene controllato dall'utente tramite il sistema C.A.E.N. SY1527; quest'ultimo è un modulo universale capace di gestire contemporaneamente sedici dispositivi con differenti funzioni. La comunicazione tra l'A3486 ed il sistema di controllo è di tipo parallelo; sono previste infatti due slot, una per ogni alimentatore da $2kW$, grazie alle quali è possibile controllare entrambi gli alimentatori indipendentemente. Quando invece i due alimentatori sono connessi in parallelo, è sufficiente utilizzare un unico bus.

I dati provenienti dal sistema SY1527 vengono opportunamente elaborati e convertiti in segnali analogici, che successivamente vengono inviati ai vari ingressi degli alimentatori, tramite un sistema di controllo, denominato A1000, in cui sono presenti un microcontrollore, i convertitori A/D e D/A, un blocco memorie ed un blocco di gestione delle alimentazioni.

Le specifiche del dispositivo sono le seguenti:

- Massima potenza di uscita: $4kW$ o $2kW \times 2$;
- Fattore di potenza: $PF \geq 0,9$ per carichi medio-alti ($R_L \leq 3\Omega$);
- Tensione di uscita $48V$;
- Ripple massimo in uscita: $40mV_{pp}$.
- Rendimento: $\eta \cong 0,85$ per B compresa nell'intervallo $0 \div 2kG$.

2.2 Caratteristiche principali di un alimentatore da $2kW$

La struttura di ogni singolo alimentatore da $2kW$ è di tipo modulare (fig. 2.3) ed è formata sostanzialmente da due canali capaci di erogare $1kW$ ciascuno.

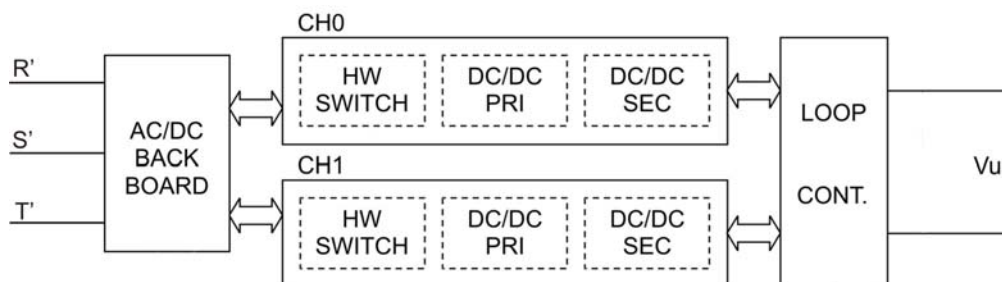


Figura 2.3

Le uscite dei due canali sono connesse in parallelo mentre gli ingressi possono essere connessi sia in serie che in parallelo. Questa caratteristica permette a ciascun alimentatore di essere compatibile sia con il trifase europeo ($220VAC$) che con quello americano ($110VAC$); infatti, quando il trifase è europeo, viene effettuato un collegamento di tipo serie (la tensione in uscita dal ponte trifase viene suddivisa tra gli ingressi dei canali) mentre, quando il trifase è americano, il collegamento implementato è quello parallelo (la tensione d'uscita del raddrizzatore viene inviata ad entrambi gli ingressi dei canali). Ciò permette, ad ogni singolo canale, di avere sempre in ingresso lo stesso valore di tensione in entrambi i casi.

Ogni alimentatore è composto da:

- Back Board: su questa scheda è presente il raddrizzatore trifase, il sistema di selezione che permette di collegare gli ingressi dei canali in serie o in parallelo ed un circuito elettrico che si oppone ad un eventuale sbilanciamento del punto di mezzo nel caso di collegamento in serie;
- CH0 e CH1: ognuno di essi è composto da un convertitore DC/DC a commutazione preceduto da un interruttore che si chiude in corrispondenza dell'accensione e permette alla tensione raddrizzata dal ponte trifase, di raggiungere l'ingresso del convertitore;
- Output Controller: questo blocco si occupa di prelevare la tensione e la corrente di uscita dell'alimentatore e, in base ai valori ottenuti, di regolare il duty cycle di entrambi i canali.

3 Back Board

Questo blocco ha le seguenti funzioni:

- Raddrizzamento della tensione alternata proveniente dalla linea trifase;
- Selezione della modalità di collegamento fra gli ingressi dei due canali (serie o parallelo);
- Indicazione dello sbilanciamento fra le tensioni d'ingresso dei due canali (solo nel collegamento in serie);
- Accensione graduale dell'intero sistema (presenza di tre NTC).

La configurazione tipica è quella che prevede il collegamento in serie degli ingressi dei due canali quindi lo schema elettrico di questo blocco è il seguente (fig. 3.1):

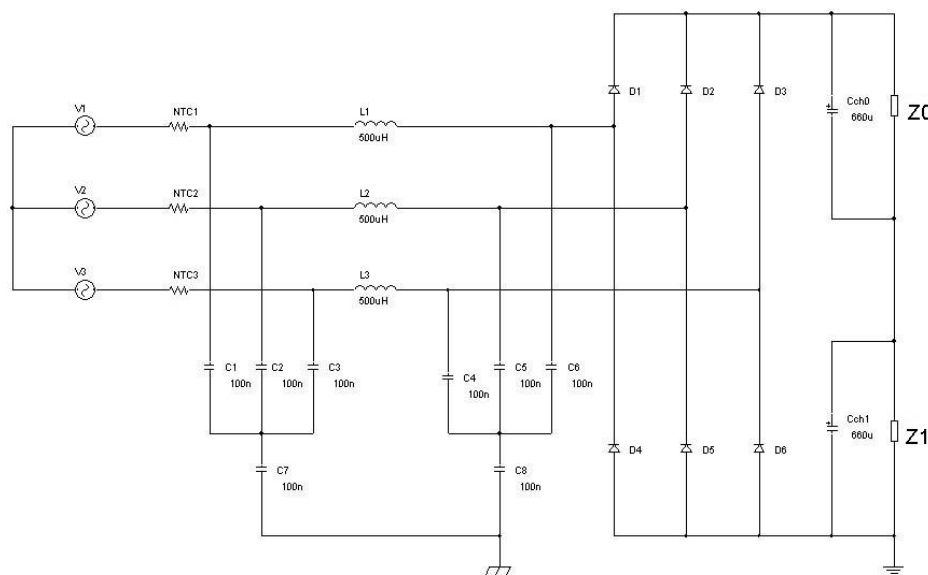


Figura 3.1

L'intero sistema è bilanciato, cioè ogni fase vede la stessa impedenza; da ciò si può dedurre che i due centrostella formati dai condensatori $C_{1\div6}$ sono a tensione nulla e quindi danno origine ad un neutro virtuale. Dunque è immediato notare che ciascuna fase è applicata in ingresso a due filtri LP collegati in cascata (le due frequenze di taglio sono lontane), uno del primo ordine formato dal termistore NTC e da un condensatore da $100nF$ e l'altro del secondo ordine con frequenza di taglio pari a:

$$f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 22,52kHz$$

Questa serie di filtri ha il compito di eliminare i disturbi ad alta frequenza infatti anche il polo formato da NTC e dal condensatore a $100nF$ è molto elevato dato che la resistenza introdotta dal termistore quando esso si trova alla sua temperatura di lavoro, è molto più piccola dell'impedenza generata dal condensatore; si può concludere che le tre tensioni di fase non vengono perturbate dai filtri e si presentano inalterate ai capi del raddrizzatore trifase.

A valle di quest'ultimo è presente la serie formata da CH0 e CH1 che vengono rappresentati tramite due impedenze, Z_0 e Z_1 . In parallelo a ciascuna di esse è presente una capacità da $660\mu F$ che ha il compito di rendere il più possibile costante la tensione ai capi del singolo canale.

3.1 Dimensionamento e caratteristiche del sistema

3.1.1 Dimensionamento dei condensatori di livellamento

La tensione a valle del raddrizzatore è costituita da una componente costante e da una alternata dovuta al fenomeno di carica e scarica dei condensatori.

A causa del funzionamento non lineare dell'intero sistema, la scarica di ciascun condensatore ha un andamento determinato dalle commutazioni degli switches del convertitore DC/DC corrispondente, comunque è una buona approssimazione considerare tale andamento lineare decrescente, cioè ogni capacità si scarica a corrente costante e pari al valore medio temporale della corrente assorbita dal canale. Dalle simulazioni si ricava il seguente andamento (fig. 3.2):

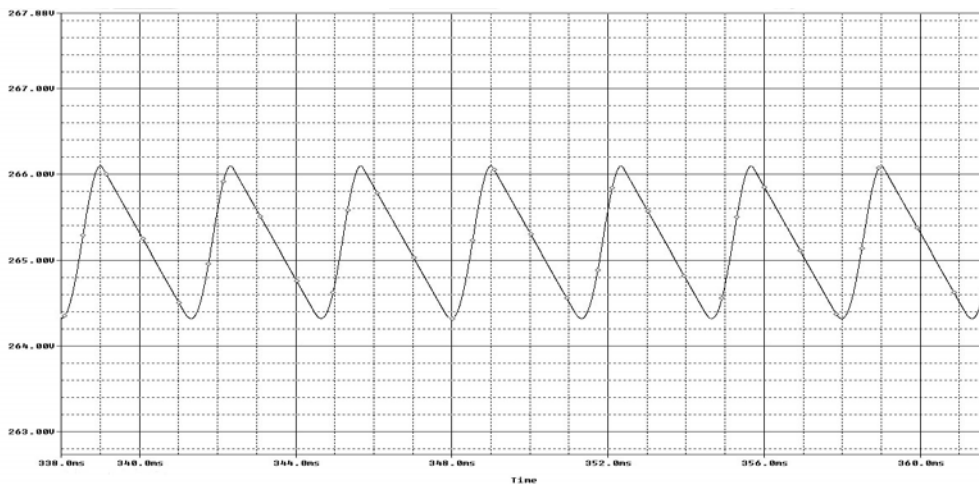


Figura 3.2

La pendenza della scarica dipende dalla potenza richiesta dal carico, quindi la condizione di ripple massimo si ha in corrispondenza del massimo carico in uscita.

Dal grafico temporale precedente, è possibile notare che la tensione in ingresso ad ogni canale (V_{CH}) ha un andamento periodico con $T_{RIP} = 3,33msec$ e quindi con una frequenza pari a

$$f_{RIP} = 6 \cdot 50Hz = 300Hz$$

Questo particolare valore di frequenza dipende dal raddrizzamento di ogni singola tensione concatenata.

Per semplicità di calcolo (è anche un'approssimazione non molto forte) si considera l'andamento di V_{CH} a dente di sega (fig. 3.3):

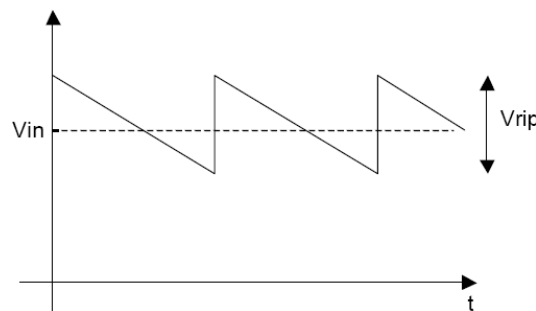


Figura 3.3

I valori dei condensatori C_{CH0} e C_{CH1} sono stati scelti in modo tale da avere una V_{RIP} molto più piccola della V_{IN} .

Il valore di entrambe le capacità può essere espresso in questa forma:

$$C_{CH0-1} = I \frac{\Delta t}{\Delta V} = I_{IN} \frac{T_{RIP}}{V_{RIP}}$$

I_{IN} è la corrente media assorbita durante il periodo di scarica da ogni singolo canale; essa può essere espressa in questa forma:

$$I_{IN} = \frac{P_{IN}}{V_{IN}} = \frac{P_{OUT}}{\eta \cdot V_{IN}}$$

V_{IN} è il valore medio temporale di V_{CH} ed è pari a:

$$V_{IN} = V_{CHM} - \frac{V_{RIP}}{2}$$

Il valore massimo di V_{CH} coincide con la metà dell'ampiezza massima della tensione concatenata, diminuita di un fattore pari al doppio della tensione di soglia associata ai diodi del ponte (si trascura la caduta su NTC e su L):

$$V_{CHM} = \frac{1}{2}(220 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} - 2 \cdot 1,4) \cong 268V$$

Il valore delle capacità C_{CH0+1} viene ricavato imponendo il valore di ripple massimo tollerabile; questa grandezza viene espressa dalla seguente relazione:

$$ripple = \frac{V_{RIP}}{V_{IN}} \%$$

Da ciò si ottiene la seguente espressione:

$$V_{RIP} = \frac{V_{RIP}}{V_{IN}} \left(V_{CHM} - \frac{V_{RIP}}{2} \right)$$

Imponendo un ripple pari al 10% si ottiene il seguente valore di V_{RIP} :

$$V_{RIP} = 0,1 \left(268 - \frac{V_{RIP}}{2} \right) \Rightarrow V_{RIP} = 25,52V$$

La condizione di ripple massimo si ha in corrispondenza della massima potenza in uscita. Imponendo un rendimento pari a $\eta = 0,9$ e considerando che ogni singolo canale può fornire una $P_{OUTMAX} = 1kW$, la corrente I_{IN} risulta pari a:

$$I_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta \cdot V_{IN}} = \frac{1000}{0,9 \cdot (268 - 12,76)} = 4,35A$$

Dunque i condensatori C_{CH0-1} devono avere capacità almeno pari a:

$$C_{CH0-1} = I_{IN} \frac{T_{RIP}}{V_{RIP}} = 4,35 \frac{3,33 \cdot 10^{-3}}{25,52} = 567 \mu F$$

Come si è visto in precedenza, la capacità scelta è $660 \mu F$ che soddisfa la specifiche e può essere facilmente realizzata collegando in parallelo tre condensatori elettrolitici da $220 \mu F$, facilmente reperibili sul mercato.

3.1.2 Dimensionamento del ponte trifase

La struttura tipica di un ponte trifase è la seguente (fig. 3.4):

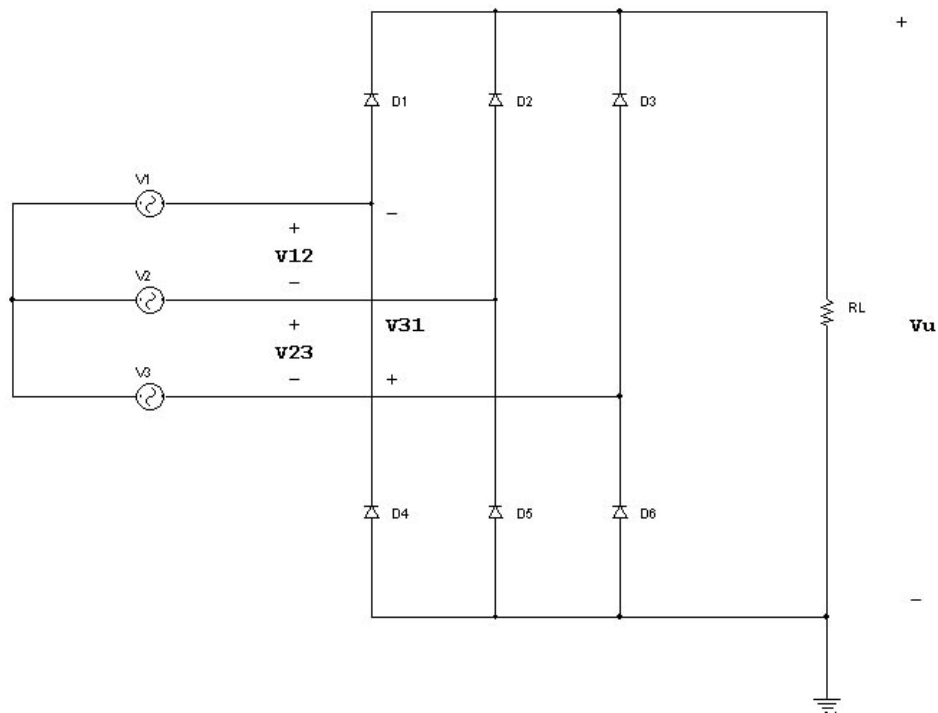


Figura 3.4

Le tensioni concatenate V_{12} , V_{23} e V_{31} sono applicate agli anodi dei diodi e generano una tensione di uscita V_U che ha l'andamento indicato nel grafico sottostante (fig. 3.5):

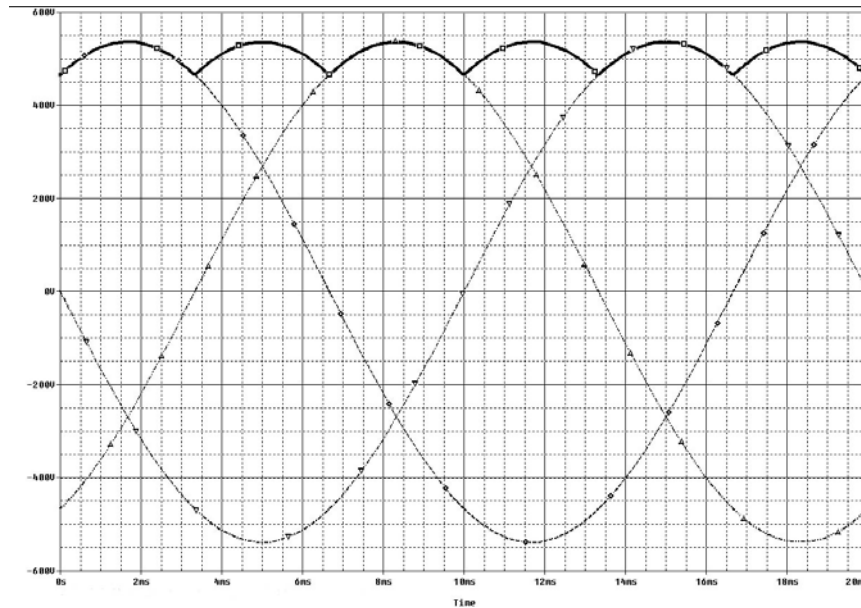


Figura 3.5

Le curve con il tratto più fine rappresentano le tre tensioni concatenate mentre la tensione V_U è quella caratterizzata dal tratto più marcato; essa, come è stato visto in precedenza, ha un andamento periodico con una frequenza che è sei volte quella di rete.

L'aggiunta di un condensatore causa il seguente andamento di V_U (fig. 3.6):

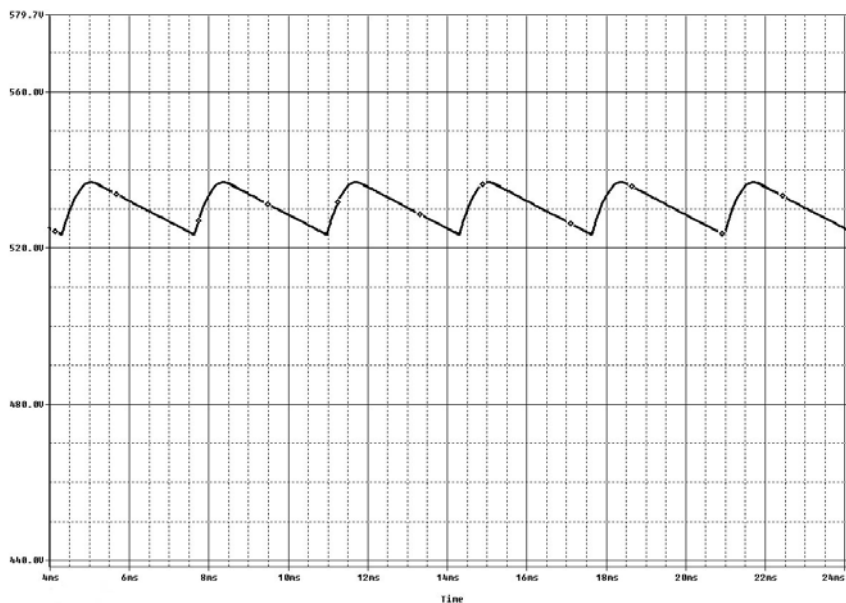


Figura 3.6

Se la costante di tempo $\tau = R_L C$ è molto maggiore di $T_{LINE}/6$, è lecita l'approssimazione di scarica lineare, cioè il condensatore si scarica a corrente costante.

Ogni diodo è attraversato da una corrente impulsiva che ha il seguente andamento periodico ($T = T_{LINE} = 20msec$)(fig. 3.7):

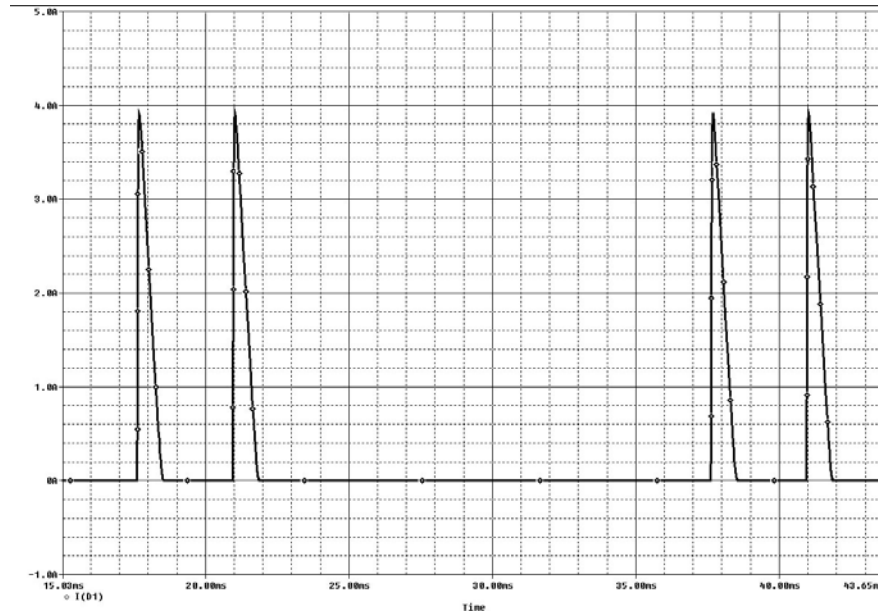


Figura 3.7

Anche la corrente di ogni fase assume un andamento impulsivo e di periodo pari a T_{LINE} (fig. 3.8).

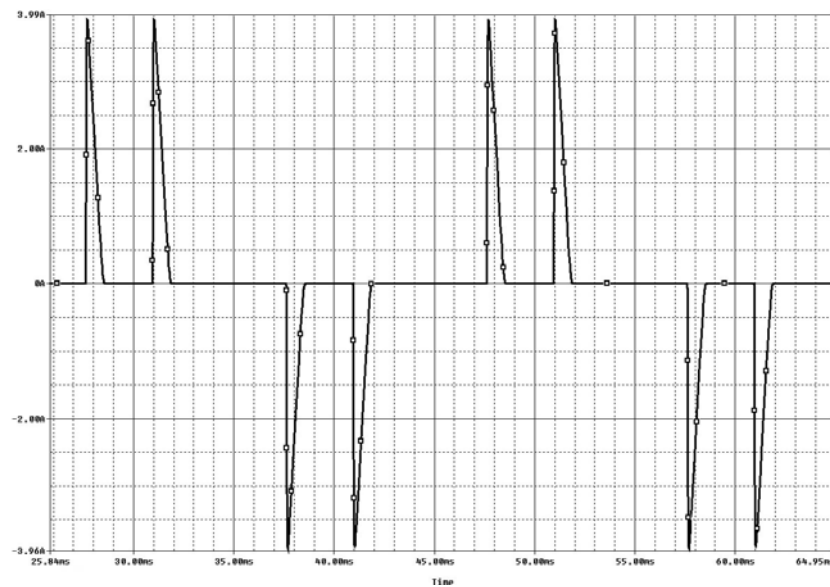


Figura 3.8

La struttura studiata è simile a quella tipica, l'unica differenza è la presenza dei filtri LP posizionati su ogni fase; ciò cambia l'andamento delle grandezze elettriche.

Gli andamenti delle tensioni concatenate misurate sugli anodi dei diodi, subiscono una piccola distorsione denominata peak clipping cioè si verifica uno schiacciamento della tensione di picco. Questo fenomeno si verifica perché la corrente erogata da ogni singola fase ha un andamento discontinuo, caratteristica alla quale si oppone l'induttanza da $500\mu H$; trascurando l'impedenza associata ad ogni condensatore da $100nF$, che è molto elevata ed in parallelo al segnale, si ha il seguente schema (fig. 3.9):

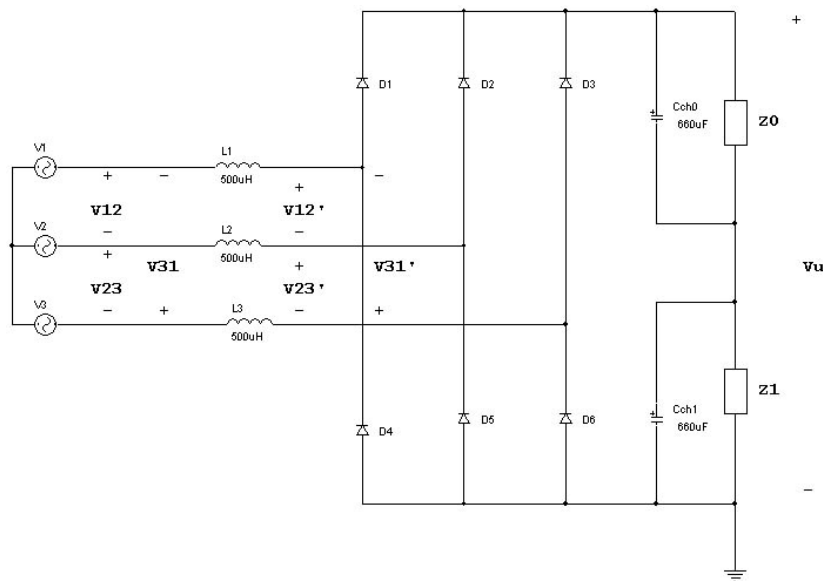


Figura 3.9

Le tensioni concatenate misurate sui terminali dei diodi sono pari a:

$$V'_{12} = V_{12} - V_{L1} + V_{L2}$$

$$V'_{23} = V_{23} - V_{L2} + V_{L3}$$

$$V'_{31} = V_{31} - V_{L3} + V_{L1}$$

Nell'istante in cui ogni diodo entra in conduzione, la corrente corrispondente tende ad avere una transizione brusca come quella indicata nel precedente grafico temporale (fig. 3.7); tale fenomeno però viene attenuato dalla presenza delle induttanze da $500\mu H$ che impediscono il

verificarsi di transizioni brusche delle tre correnti di fase, quindi delle varie correnti che circolano nei diodi, facendole salire più dolcemente. Questo fenomeno però causa una V_L positiva che si sottrae alla corrispondente tensione concatenata. Il fenomeno di addolcimento dell'impulso di corrente avviene anche nella fase di discesa (la corrente che circola nel diodo carica le capacità connesse a valle del raddrizzatore) in questo caso però, dato che la corrente decresce, la caduta sull'induttanza si somma alla tensione concatenata corrispondente. Il risultato che si ottiene è il seguente andamento che vale per ogni corrente di fase e per ogni tensione concatenata (fig. 3.10):

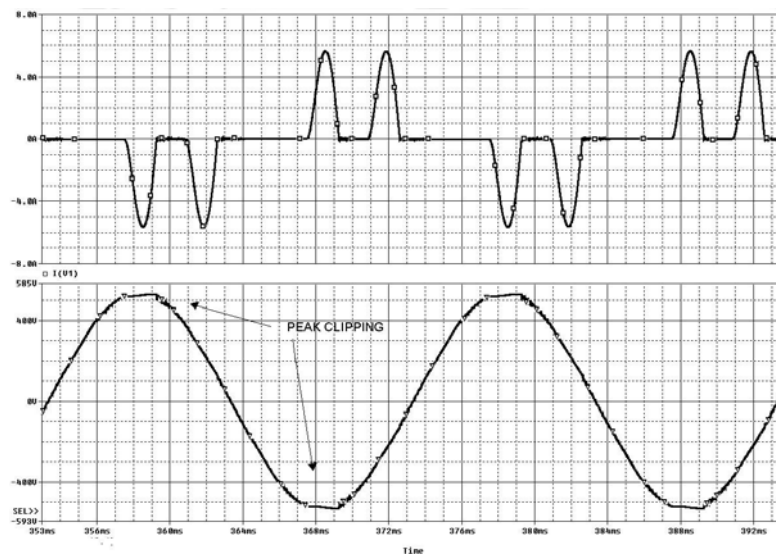


Figura 3.10

La corrente associata a ciascun diodo assume il seguente andamento temporale (fig. 3.11):

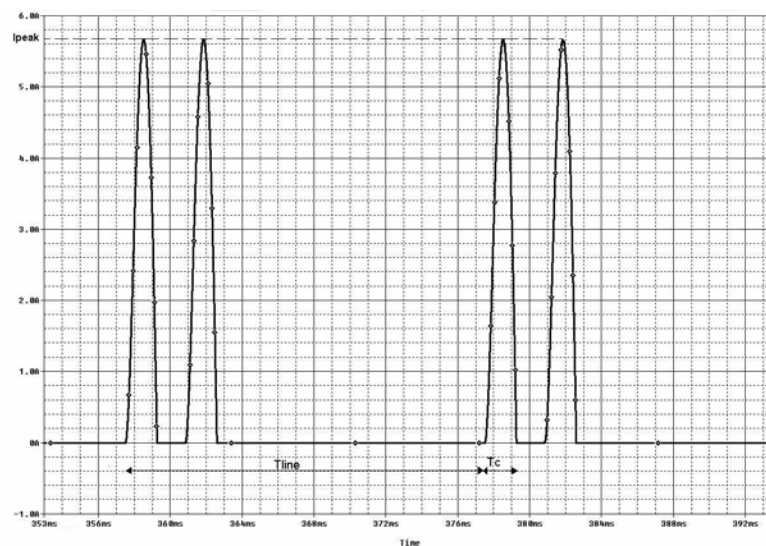


Figura 3.11

Per avere una stima della corrente media che transita in ciascun diodo, conviene considerare il singolo impulso di forma triangolare con ampiezza I_{PEAK} e base t_C ; in questo modo si ottiene il seguente risultato:

$$I_D = 2 \frac{t_C \cdot I_{PEAK}}{2T_{LINE}} = I_{PEAK} \frac{t_C}{T_{LINE}}$$

L'intervallo di tempo t_C indica il periodo in cui il diodo permette il passaggio della corrente che carica i condensatori. Per facilità di calcolo, conviene stimare t_C facendo riferimento allo schema senza induttanze che non produce distorsioni sulle grandezze elettriche che lo caratterizzano.

Il calcolo viene effettuato prendendo come riferimento i parametri della tensione V_U , presente in uscita al raddrizzatore (fig. 3.12).

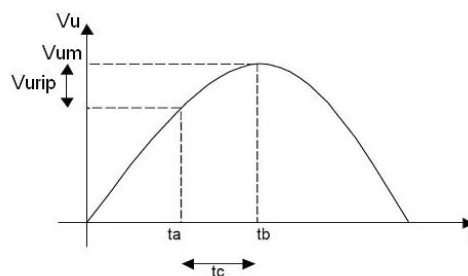


Figura 3.12

Conviene mettere in evidenza che:

$$V_U = 2V_{CH} \Rightarrow V_{UM} = 2V_{CHM}, V_{URIP} = 2V_{RIP}$$

Dunque, t_C si calcola in questo modo:

$$t_B = \frac{T_{LINE}}{4} = \frac{1}{4f_{LINE}}$$

$$V_{UM} \text{sen}\left(\frac{2\pi t_A}{T_{LINE}}\right) = V_{UM} - V_{URIP} \Rightarrow V_{CHM} \text{sen}\left(\frac{2\pi t_A}{T_{LINE}}\right) = V_{CHM} - V_{RIP}$$

$$t_A = \frac{\text{sen}^{-1}\left(1 - \frac{V_{RIP}}{V_{CHM}}\right)}{2\pi f_{LINE}} = \frac{\text{sen}^{-1}\left(1 - \frac{V_{RIP}}{V_{IN} + \frac{V_{RIP}}{2}}\right)}{2\pi f_{LINE}} = \frac{\text{sen}^{-1}\left(1 - \frac{1}{\frac{V_{IN}}{V_{RIP}} + \frac{1}{2}}\right)}{2\pi f_{LINE}}$$

$$t_C = t_B - t_A = \frac{1}{4f_{LINE}} - \frac{\text{sen}^{-1}\left(1 - \frac{1}{\frac{V_{IN}}{V_{RIP}} + \frac{1}{2}}\right)}{2\pi f_{LINE}}$$

La situazione che massimizza tale parametro è quella in cui si ha la massima potenza in uscita; per avere un certo margine di sicurezza nella successiva scelta del modello di diodo più adatto, si considera un ripple del 10%:

$$t_C = \frac{1}{4 \cdot 50} - \frac{\text{sen}^{-1}\left(1 - \frac{1}{10 + \frac{1}{2}}\right)}{2 \cdot 50 \cdot 3,14} = 1,4 \text{ msec}$$

Dalle simulazioni si nota che l'aggiunta delle induttanze causa un aumento di t_C di $0,5 \div 0,6 \text{ msec}$ inoltre bisogna considerare anche le induttanze dovute ai cavi che collegano il sistema al trifase; si considera dunque un t_C di $2,1 \div 2,2 \text{ msec}$.

L'ultimo parametro necessario per valutare la corrente media che attraversa ciascun diodo è I_{PEAK} ; per valutare tale parametro si consideri l'andamento delle correnti in corrispondenza di t_C (fig. 3.13), ad esempio in corrispondenza della conduzione di D_1 :

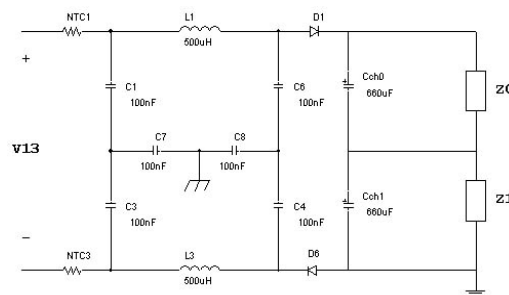


Figura 3.13

La corrente che transita in D_1 , si richiude attraverso D_6 : in pratica, in corrispondenza di ogni t_C , si ha la conduzione di due diodi e l'interdizione degli altri.

Dato che in un periodo pari a T_S si ha la conduzione di sei diverse coppie di diodi, i condensatori posti a valle del raddrizzatore vengono caricati, in tale periodo, da sei picchi di corrente; approssimando l'impulso con una forma triangolare, è possibile valutare la carica accumulata nei condensatori in tale intervallo di tempo:

$$Q = 6 \frac{I_{PEAK} \cdot t_C}{2} = 3I_{PEAK} \cdot t_C$$

Considerando V_U grossomodo costante ($V_U = 2V_{IN}$), la potenza media fornita alla serie formata dai due canali è:

$$P_{INTOT} = 6I_{PEAK}V_{IN} \frac{t_C}{T_{LINE}}$$

La potenza massima fornita da ogni singolo alimentatore composto dai due canali è $2kW$; considerando $\eta = 0,9$ per entrambi i canali, è possibile calcolare la massima potenza d'ingresso:

$$P_{INTOT} = \frac{P_{UTOT}}{\eta} = \frac{2000}{0,9} = 2222,22kW$$

A questo punto è immediato ricavare il valore del picco di corrente in corrispondenza della massima potenza di uscita:

$$I_{PEAK} = \frac{P_{INTOT} T_{LINE}}{6V_{IN} t_C} = \frac{2222,22 \cdot 20}{6 \cdot 268 \cdot 2,2} = 12,56A$$

Dalle simulazione viene un po' di meno ma si considera il valore precedentemente ottenuto per avere un certo margine di sicurezza nella successiva scelta dei diodi.

La corrente media che attraversa ogni singolo diodo in condizioni di massima potenza di uscita è:

$$I_D = I_{PEAK} \frac{t_C}{T_{LINE}} = 12,56 \frac{2,2}{20} = 1,38A$$

Risulta molto importante valutare la potenza media dissipata da ogni diodo nelle solite condizioni di potenza massima in uscita; tale valore è immediato calcolarlo tramite la seguente espressione:

$$P_D = V_\gamma I_D = 0,7 \cdot 1,38 = 0,96W$$

Il modello di diodo scelto deve essere in grado di sopportare i seguenti parametri:

$$I_D = 1,38A \quad I_{PEAK} = 12,56A \quad P_D = 0,96W$$

La scelta è caduta sul ponte trifase 26MT100, cioè un componente composto dai sei diodi connessi tra loro nella modalità vista; tale soluzione permette anche un notevole risparmio di spazio visto che l'area occupata da questo componente è sicuramente minore di quella introdotta da sei diodi montati singolarmente. Inoltre tale soluzione permette un collegamento più semplice ad un eventuale struttura dissipativa.

3.1.3 Selezione del collegamento fra gli ingressi dei canali e bilanciamento

Come è già stato detto in precedenza, questo blocco si occupa di selezionare la configurazione d'ingresso del singolo alimentatore da 2kW (serie o parallelo); ciò viene fatto per mezzo di una scheda che, in base a come viene connessa sulla Back Board, cambia le interconnessioni d'ingresso. I connettori che permettono tale collegamento sono rappresentati nello schema seguente (fig. 3.14):

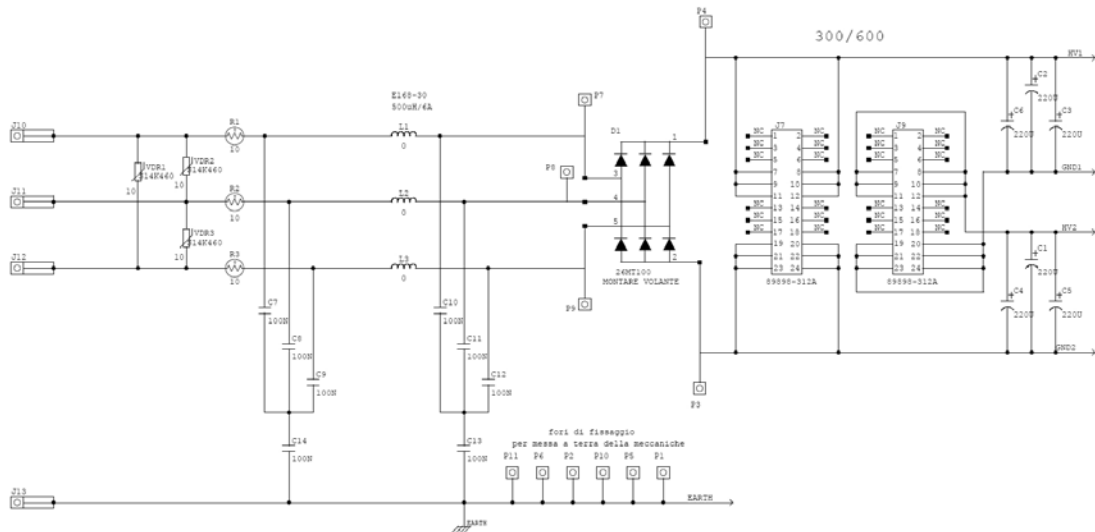


Figura 3.14

La figura rappresenta lo schema elettrico del modulo sotto analisi, con l'aggiunta dei connettori ai quali viene connessa la scheda cambiataensione.

Su questa scheda è presente anche un circuito elettrico che ha lo scopo di bilanciare opportunamente il punto di mezzo nel caso in cui gli ingressi dei due canali siano collegati in serie; lo schema elettrico è il seguente (fig. 3.15):

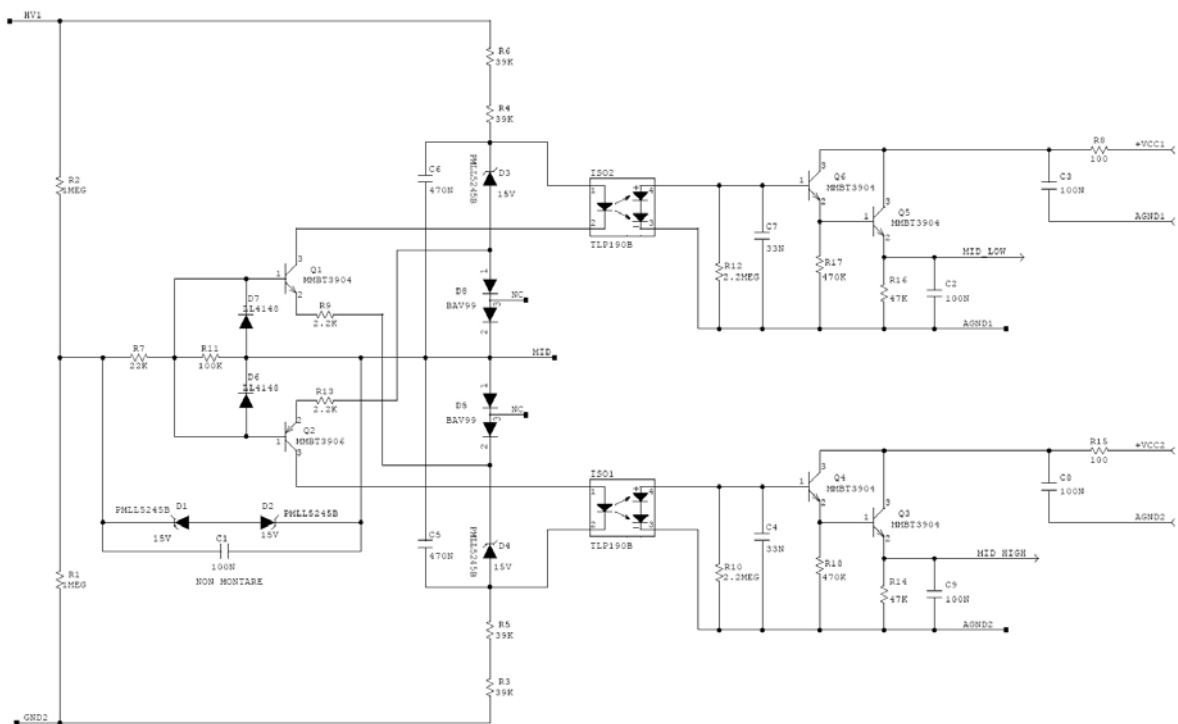


Figura 3.15

Il terminale *MID* rappresenta il punto di mezzo della serie formata dai due canali che all'equilibrio si trova ad un potenziale di:

$$V_{MID} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{HV1} - V_{GND2}) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_U = \frac{536}{2} = 268V$$

Generalmente, lo sbilanciamento di V_{MID} è causato da uno assorbimento anomalo da parte di uno dei due canali; infatti ad un innalzamento di V_{MID} corrisponde un maggior assorbimento del canale superiore, ovvero quello collegato tra *HV1* e *MID*, mentre ad una diminuzione di V_{MID} corrisponde un maggior assorbimento del canale collegato tra i terminali *MID* e *GND2*. Quando il sistema è all'equilibrio, entrambi i fotoaccoppiatori sono in conduzione e quindi sia V_{MID_L} che V_{MID_H} sono diverse da zero (i transistor Q_3 e Q_5 sono in conduzione). Tali tensioni influiscono sui duty cycle di entrambi i canali, in particolare V_{MID_L} controlla il δ di CH0 mentre V_{MID_H} varia quello di CH1; dunque, quando il sistema è bilanciato, le due tensioni descritte precedentemente sono equivalenti ed i duty cycle sono uguali.

Se V_{MID} diminuisce e diventa più piccola di $268V$, Q_2 tende ad interdarsi diminuendo così la tensione V_{MID_H} ; tale fenomeno causa un abbassamento del duty cycle di CH1 che ne diminuisce la potenza d'ingresso e bilancia il sistema.

Effettuando il solito ragionamento si ricava che, in corrispondenza di un aumento di V_{MID} , si ha la diminuzione di V_{MID_L} che a sua volta causa l'abbassamento del duty cycle di CH0 riportando così il sistema all'equilibrio.

4 Canali CH0 e CH1

La necessità di utilizzare il sistema sia con il trifase europeo che con quello americano, ha portato a suddividere l'alimentatore in due canali identici, ognuno dei quali è costituito da un interruttore (HV Switch), che si chiude all'accensione del sistema, seguito dal convertitore DC/DC a commutazione (DC/DC Primary Side e DC/DC Secondary Side). La struttura del canale può essere semplicemente rappresentata tramite lo schema successivo (fig. 4.1):

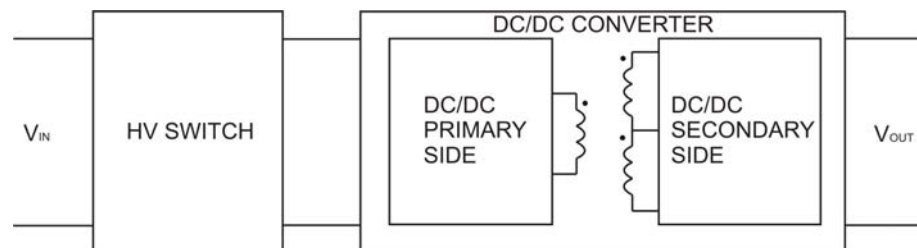


Figura 4.1

Per evidenziare le caratteristiche di ogni blocco, conviene effettuare un'analisi dettagliata per ciascuno di essi.

4.1 HV Switch

Precedentemente si è visto che la Back Board fornisce ad ogni canale, indipendentemente dalla configurazione dell'ingresso (serie o parallelo), una tensione pari a circa 268V .

Tale tensione viene inviata al modulo HV Switch che ha il compito di controllarne l'ampiezza e, in base alle specifiche richieste ed ai limiti imposti, di inviarla al convertitore DC/DC.

Lo schema elettrico è il seguente (fig. 4.2):

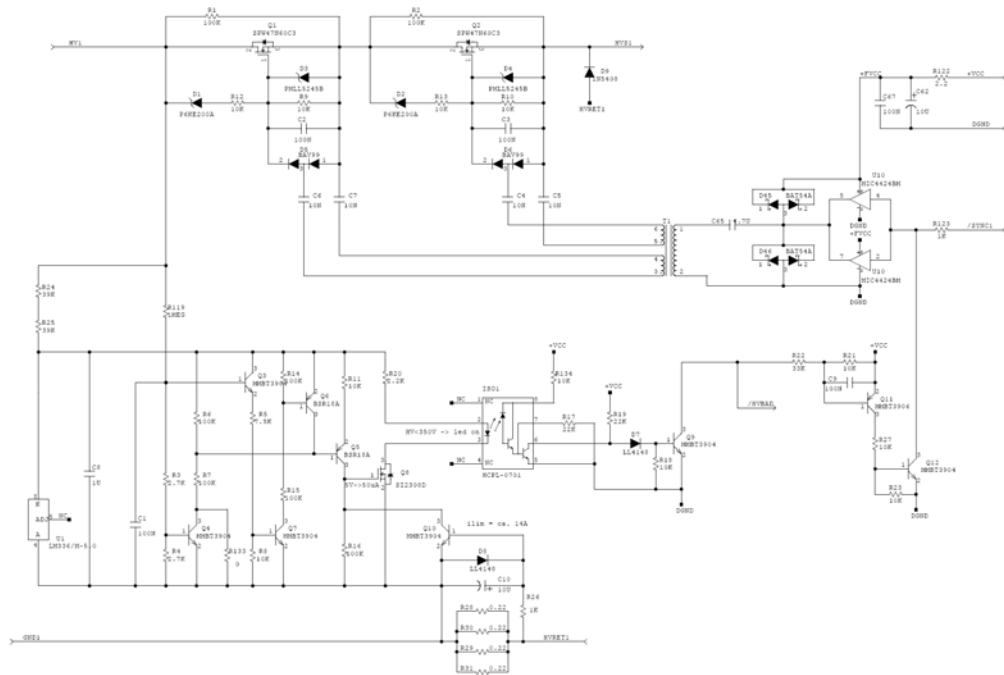


Figura 4.2

Appena viene alimentata la parte di controllo, sul terminale /*SYNC1* si presenta un'onda quadra caratterizzata da una frequenza di 156kHz ; essa, attraverso un trasformatore con due avvolgimenti secondari che ha il compito di isolare la parte di controllo da quella caratterizzata dall'alta tensione e due duplicatori di tensione a diodi collegati sui terminali *G* e *S* dei MOS Q_1 e Q_2 , provoca la chiusura di quest'ultimi consentendo al terminale *HVS1* di assumere la tensione presente su *HV1*.

A causa dei valori delle capacità presenti nei due duplicatori a diodi, le tensioni V_{GS} aumentano gradualmente causando quindi in *HVS1* un aumento graduale della tensione, la quale successivamente viene inviata in ingresso al convertitore DC/DC.

Risulta ovvio che per aprire i MOS Q_1 e Q_2 , bisogna eliminare le onde quadre in ingresso ai duplicatori; in questo modo, i condensatori C_2 , C_3 si scaricano sulle resistenze R_9 , R_{10} e le tensioni V_{GS} diminuiscono esponenzialmente.

Le onde quadre vengono eliminate in corrispondenza di aumenti anomali della tensione d'ingresso V_{HV1} , in particolare per $V_{HV1} > 350\text{V}$, e della corrente d'ingresso I_{HV1} , in particolare per $I_{HV1} > 14\text{A}$.

Per tensioni inferiori a 350V , il transistor Q_7 è interdetto; tale condizione provoca a sua volta l'interdizione di Q_6 e la conseguente saturazione di Q_5 che genera una V_{GS_s} tale da portare in

conduzione Q_8 . Ne consegue che anche il fotoaccoppiatore ISO1 entra in conduzione e provoca l'interdizione del transistor Q_9 .

Essendo I_{C_9} nulla, la tensione misurata sul terminale /HVBAD è pari a $V_{CC} = 12V$ quindi non si ha la segnalazione d'errore che indica la presenza di una $V_{HV1} > 350V$ (/HVBAD a livello basso).

Come è possibile notare, tale condizione non provoca l'apertura dei MOS Q_1 e Q_2 infatti i transistor Q_{11} e Q_{12} sono interdetti e non annullano la tensione in ingresso ai driver dell'integrato U_{10} .

Quando V_{HV1} supera i $350V$, il transistor Q_7 inizia a condurre; tale fenomeno può essere verificato facilmente tramite i seguenti calcoli:

$$V_{B_3} = V_{HV1} \frac{R_3 + R_4}{R_3 + R_4 + R_{119}} = 350 \cdot \frac{5,4}{1005,4} = 1,88V$$

$$V_{B_7} = (V_{B_3} - V_{BE_3}) \frac{R_5}{R_5 + R_8} \cong 0,7V$$

Per tensioni superiore a $350V$, Q_7 e Q_6 entrano in saturazione interdicendo Q_5 che così provoca l'annullamento di V_{GS_8} ; ne consegue che Q_8 ed il fotoaccoppiatore smettono di condurre e ciò permette al transistor Q_9 di andare in saturazione e di portare il terminale /HVBAD a livello basso.

Il passaggio della tensione $V_{/HVBAD}$ da $12V$ a $V_{CE_{SAT}} = 0,2V$, provoca la saturazione dei transistor Q_{11} e Q_{12} che annullano la tensione d'ingresso dei driver impedendo così all'onda quadra di raggiungere i duplicatori di tensione.

Come è già stato detto in precedenza, l'apertura dei MOS che implementano l'interruttore HV avviene anche in corrispondenza di correnti d'ingresso superiori a $14A$; infatti per tale valore si ha:

$$V_{BE_{10}} \cong \frac{R_{28}}{4} I_{HV1} = 0,77V$$

Quindi, il superamento di questo limite causa la saturazione di Q_{10} che annulla la tensione V_{GS_8} e, conseguentemente, apre i MOS.

4.2 Caratteristiche del convertitore DC/DC

Il convertitore DC/DC utilizzato, deve essere in grado di fornire in uscita una potenza massima di $1kW$; tale specifica ha portato ad utilizzare una configurazione, derivante dal full bridge tradizionale, capace di limitare la tensione ai capi dei singoli switches ed in grado di erogare potenze elevate.

4.2.1 Passaggio dal full bridge convenzionale alla nuova configurazione

Il processo evolutivo che ha portato alla nuova tipologia, può essere facilmente esposto attraverso i seguenti punti:

- Si inserisce una capacità C_S in serie al primario (fig. 4.3):

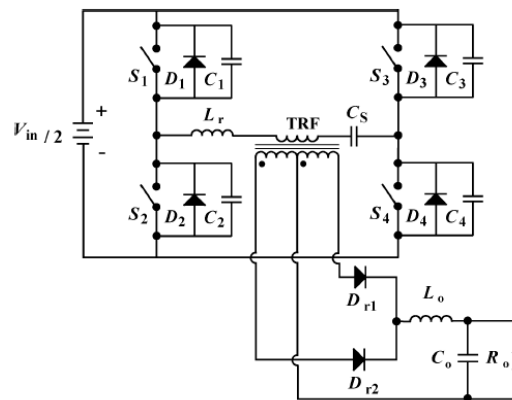


Figura 4.3

Spesso tale capacità è già presente nel full bridge convenzionale; essa ha il compito di eliminare la componente continua residua, causata dalla non perfetta simmetria del ponte, ai capi del primario.

- Si considerano per i due rami del ponte, due alimentazioni indipendenti; ciò permette di eliminare la connessione tra S_1 ed S_3 (fig. 4.4):

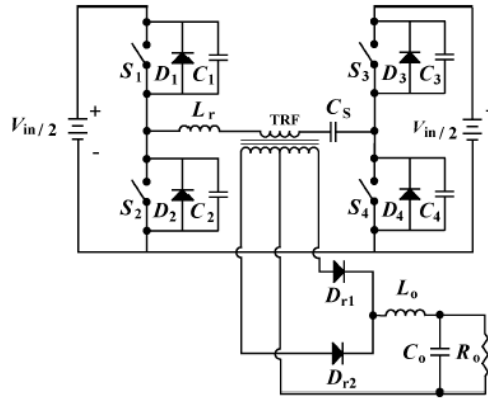


Figura 4.4

- Il ramo destro del ponte viene capovolto e connesso collegando tra loro S_2 ed S_3 come è indicato nella figura sottostante (fig. 4.5):

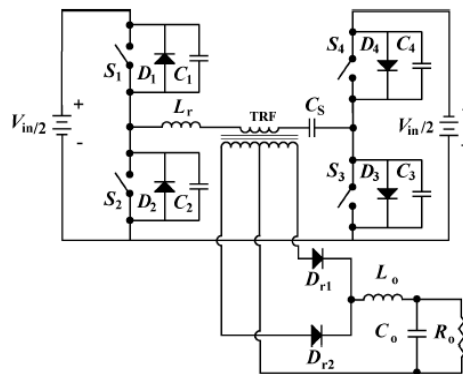


Figura 4.5

- Infine viene ruotato il ramo destro e viene inserita un'unica alimentazione con l'aggiunta di due condensatori di bypass (C_{IN}) che servono a generare il punto a $V_{IN}/2$ (fig. 4.6):

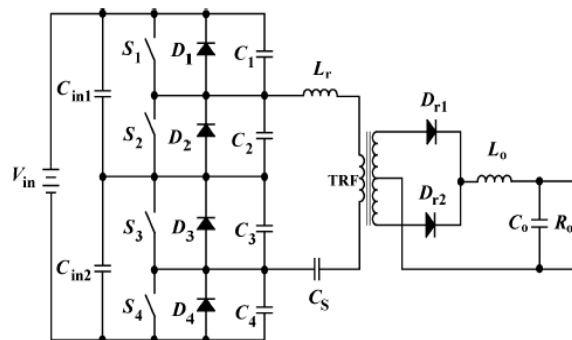


Figura 4.6

I diodi D_1, D_2, D_3 e D_4 ed i condensatori C_1, C_2, C_3 e C_4 rappresentano, nel caso vengano usati dei MOS per implementare gli switches, i diodi interni di substrato ed i condensatori C_{DS} ; questi componenti parassiti nel nostro caso hanno una funzione benefica perché riducono notevolmente le sovraelongazioni che si sommano ai vari segnali durante le varie commutazioni degli switches. Spesso infatti, per rientrare nelle specifiche, le capacità parassite vengono ulteriormente incrementate collegando in parallelo ad ogni switch, un condensatore esterno. Se al posto dei MOS vengono usati i BJT, è necessario aggiungere esternamente i quattro diodi.

4.2.2 Analisi circuitale

La struttura del convertitore DC/DC è costituita sostanzialmente dalla nuova tipologia di full bridge (fig. 4.7) precedentemente ricavata dalla configurazione tradizionale.

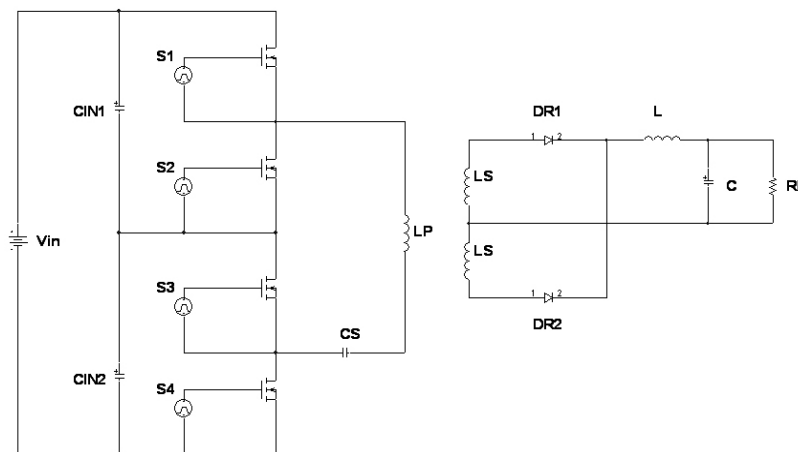


Figura 4.7

L'andamento delle tensioni misurate ai capi del trasformatore ed in ingresso al filtro di uscita, sono qualitativamente identiche a quelle del full bridge convenzionale; per ottenere ciò però, è necessario pilotare i vari switches nel seguente modo (fig. 4.8):

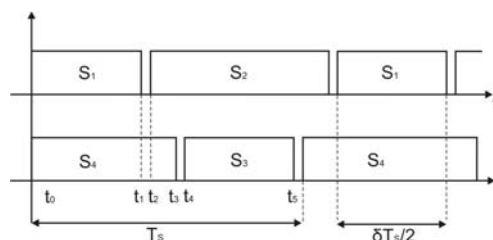


Figura 4.8

Tale modalità di pilotaggio genera, ai capi della serie formata dal primario e dal condensatore C_S , una tensione periodica caratterizzata dal seguente andamento temporale (fig. 4.9):

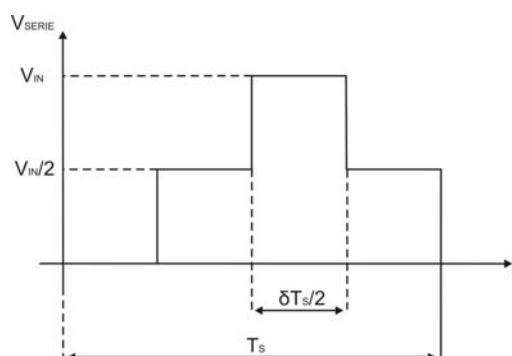


Figura 4.9

Tale segnale è costituito da un valore medio pari a $V_{IN}/2$ che cade totalmente ai capi della capacità C_S ; in questo modo, il segnale presente sui terminali del primario, assume il seguente andamento (fig. 4.10):

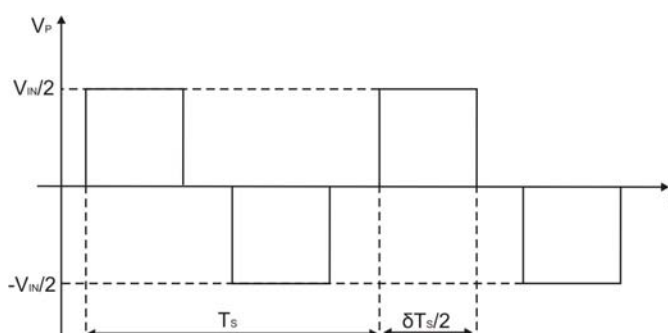


Figura 4.10

La tensione V_p viene replicata su ogni avvolgimento secondario ed attenuata di un fattore n pari al rapporto di trasformazione del trasformatore. Per effetto del raddrizzatore, ai capi del filtro LC di uscita, si presenta un'onda quadra caratterizzata dal seguente andamento temporale (fig. 4.11):

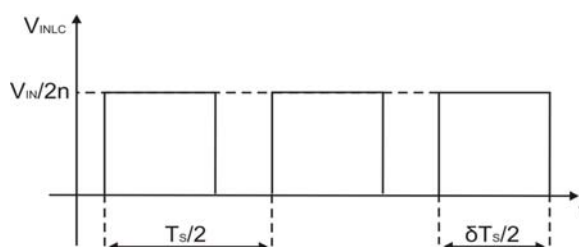


Figura 4.11

Considerando che il filtro LC è dimensionato in modo tale da prelevare il valore medio dell'onda quadra, la tensione di uscita è pari a:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2n} \delta$$

La caratteristica che lega il duty cycle con la tensione di uscita, è di tipo lineare ed ha il seguente andamento (fig. 4.12):

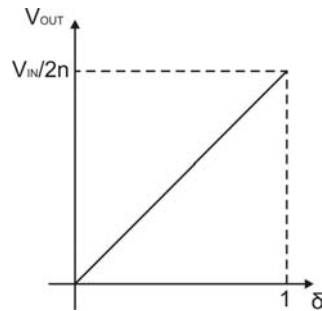


Figura 4.12

La tensione d'uscita richiesta è $48V$ quindi, considerando che $V_{IN} = 268V$ e che $n = \sqrt{3}$, è immediato calcolare il valore del duty cycle:

$$\delta = 2n \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 0,62$$

La corrente che scorre nell'induttanza del filtro ha il seguente andamento temporale (fig. 4.13):

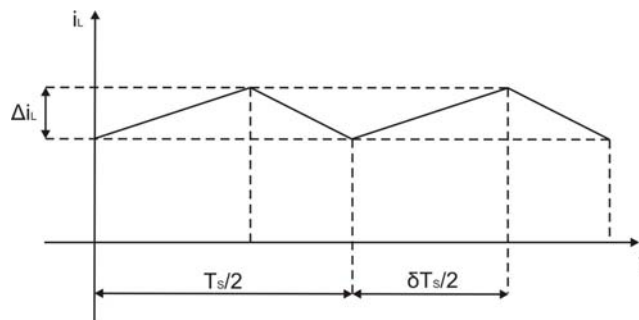


Figura 4.13

Come si è visto in precedenza, l'onda quadra in ingresso al filtro LC è caratterizzata da una frequenza pari a due volte la frequenza di switching; tale particolarità provoca un effetto benefico sul ripple della corrente che viene dimezzato:

La variazione di corrente Δi_L viene ricavata in questo modo ($L = 100\mu F$, $f_s = 1/T_s = 78kHz$):

$$\Delta i_L = \frac{V_{OUT}}{L} (1 - \delta) \frac{T_s}{2} = \frac{V_{IN} \delta}{2nL} (1 - \delta) \frac{T_s}{2} = 1,17 A$$

Se il filtro è dimensionato correttamente, la componente alternata di i_L si richiude quasi interamente attraverso il condensatore mentre nel carico circola una corrente grossomodo costante e coincidente con il valore medio di i_L . Quest'ultima, in condizioni di massima potenza, è pari a:

$$I_{OUT_{MAX}} = \frac{P_{OUT_{MAX}}}{V_{OUT}} = 20,83 A$$

La corrente che circola nel condensatore di uscita, dà origine ad un processo di carica e scarica periodico e rappresentabile tramite il seguente grafico temporale (fig. 4.14):

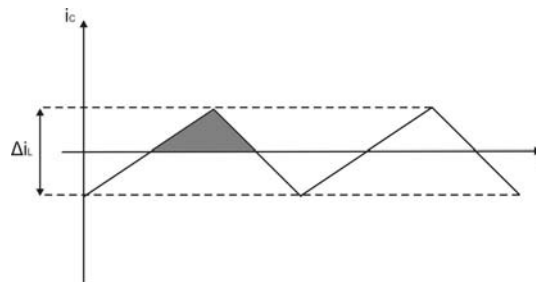


Figura 4.14

L'area ombreggiata coincide con la quantità di carica immagazzinata nel condensatore nel periodo caratterizzato da $i_C > 0$; ciò causa un aumento della tensione di uscita che, in questo intervallo di tempo, passa dal valore minimo a quello massimo. Quindi, considerando che la capacità totale vista all'uscita del canale è di $1320\mu F$, il valore picco-picco della tensione di ripple in uscita è pari a:

$$V_{RIP_{PP}} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{T_s \cdot \Delta i_L}{16} = 710 \mu V_{PP}$$

Il valore ricavato è molto piccolo e quindi trascurabile; ciò però non vuol dire che in uscita non è presente il ripple: come sarà analizzato più dettagliatamente in seguito, tale parametro dipende dalle resistenze parassite dei condensatori (*ESR*).

Usualmente, nella realizzazione di un convertitore DC/DC a commutazione, viene utilizzato un trasformatore caratterizzato da avvolgimenti con induttanze elevate, cioè il più possibile vicino al modello ideale. In questo caso però, data la necessità di lavorare in ambienti caratterizzati da campi magnetici di intensità elevata, il trasformatore è rimpiazzato da un mutuo induttore con i seguenti valori di induttanza:

$$L_p = 97,344 \mu H$$

$$L_s = 32,4 \mu H$$

Tali valori non sono molto elevati quindi il nucleo del trasformatore è soggetto ad un fenomeno periodico di accumulo e cessione di energia; inoltre, la presenza di un non trascurabile flusso disperso, dovuto all'elevato valore della riluttanza del nucleo, dà origine a delle induttanze di perdita associate a ciascun avvolgimento (quella del primario assume un valore non trascurabile).

Queste particolari caratteristiche influenzano in maniera sostanziale gli andamenti temporali delle varie grandezze elettriche; per ricavarli, conviene analizzare il sistema per ogni intervallo di tempo indicato nella figura sottostante (fig. 4.15):

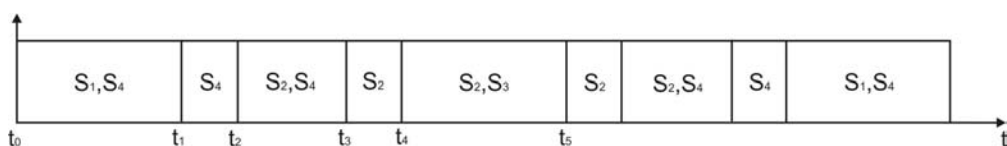


Figura 4.15

Nell'analisi, bisogna anche tenere conto dei componenti parassiti appartenenti a ciascun switch (generalmente ogni switch viene realizzato con un MOS); dunque, lo schema equivalente del convertitore DC/DC, comprensivo di tutti i parametri parassiti, è il seguente (fig. 4.16):

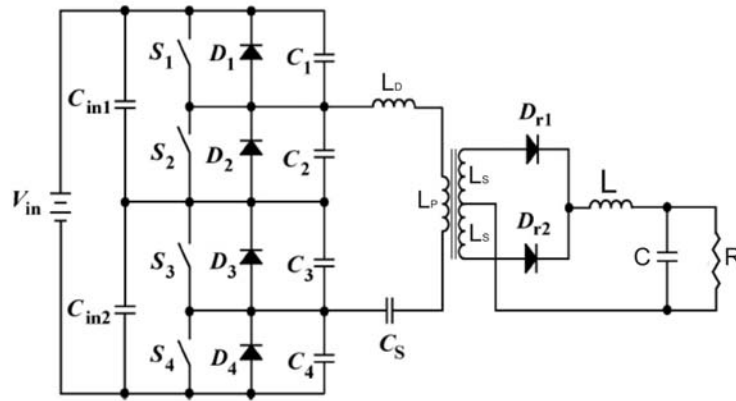


Figura 4.16

In corrispondenza di ciascun intervallo di tempo sopraindicato, si ottengono i seguenti risultati:

- S_1, S_4 chiusi ($t_0 \div t_1$): tale condizione causa la presenza della tensione d'ingresso V_{IN} sui terminali della serie composta dal primario e dalla capacità C_S ; dato che sui terminali di quest'ultimo è sempre presente una tensione pari a $V_{IN}/2$, ai capi dell'avvolgimento primario si ha:

$$V_P + V_D = V_{IN} - V_{CS} = \frac{V_{IN}}{2} \cong V_P$$

La presenza di una tensione positiva sui terminali dell'avvolgimento primario, porta in conduzione il diodo D_{R1} ed interdice D_{R2} ; ciò porta il sistema ad assumere la seguente configurazione (fig. 4.17):

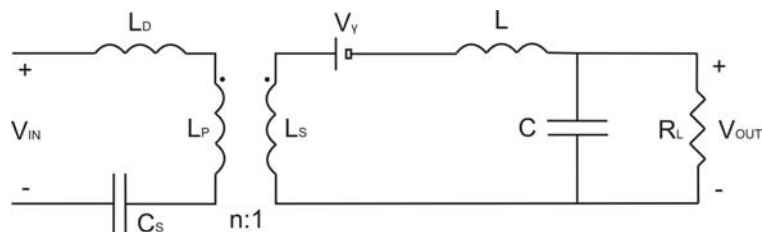


Figura 4.17

La corrente che scorre nell'avvolgimento primario è pari a:

$$i_p = i_\mu + \frac{i_s}{n}$$

L'utilizzo di un mutuo induttore comporta la presenza di una corrente di magnetizzazione non trascurabile; dalla forma d'onda della tensione presente ai capi del primario, che anche con l'aggiunta di questi nuovi elementi assume grossomodo il solito andamento temporale, è immediato ricavare i_μ (fig. 4.18):

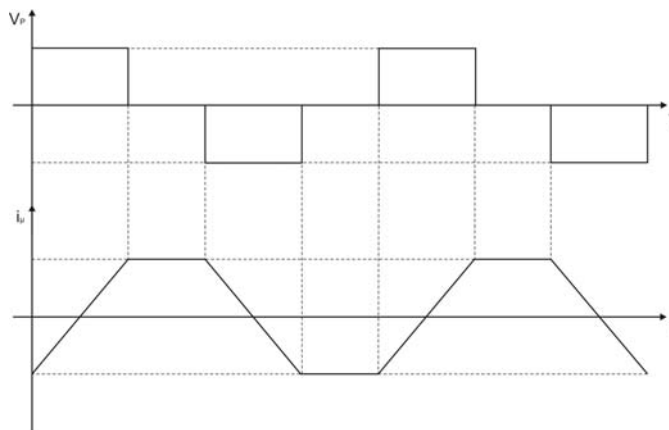


Figura 4.18

L'andamento temporale di i_μ è a valore medio nullo (in serie al primario c'è la capacità C_s) e, nei periodi in cui $V_p = 0$, assume un valore costante (l'energia rimane immagazzinata all'interno del nucleo); quindi, è possibile notare che, in corrispondenza dell'intervallo di tempo $t_0 \div t_1$, la corrente di magnetizzazione sale linearmente passando dal suo valore minimo a quello massimo (i due valori coincidono in modulo).

La corrente che scorre nell'induttanza, che in questo caso coincide con i_s , assume il solito andamento visto in precedenza e quindi, nell'intervallo di tempo sotto esame, transita linearmente dal suo valore minimo a quello massimo; dunque, l'andamento della corrente i_p può essere descritto tramite la seguente espressione:

$$i_p = -I_{\mu M} + \frac{V_p}{L_p} t + \frac{1}{n} \left[\left(\frac{V_{OUT}}{R_L} - \frac{\Delta i_L}{2} \right) + \frac{V_p - V_\gamma - V_{OUT}}{L} t \right]$$

Δi_L è molto più piccolo sia del valore medio di i_L (ciò vale per carichi medio-alti) che di $\Delta i_{\mu} = 2I_{\mu_M}$; ciò permette di trascurare tale variazione e di sostituire il filtro di uscita con un generatore di corrente costante pari a $I_{OUT} = V_{OUT}R_L$ (fig. 4.19):

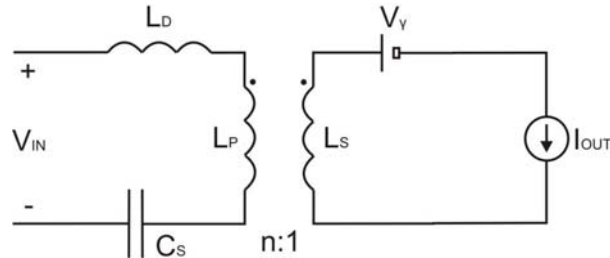


Figura 4.19

Dopo questa approssimazione, l'espressione della corrente i_p assume la seguente forma:

$$i_p = \frac{I_{OUT}}{n} - I_{\mu_M} + \frac{V_p}{L_p} t$$

Ai capi della porzione di avvolgimento primario accoppiata col secondario (L_p), è presente una tensione leggermente inferiore a $V_{IN}/2$. Infatti, ai capi dell'induttanza di perdita L_D , è presente una piccola differenza di potenziale che dipende dal coefficiente angolare di i_{μ} (si trascura Δi_L) e che assume la seguente espressione:

$$V_D = L_D \frac{2I_{\mu_M}}{t_1 - t_0}$$

- S_4 chiuso ($t_1 \div t_2$): quando S_1 si apre, la corrente i_p si richiude attraverso i condensatori di bypass (C_{IN1} e C_{IN2}) ed i condensatori parassiti C_1 e C_2 associati agli switches S_1 ed S_2 . In particolare si ha la carica di C_1 e la scarica di C_2 ; questo fenomeno si arresta non appena la tensione presente ai capi di C_1 , e quindi ai capi di S_1 , raggiunge $V_{IN}/2$. Infatti, in corrispondenza di tale valore di tensione, entra in conduzione il diodo parassita associato ad S_2 che interrompe la carica e cambia il cammino preferenziale della corrente. La carica e la scarica di C_1 e C_2 avvengono in

maniera lineare, dato che la presenza di L_D tende a mantenere la corrente i_p grossomodo costante e pari a $I_{p_{max}}$ durante tutto il brevissimo tempo di carica (le capacità parassite sono molto piccole).

Detto ciò, la tensione presente ai capi della serie formata dal primario e da C_S , ha la seguente espressione:

$$V_{SERIE} = \frac{V_{IN}}{2} - V_{\gamma 2} - R_{ON4}i_p$$

$V_{IN}/2$ è la tensione del punto di mezzo generato dai condensatori di bypass, $V_{\gamma 2}$ è la tensione di soglia del diodo parassita D_2 e $V_{DS4} = R_{ON4}i_p$ è la tensione presente ai capi di S_4 .

Quindi la tensione ai capi del primario del trasformatore è:

$$V_P + V_D = V_{SERIE} - V_{CS} = \frac{V_{IN}}{2} - V_{\gamma 2} - V_{DS4} - \frac{V_{IN}}{2} = -V_{\gamma 2} - V_{DS4}$$

Dall'espressione si ricava che la tensione $V_P + V_D$ è negativa.

Questo valore di tensione cade interamente ai capi dell'induttanza di perdita L_D perché, in corrispondenza della rapida diminuzione della tensione ai capi del primario e quindi ai capi di ciascun avvolgimento secondario, si ha una diminuzione della corrente che circola nell'induttanza del filtro d'uscita; questo accade perché il diodo di rettificazione D_{R1} tende ad interdursi diminuendo così il passaggio di corrente. La diminuzione della corrente che attraversa tale induttanza, provoca un'inversione di polarità della tensione presente sui terminali di quest'ultima (l'induttanza cede la sua energia al resto del circuito); questo fenomeno porta in conduzione entrambi i diodi rettificatori (D_{R1} e D_{R2}) che forzano la tensione ai capi di ciascun avvolgimento secondario, e quindi ai capi della porzione di primario accoppiata con quest'ultimi, a $0V$. Dunque, la variazione della corrente che scorre nel primario dipende interamente dall'induttanza di dispersione che, cedendo la sua energia, ne determina una diminuzione graduale e lineare.

In questo intervallo di tempo la diminuzione della corrente i_p è pari a:

$$\Delta i_p = \frac{|V_p + V_D|}{L_D} (t_2 - t_1) = \frac{|V_D|}{L_D} (t_2 - t_1)$$

La linearità è un'approssimazione dovuta alla seguente disuguaglianza:

$$\tau = \frac{L_D}{R_{ON4}} \gg T_S$$

In realtà la scarica avviene in maniera esponenziale ed è caratterizzata da una costante di tempo τ ; si ipotizza dunque il verificarsi della disuguaglianza precedente.

Se la tensione ai capi di L_p è nulla, l'energia precedentemente accumulata nella fase di incremento della corrente di magnetizzazione, rimane immagazzinata all'interno del nucleo; i_μ rimane costante e pari al valore massimo precedentemente raggiunto nella fase di ascesa.

Scrivendo l'equazione delle correnti sul primario si ricava la seguente relazione:

$$i_p = i_\mu + \frac{1}{n}(i_{DR1} - i_{DR2}) \quad \Rightarrow \quad i_\mu = i_p + \frac{1}{n}(i_{DR2} - i_{DR1})$$

$$\frac{i'_S}{n} = \frac{1}{n}(i_{DR2} - i_{DR1})$$

La corrente di magnetizzazione viene mantenuta costante da i_p , che decrementa, e da i'_S che invece aumenta dato che D_{R2} comincia a condurre mentre D_{R1} tende a diminuire la corrente che lo attraversa.

Le correnti che attraversano i diodi del raddrizzatore (i_{DR1} e i_{DR2}), hanno le seguenti espressioni:

$$i_{DR1} + i_{DR2} = i_L$$

$$i_\mu = i_p + \frac{1}{n}(i_{DR2} - i_{DR1})$$

$$i_{DR1} = \frac{i_L}{2} + \frac{n}{2}(i_P - i_\mu)$$

$$i_{DR2} = \frac{i_L}{2} - \frac{n}{2}(i_P - i_\mu)$$

- S_2, S_4 chiusi ($t_2 \div t_3$): quando S_2 si chiude, il cammino preferenziale della corrente rimane quello introdotto dal diodo parassita D_2 visto che la corrente i_p è entrante nel trasformatore e che ogni switches viene implementato con un transistor. Dunque, gli andamenti delle grandezze elettriche del sistema rimangono invariati anche per l'intervallo di tempo caratterizzato dalla contemporanea chiusura di S_2 e S_4 . Effettuando l'approssimazione fatta precedentemente (Δi_L trascurabile), si può dire che il sistema assume la seguente configurazione nell'intervallo $t_1 \div t_3$ (fig. 4.20):

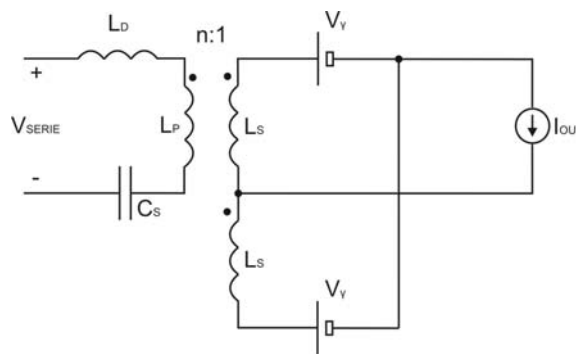


Figura 4.20

- S_2 chiuso ($t_3 \div t_4$): l'apertura di S_4 provoca la conseguente carica del condensatore parassita C_4 e la scarica di C_3 ; questo fenomeno causa l'abbassamento della tensione ai capi del primario che tende così ad assumere valori negativi. Come nella situazione precedente, la carica del condensatore C_4 avviene quasi istantaneamente e si interrompe non appena la tensione ai suoi capi raggiunge $V_{IN}/2$; in corrispondenza di ciò entra in conduzione il diodo parassita di S_3 cambiando così il cammino della corrente. Questa condizione provoca una tensione sui terminali del primario pari a:

$$V_P + V_D = -V_{CS} - V_{\gamma 2} - V_{\gamma 3} = -V_{CS} - 2V_\gamma \cong -\frac{V_{IN}}{2}$$

La conduzione di D_2 e D_3 , così come i fenomeni di carica e scarica di C_3 e C_4 , dipendono dall'energia precedentemente immagazzinata nell'induttanza di perdita, cioè la corrente i_p è entrante nel trasformatore, ed è sempre in fase di decremento. Ne consegue che la tensione $V_p + V_D$ va a finire ai capi dell'induttanza di perdita visto che entrambi i diodi del circuito rettificatore sono sempre in conduzione. Di conseguenza a ciò, L_D si scarica più velocemente, cioè il coefficiente angolare della corrente aumenta (in modulo) ed assume un valore pari a $V_{IN}/2L_D$.

L'aumento di tale parametro comporta un incremento di i_{DR2} ed un decremento di i_{DR1} più rapidi; in questa analisi si ipotizza che l'annullamento di i_{DR1} e l'inversione di segno di i_p si verifichino nell'intervallo di tempo introdotto dalla commutazione successiva.

- S_2, S_3 chiusi ($t_4 \div t_5$): inizialmente la corrente i_p continua a circolare nei diodi D_2 e D_3 poi, quando tale corrente cambia di segno (si verifica sempre la fase di decremento con coefficiente angolare pari a $V_{IN}/2L_D$), essa inizia a circolare attraverso S_2 e S_3 .

Ad un certo punto, il decremento di i_p causa l'annullamento di i_{DR1} cioè il diodo D_{R1} si interdice e dunque la tensione ai capi di ciascun avvolgimento secondario non è più nulla; tale situazione comporta che la tensione $-V_{IN}/2$, come nel caso caratterizzato dalla contemporanea chiusura di S_1 e S_4 , cade quasi interamente ai capi di L_p , cioè di quella porzione di avvolgimento accoppiata con gli avvolgimenti secondari.

Come è possibile notare, l'interdizione di D_{R1} nell'intervallo di tempo sotto esame, si ripercuote sulla tensione V_p che assume il valore di circa $-V_{IN}/2$ per un periodo inferiore a $t_4 \div t_5$. Lo stesso fenomeno avviene anche in corrispondenza dell'intervallo caratterizzato dalla contemporanea chiusura di S_1 e S_4 ; V_p assume il valore di circa $V_{IN}/2$ per un periodo inferiore a $t_0 \div t_1$, a differenza di quanto assunto precedentemente.

Dopo il raggiungimento della precedente configurazione (S_2, S_3 chiusi), l'ordine delle commutazioni procede in maniera inversa.

Per ricapitolare i risultati precedentemente ottenuti, conviene rappresentare l'andamento temporale delle varie grandezze elettriche trattate (fig. 4.21):

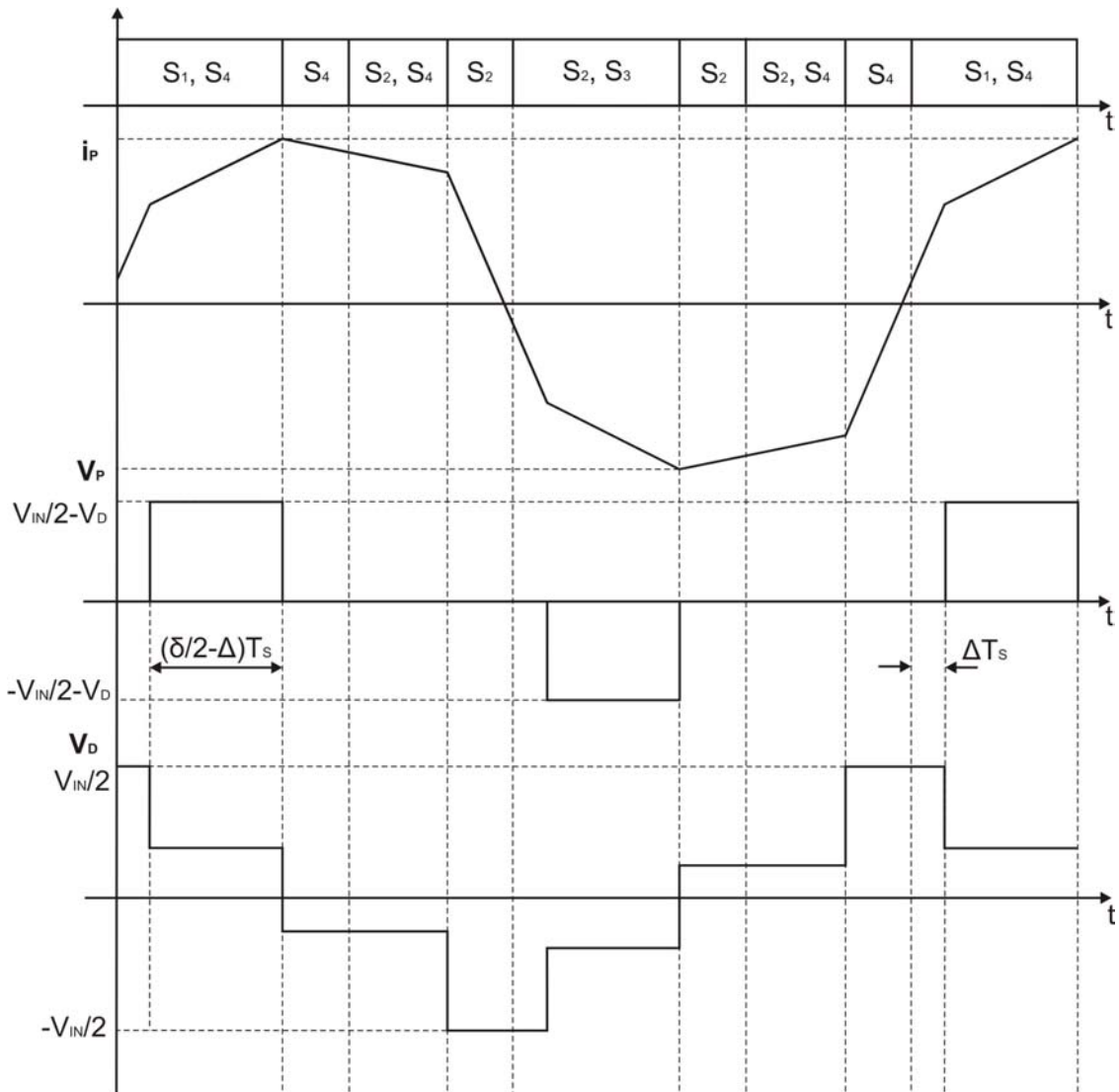


Figura 4.21

Dal grafico si può notare che l'induttanza di perdita ritarda di un tempo ΔT_s la salita della tensione ai capi di L_p oltre a diminuirne leggermente l'ampiezza.

L'induttanza di perdita è un parametro che dipende da diversi fattori quali, ad esempio, la geometria del nucleo, il materiale utilizzato e l'intensità del campo magnetico esterno quindi l'unico modo per valutarne le dimensioni, consiste nell'effettuare delle misure specifiche.

L'effetto dell'induttanza di perdita può essere visualizzato misurando le tensioni ai capi del trasformatore (fig.4.22):

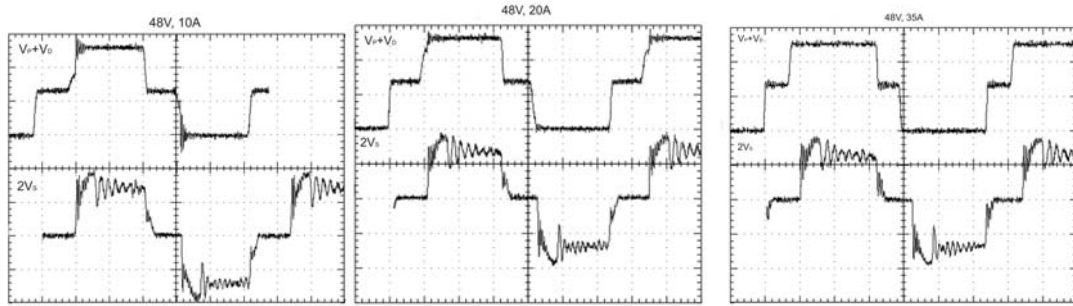


Figura 4.22

Da tali grafici, è possibile notare che la sua presenza comporta la mancata coincidenza dei fronti di salita delle tensioni misurate ai capi degli avvolgimenti. Infatti, in tutti e tre i casi, $V_p + V_d$ raggiunge il suo massimo livello prima di V_s ; in ciascun intervallo, caratterizzato da questo fenomeno, la tensione $\pm V_{IN} / 2$ cade totalmente ai capi dell'induttanza di dispersione.

Inoltre, è possibile notare che la tensione V_s , quindi la tensione V_p , è affetta da una oscillazione che decresce esponenzialmente; ciò è dovuto al funzionamento non lineare del sistema ed alla presenza di componenti capaci di accumulare energia (tale fenomeno dipende dall'induttanza di perdita e dai condensatori parassiti).

4.2.3 Caratteristiche degli switches

Nei convertitori DC/DC risulta basilare la scelta dei componenti attivi da utilizzare come interruttori; tale scelta si ripercuote in maniera sostanziale sul rendimento dell'intero sistema.

La potenza totale dissipata da uno switch è data dalla sommatoria di quattro contributi:

- potenza dissipata in conduzione P_{ON} : quando l'interruttore è chiuso, si ha una certa caduta ai suoi capi determinata dalla sua resistenza e dalla corrente che lo attraversa; per minimizzare questo contributo conviene scegliere un componente attivo che in fase di conduzione presenta una resistenza molto piccola. Tale potenza dissipata può essere espressa tramite l'espressione successiva:

$$P_{ON} = R_{ON} I_D^2$$

- potenza dissipata in interdizione P_{OFF} : tale contributo è determinato dalla caduta di tensione generata da una piccolissima corrente, generalmente compresa nell'intervallo

$1mA \div 1nA$, che continua sempre ad attraversare lo switch anche in fase di interdizione. Date le piccole dimensioni di tale corrente, questo contributo può essere trascurato;

- potenza dissipata durante il transitorio di accensione P_{SWON} : è dovuta alla non istantanea commutazione dell'interruttore; per valutarla conviene analizzare i seguenti grafici (fig. 4.23):

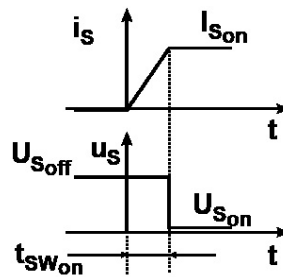


Figura 4.23

L'energia dissipata durante il transitorio di accensione è:

$$E_{SWON} = \int_0^{t_{SWON}} \frac{U_{SOFF} I_{SON}}{t_{SWON}} t \cdot dt = \frac{U_{SOFF} I_{SON}}{2} t_{SWON}$$

Dalla precedente espressione è immediato ricavare P_{SWON} :

$$P_{SWON} = f_S \frac{U_{SOFF} I_{SON}}{2} t_{SWON} = \frac{U_{SOFF} I_{SON}}{2} \frac{t_{SWON}}{T_S}$$

Da questa espressione è possibile notare che più è elevata la frequenza di commutazione, più si ha dissipazione di potenza;

- potenza dissipata durante il transitorio di spegnimento P_{SWOFF} : anche questo dipende dalla non istantanea commutazione dello switch. I grafici temporali che rappresentano questo transitorio sono i seguenti (fig. 4.24):

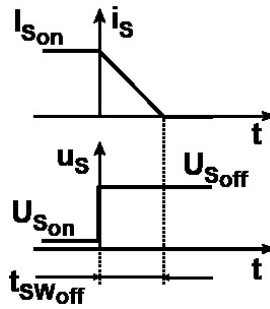


Figura 4.24

L'energia e la potenza dissipata in questa fase sono pari a:

$$E_{SWOFF} = \int_0^{t_{SWOFF}} U_{SOFF} I_{SON} \left(1 - \frac{t}{t_{SWOFF}}\right) dt = \frac{U_{SOFF} I_{SON}}{2} t_{SWOFF}$$

$$P_{SWOFF} = f_s \frac{U_{SOFF} I_{SON}}{2} t_{SWOFF} = \frac{U_{SOFF} I_{SON}}{2} \frac{t_{SWOFF}}{T_s}$$

La potenza totale dissipata dagli switches corrisponde a:

$$P_{SW} = \frac{U_{SOFF} I_{SON}}{2 T_s} (t_{SWON} + t_{SWOFF}) + R_{ON} I_D^2$$

Per minimizzare questo parametro, e quindi per migliorare il rendimento dell'intero sistema, bisogna scegliere dei componenti attivi che presentano piccolissimi tempi di commutazione ed una piccolissima resistenza di conduzione; i componenti più adatti sono i MOS perché sono caratterizzati da tempi di commutazione dell'ordine dei n sec mentre i BJT e gli IGBT, anche se sono in grado di sopportare tensioni e correnti superiori a quelle dei MOS, hanno tempi di commutazione molto elevati ovvero dell'ordine dei μ sec. Questo è un problema, non solo dal punto di vista della dissipazione di potenza, ma anche di criticità del sistema; tempi di commutazione lunghi possono causare la contemporanea chiusura di due transistor in serie provocando cortocircuiti indesiderati e dannosi per l'intero sistema.

Infatti, dall'analisi precedente, si è visto che si verificano degli intervalli di sicurezza dove, in corrispondenza di ciascuno di essi, conduce un singolo switch.

Per avere questi margini superiori ai tempi di commutazione, è necessario diminuire notevolmente la frequenza di switching; a prima vista può sembrare un beneficio perché si ha una minore dissipazione ma così non è perché ciò comporta un aumento delle dimensioni del filtro di uscita ed in particolar modo, del trasformatore.

Quindi, per questi motivi si preferisce utilizzare transistori comandati in tensione ovvero i MOS.

Un altro vantaggio dei MOS è quello di introdurre dei diodi parassiti posti in parallelo ad essi; come si è visto nell'analisi precedente, tali componenti sono necessari per il corretto funzionamento dell'intero sistema. I BJT non introducono nessun diodo parassita, quindi, nel caso vengano utilizzati i bipolari, è necessario aggiungerli esternamente.

4.3 Caratteristiche del trasformatore

L'alimentatore deve essere in grado di funzionare correttamente in un ambiente caratterizzato da un campo magnetico con $B_{MAX} = 2kG$; se il nucleo del trasformatore è costituito da ferrite, materiale caratterizzato da una elevata permeabilità elettromagnetica, esso va in saturazione costringendo l'intero alimentatore a lavorare fuori dalle specifiche. Il nucleo deve essere costituito da un materiale in grado di non saturare in un campo di tale intensità; la conseguenza è che tale materiale deve avere una permeabilità magnetica non molto elevata.

Se questo parametro non è molto elevato, il trasformatore si allontana dalla condizione di idealità; gli avvolgimenti sono dunque caratterizzati da un'induttanza non molto elevata e quindi in grado di immagazzinare energia, fenomeno indesiderato per quanto riguarda i trasformatori.

Per avere degli avvolgimenti caratterizzati da un'elevata induttanza, bisogna aumentare il numero di spire e quindi le dimensioni del trasformatore.

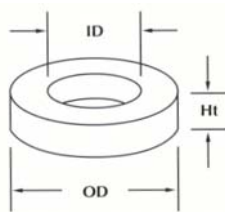
Il materiale utilizzato, è caratterizzato da una permeabilità magnetica relativa pari a 10; ciò comporta, per avvicinarsi alla condizione di trasformatore ideale, la realizzazione di un trasformatore dalle dimensioni inaccettabili. È necessario dunque cercare il giusto compromesso tra dimensioni e qualità del trasformatore.

Inoltre, una permeabilità magnetica non molto elevata comporta la presenza di un non trascurabile flusso disperso dovuto al fatto che il nucleo non riesce a confinare totalmente il flusso al suo interno; una parte di esso infatti si propaga in aria dando origine ad una induttanza di dispersione sia sul primario sia sui secondari; nello schema elettrico questo

fenomeno viene rappresentato ponendo tre induttanze, ciascuna in serie al rispettivo avvolgimento.

Il trasformatore utilizzato ha le seguenti caratteristiche:

- Il nucleo ha forma toroidale (dalle simulazioni si è visto che questa forma confina meglio il flusso) ed è costituito da un materiale caratterizzato da $\mu_r = 10$. Le dimensioni e le caratteristiche del toroide sono descritte nella tabella e nella figura sottostanti (fig. 4.25):



| Part.Mo. | AL(nH/N ²) | OD(mm) | ID(mm) | Ht(mm) | l(cm) | A(cm ²) | V(cm ³) |
|----------|------------------------|--------|--------|--------|-------|---------------------|---------------------|
| T400-2D | 36 | 102 | 57.2 | 33.0 | 25.0 | 6.85 | 171 |

Figura 4.25

- L'avvolgimento primario è costituito da 52 spire realizzate con filo litz da 120x0,18mm; è stato utilizzato questo tipo di filo per minimizzare l'effetto pelle. Infatti se si calcola lo spessore di penetrazione si ottiene:

$$D_{PEN} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} = \sqrt{\frac{0,0178 \times 10^{-6}}{12,57 \times 10^{-7} \times 3,14 \times 40 \times 10^3}} = 0,335mm$$

Il diametro di ciascun filo è pari a 0,18mm ed è minore dello spessore di penetrazione quindi l'effetto pelle è quasi nullo.

L'induttanza associata a questo avvolgimento è pari a :

$$L_p = \frac{N_1^2}{R_m} = A_L N_1^2 = 36 \times (52)^2 = 97344nH = 97,344\mu H$$

- Ciascun avvolgimento secondario è costituito da 30 spire realizzate con filo litz da 120x0,18mm; la sua induttanza è pari a:

$$L_s = A_L N_2^2 = 36 \times (30)^2 = 32,4\mu H$$

- L'avvolgimento ausiliario è costituito da 52 spire realizzate con filo doppio smaltato AWG 23 (diametro 0,57mm); l'induttanza è pari a:

$$L_A = L_P = 97,344 \mu H$$

- L'isolamento tra i vari avvolgimenti e con l'esterno è realizzato con mylar, materiale capace di isolare fili caratterizzati da grandezze elettriche elevate;
- Sulla circonferenza esterna del toroide è presente uno schermo di rame, che ha il compito di isolare gli avvolgimenti da campi elettrici esterni, avvolto da uno strato di mylar.

Lo schema elettrico e la struttura del trasformatore sono mostrate nelle figure sottostanti (fig. 4.26a, 4.26b):

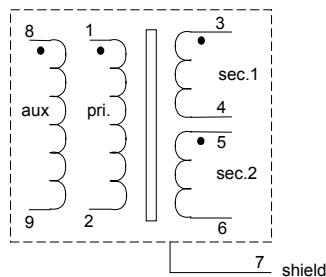


Figura 4.26a

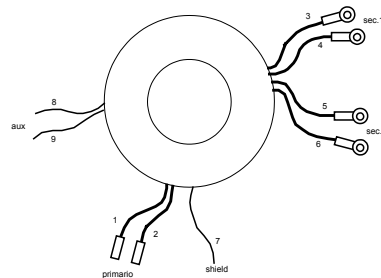


Figura 4.26b

La relazione che lega le varie correnti viene ricavata dall'equazione del flusso del campo magnetico (si esclude l'avvolgimento ausiliario, utilizzato solamente per bilanciare il punto di mezzo del canale):

$$\Phi = \frac{N_p i_1 + N_s i_2 + N_s i_3}{R_m} = \frac{N_p i_{1\mu}}{R_m}$$

$$i_{1\mu} = i_1 + \frac{N_s}{N_p} (i_2 + i_3) = i_1 + \frac{1}{n} (i_2 + i_3)$$

$i_{1\mu}$ è la corrente di magnetizzazione dell'avvolgimento primario: in questo modo il sistema è visto dal primario e ad esso corrisponde il seguente circuito equivalente (fig. 4.27):

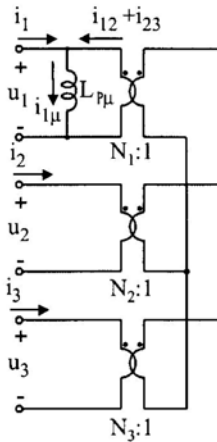


Figura 4.27

Il rapporto di trasformazione n è lo stesso per entrambi gli avvolgimenti secondari; da ciò è possibile ricavare il rapporto tra le varie tensioni:

$$u_2 = u_3 = \frac{u_1}{n} \cong \frac{u_1}{\sqrt{3}}$$

Come è stato detto in precedenza, il trasformatore è caratterizzato da un non trascurabile flusso disperso che dà origine, sia al primario sia su entrambi i secondari, a delle induttanze di dispersione che dipendono dalla geometria del dispositivo e che rimangono costanti per ogni valore del campo magnetico H (la permeabilità magnetica del vuoto μ_0 è costante).

Dunque, le induttanze dei vari avvolgimenti non sono perfettamente accoppiate tra loro; questo aspetto viene evidenziato nelle seguenti espressioni:

$$L_p = L_{p\mu} + L_{pD}$$

$$L_s = L_{s\mu} + L_{sD} = \frac{L_{p\mu}}{n^2} + L_{sD}$$

Le induttanze con il pedice “D” rappresentano le induttanze di dispersione associate a quelle porzioni di avvolgimento non accoppiate; le induttanze con il pedice “ μ ” sono le induttanze di magnetizzazione, cioè quelle porzioni di avvolgimento perfettamente accoppiate tra loro

infatti, come si può notare dall'ultima espressione, esse sono legate tra di loro dal quadrato del rapporto di trasformazione n .

Da quest'ultime dipende il coefficiente di mutua induzione:

$$M = \frac{L_{P\mu}}{n} = nL_{S\mu} = \sqrt{L_{P\mu}L_{S\mu}}$$

Il non perfetto accoppiamento determina un coefficiente di accoppiamento k minore dell'unità e ricavabile da questa espressione:

$$k = \sqrt{\frac{L_{P\mu}L_{S\mu}}{L_P L_S}}$$

Il coefficiente di mutuo accoppiamento può essere espresso in questa forma:

$$M = k\sqrt{L_P L_S}$$

Si può concludere che i valori dei singoli coefficienti dipendono dal flusso disperso che a sua volta dipende dalle caratteristiche geometriche del nucleo e degli avvolgimenti; essi dunque non possono essere ricavati analiticamente ma possono essere stimati grazie a delle specifiche misure.

Per quanto riguarda la dissipazione di potenza si ricava che, sia le perdite per isteresi che quelle causate dalle correnti indotte sono trascurabili; per la prima si ottiene il seguente valore (si utilizza il grafico che lega B_{MAX} , f_S e la potenza dissipata per centimetro cubo):

$$B_{MAX} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{IN}}{2AN_p} \cdot \frac{T_S}{2} \delta \cdot 10^8 = 75,15G \Rightarrow \frac{P_D}{V} = 3 \frac{mW}{cm^3}$$

$$P_D = A \cdot \frac{ID + OD}{2} \cdot \frac{P_D}{V} = 0,164W$$

Per quanto riguarda le correnti indotte la dissipazione è trascurabile dato che il materiale ha una resistività elevata.

4.4 DC/DC Primary Side

La struttura di questo blocco è composta dai quattro MOS del nuovo full bridge precedentemente analizzato; la scelta è caduta su questa tipologia perché la tensione misurata ai capi di ciascun MOS in fase d'interdizione è pari a $V_{IN}/2$, ovvero la metà del valore ottenuto nel caso del full bridge tradizionale. Dunque, questa soluzione permette di utilizzare MOS non particolarmente costosi.

Lo schema elettrico di questo blocco è il seguente (fig. 4.28):

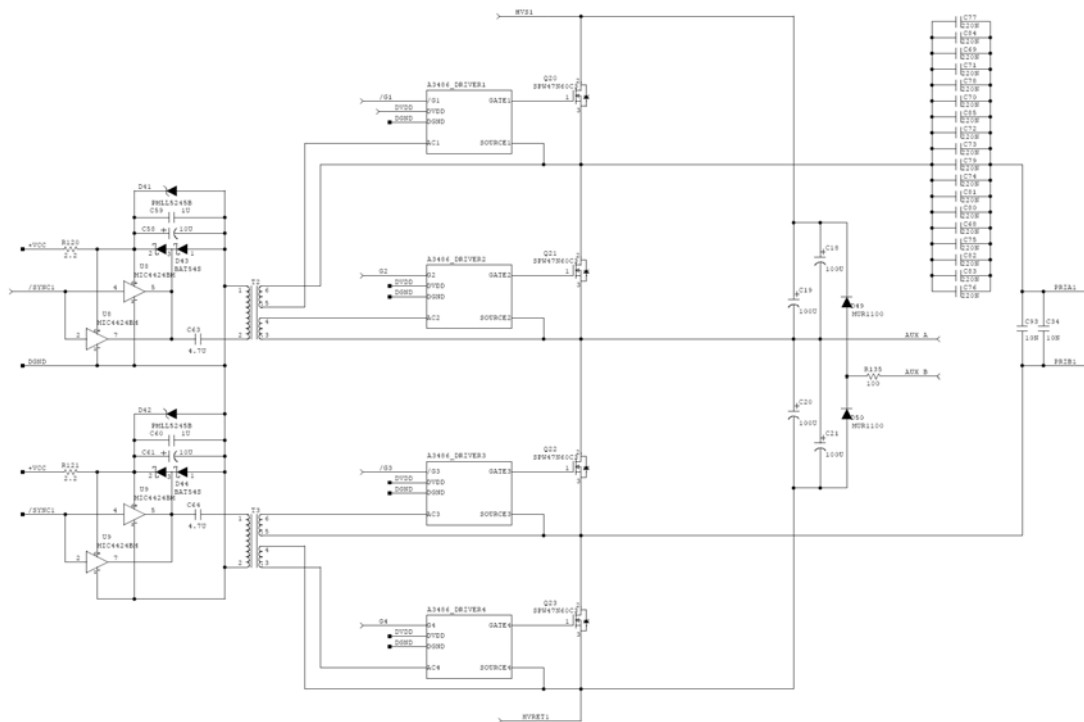


Figura 4.28

4.4.1 Caratteristiche e dimensionamento del ponte

Il pilotaggio dei MOS avviene nella modalità indicata nel grafico successivo (fig. 4.29):

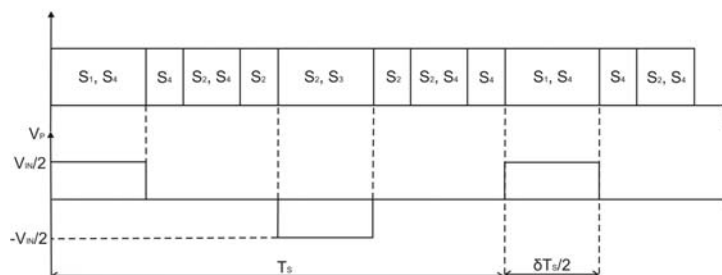


Figura 4.29

La tensione ai capi dell'avvolgimento primario ha un andamento periodico e a valore medio nullo; ciò dà origine ad una corrente che scorre nel primario (i_p) periodica e caratterizzata anch'essa da un valore medio nullo.

A causa del piccolo valore dell'induttanza associata all'avvolgimento primario, i_p dipende in maniera sostanziale dalla corrente di magnetizzazione che in questo caso non è trascurabile; infatti, riferendo tutte le grandezze elettriche del trasformatore al primario (fig. 4.30), si ottiene la seguente espressione:

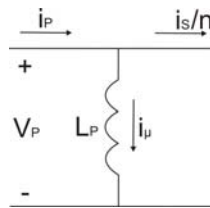


Figura 4.30

$$i_S = i_{D_{31}} - i_{D_{32}} \Rightarrow i_p = \frac{1}{n}(i_{D_{31}} - i_{D_{32}}) + i_\mu$$

La corrente i_p raggiunge la sua ampiezza massima in corrispondenza della massima potenza di uscita; simulando il sistema in questa particolare condizione, si ottengono i seguenti andamenti delle correnti i_p , i_μ e i_S (fig. 4.31):

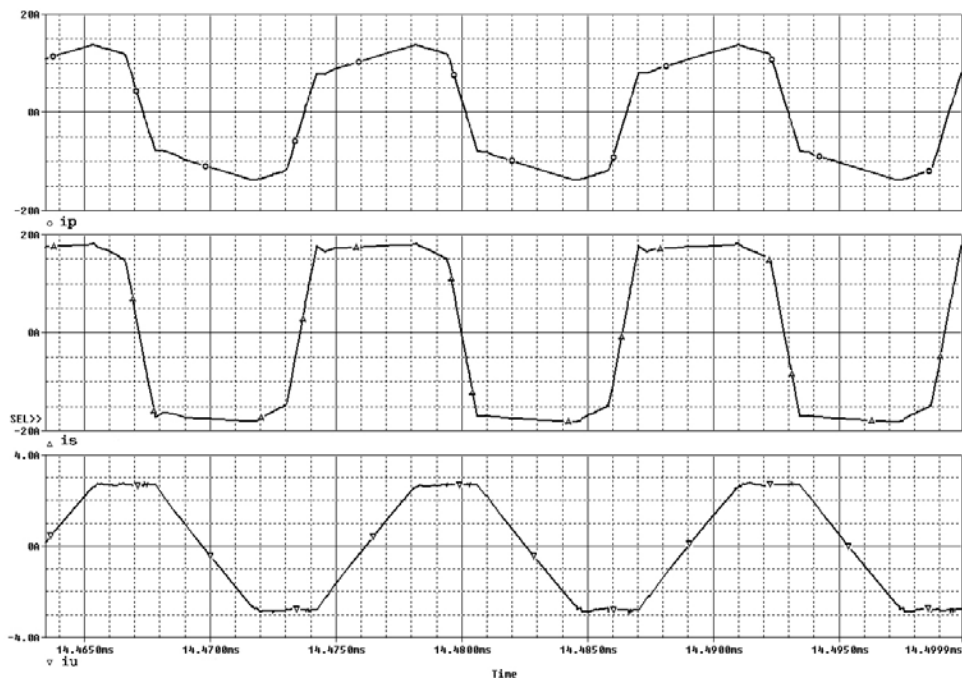


Figura 4.31

La presenza di una corrente i_μ , causa un fenomeno periodico di accumulo e cessione di energia da parte del trasformatore ed il conseguente aumento dell'ampiezza massima della corrente i_p . Quest'ultima è il risultato della combinazione delle quattro correnti che attraversano gli switches; i loro andamenti temporali sono rappresentati nei grafici successivi (fig. 4.32):

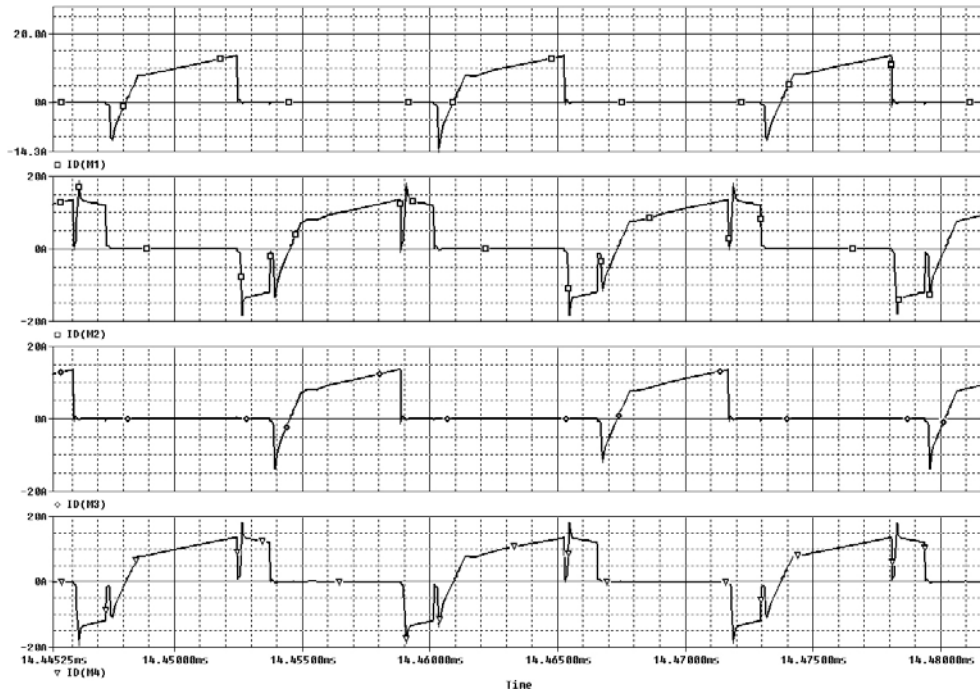


Figura 4.32

Nella scelta degli switches, bisogna anche tenere conto del valore medio di corrente tollerabile da ogni singolo modello di MOS; a tal fine si cerca di ottenere una stima del valore medio della corrente che attraversa ogni singolo interruttore in condizioni di massimo carico. Dai grafici precedenti si può notare che le quattro correnti associate ai quattro switches hanno lo stesso valore medio e sono caratterizzate dalla stessa dinamica; dunque, per facilità di calcolo, si ricava il valore medio da $I_{D_{20}}$.

La conduzione di Q_{20} avviene in un intervallo di tempo pari a $T_s \delta / 2 \cong 4 \mu\text{sec}$ ed in tale periodo la corrente che scorre nel primario coincide con $I_{D_{20}}$. Esiste un intervallo di tempo in cui entrano in conduzione i componenti parassiti del MOS (diode e condensatore) che causano un picco di corrente negativo; tale periodo però è molto più piccolo del precedente e quindi la corrispondente quantità di carica che transita nel MOS può essere trascurata. Questa

approssimazione causa un valore medio leggermente superiore a quello che avviene nella realtà e quindi garantisce un certo margine di sicurezza.

A causa di una corrente di magnetizzazione non trascurabile, nel periodo di conduzione di Q_{20} , la corrente i_p cresce linearmente ed assume i seguenti valori limite:

$$i_S \cong 20A \Rightarrow \frac{i_S}{n} = 11,54A$$

$$I_{P_{MIN}} = \frac{i_S}{n} - \frac{V_{IN}}{4L_p} \cdot \frac{\delta}{2} T_S = 8,79A$$

$$I_{P_{MAX}} = \frac{i_S}{n} + \frac{V_{IN}}{4L_p} \cdot \frac{\delta}{2} T_S = 14,29A = I_{D_{MAX}}$$

Nel calcolo di i_S , è stato trascurato il ripple della corrente che circola nell'induttanza del filtro, il quale è molto più piccolo del suo valore medio che è pari a $20A$.

A questo punto è immediato calcolare il valore medio:

$$I_D = \frac{i_{P_{MIN}} + i_{P_{MAX}}}{2} \cdot \frac{\delta}{2} = 3,58A$$

Ricapitolando, i MOS scelti devono essere in grado di sopportare i seguenti valori:

$$I_D = 3,58A$$

$$I_{D_{MAX}} = 14,29A$$

$$V_{DS} = 134V$$

La scelta è caduta sul modello SPW47N60C3 che, oltre ad avere limiti nettamente superiori a quelli precedentemente calcolati (garantisce elevati margini di sicurezza che riescono a contenere eventuali sovraelongazioni delle grandezze elettriche), offre una bassissima R_{ON}

che limita notevolmente la dissipazione di potenza e l'attenuazione della tensione ai capi del primario.

La potenza dissipata da ogni singolo MOS è data dalla seguente espressione:

$$P_{SW} = \frac{V_{DS} I_{ON}}{2T_S} (t_{SWON} + t_{SWOFF}) + R_{ON} I_D^2$$

Il parametro I_{ON} rappresenta il valore della corrente del MOS assunto in corrispondenza del periodo di conduzione.

Anche in questo caso, conviene effettuare una stima per eccesso della potenza dissipata e quindi, dato che in corrispondenza della conduzione del MOS la corrente non assume un valore costante, si pone $I_{ON} = I_{D_{MAX}}$.

Dal datasheet di SPW47N60C3 si ricava che:

$$t_{SWON} = 27 \text{ nsec}$$

$$t_{SWOFF} = 8 \text{ nsec}$$

$$R_{ON} = 70 \text{ m}\Omega$$

A questo punto è immediato calcolare la potenza dissipata dai quattro MOS:

$$P_{D_{MOS}} = 4P_{SW} = 4 \frac{V_{DS} I_{ON}}{2T_S} (t_{SWON} + t_{SWOFF}) + 4R_{ON} I_D^2 = 4 \cdot \frac{134 \cdot 14,29}{2 \cdot 12,82} \cdot 35 \cdot 10^{-3} + 3,6 \cong 14 \text{ W}$$

Ogni MOS dissipa una potenza di $3,5 \text{ W}$ che porta la giunzione ad una temperatura pari a:

$$T_J = \theta_{JA} \cdot P_{SW} + T_A = 62 \cdot 3,5 + 25 = 242^\circ \text{C}$$

La massima temperatura che ogni singolo MOS può sopportare, è 150°C quindi è necessario l'utilizzo di un dissipatore. Tale dispositivo è comune ad ogni MOS e ad ogni componente di potenza presente nel singolo canale.

4.4.2 Capacità serie

In serie all'avvolgimento primario viene inserita una capacità C_S che ha il compito di eliminare la componente continua in ingresso al trasformatore. Le sue dimensioni devono essere tali da minimizzare il ripple di tensione ai suoi capi, in modo tale da permettere alla componente alternata del segnale presente ai capi della serie $C_S \div L_P$, di finire interamente sui capi dell'avvolgimento primario.

Il ragionamento fatto porta a massimizzare il più possibile C_S ; tale caratteristica però si scontra con le problematiche dovute all'ingombro ed al costo (un condensatore con un'elevata capacità ed in grado di sopportare tensioni elevate ai suoi capi, ha dimensioni e costo troppo elevati).

Si ottiene un compromesso ponendo $C_S = 4\mu F$; dalle simulazioni si ottiene il seguente andamento della tensione ai suoi capi (fig. 4.33):

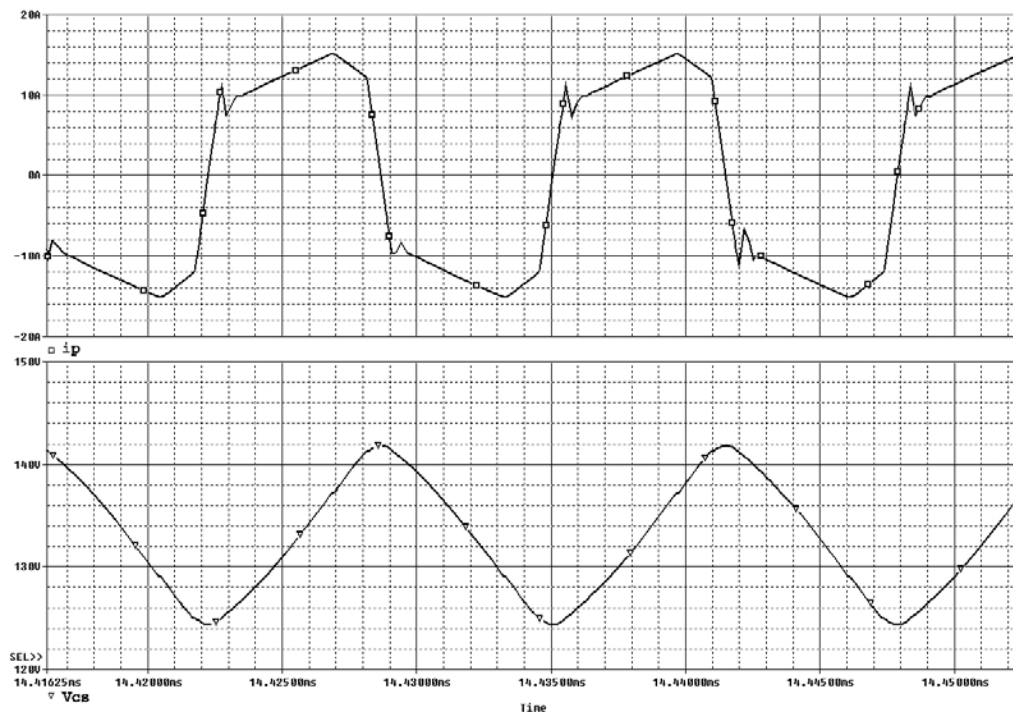


Figura 4.33

La corrente i_p , in questo caso, non assume un andamento costante per ogni semiperiodo a causa della presenza di i_μ : conviene quindi ricavare ΔV_{CS} effettuando una simulazione del sistema piuttosto che una serie di calcoli analitici. Il valore ottenuto da questo procedimento è:

$$\Delta V_{CS} \cong 17V$$

Considerando che il valore medio della tensione ai capi di C_S è $V_{IN}/2 = 134V$, il ripple associato a tale tensione è:

$$ripple = \frac{2\Delta V_{CS}}{V_{IN}} \% = 12,68\%$$

La capacità C_S viene realizzata connettendo in parallelo diciotto condensatori da $220nF$ in modo tale da minimizzare l'effetto della resistenza parassita presente in serie ad ogni condensatore (ESR); tale elemento parassita è molto influente dato che i_p raggiunge valori delle decine di ampère.

Applicando tale soluzione e considerando che $ESR \cong 100m\Omega$, si ottiene:

$$ESR_{TOT} = \frac{ESR}{18} = 5,55m\Omega$$

In questo modo, in corrispondenza di $I_{P_{MAX}} = 14,29A$, si ha la seguente caduta di tensione:

$$V_{ESR} = ESR_{TOT} I_{P_{MAX}} = 78,595mV$$

4.4.3 Bilanciamento del punto di mezzo

Oltre all'avvolgimento primario e ai due avvolgimenti secondari che definiscono il rapporto di trasformazione, il trasformatore possiede anche un ulteriore avvolgimento della stessa induttanza di L_p ma realizzato con un filo di diametro inferiore.

Tale bobina viene utilizzata per mantenere il punto di mezzo del canale ad un valore di $V_{IN}/2 = 134V$. La parte che si occupa di effettuare l'operazione di bilanciamento è la seguente (fig.):

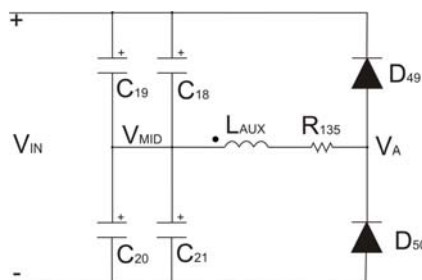


Figura 4.34

I condensatori C_{18} , C_{19} , C_{20} e C_{21} servono a fissare la tensione V_{MID} al valore di $V_{IN}/2 = 134V$.

L'avvolgimento ausiliario ha lo stesso numero di spire del primario quindi, dato che entrambi sono avvolti sullo stesso materiale, il rapporto di trasformazione è $n = 1$; ciò comporta che la tensione misurata ai capi di L_{AUX} coincide con V_p .

Il circuito elettrico funziona in questo modo:

- Diminuzione di V_{MID} : se la tensione V_{MID} diminuisce di una quantità ΔV , in corrispondenza di $V_p = V_{IN}/2$ la tensione V_A assume il seguente valore:

$$V_A = V_{MID} - V_{AUX} = -\Delta V$$

Tale fenomeno porta in conduzione D_{50} che, a sua volta, riporta a $0V$ la tensione V_A ; dato che V_{AUX} è sempre pari a $V_{IN}/2$, il punto di mezzo viene riequilibrato e riportato a $V_{IN}/2$;

- Aumento di V_{MID} : in questo caso la tensione V_A , in corrispondenza di $V_p = -V_{IN}/2$, assume il seguente valore:

$$V_A = V_{MID} - V_{AUX} = V_{IN} + \Delta V$$

Stavolta è il diodo D_{49} ad entrare in conduzione ed a forzare V_A a V_{IN} ; ricordando che

$V_{AUX} = -V_{IN}/2$, la tensione V_{MID} ritorna ad assumere il valore di $V_{IN}/2$.

4.4.4 Driver

I sottoblocchi denominati Driver, hanno il compito di pilotare correttamente i MOS del ponte e di isolare la parte di controllo da quella di potenza comprendente gli stessi MOS.

Per capire il loro funzionamento, è necessario analizzare l'andamento delle onde quadre $V_{/G1}$, V_{G2} , $V_{/G3}$ e V_{G4} provenienti dal modulo DC/DC Secondary Side. Il loro andamento temporale è rappresentato nel grafico seguente (fig. 4.35):

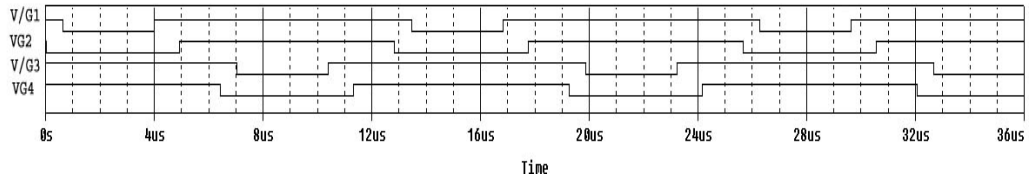


Figura 4.35

Come è possibile notare, per ottenere il pilotaggio dei MOS precedentemente analizzato, è necessario scambiare i livelli alti con quelli bassi e viceversa, nei segnali $V_{/G1}$ e $V_{/G3}$.

Infatti, i Driver sono a due a due uguali ovvero il Driver1 coincide con il Driver3 e Driver2 è uguale a Driver4; i due circuiti elettrici sono rappresentati nelle figure sottostanti (fig. 4.36a, 4.36b):

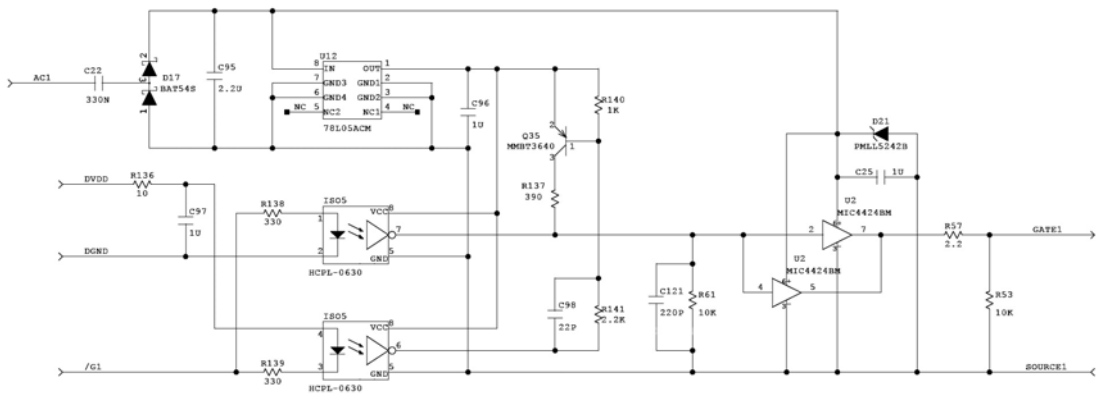


Figura 4.36a

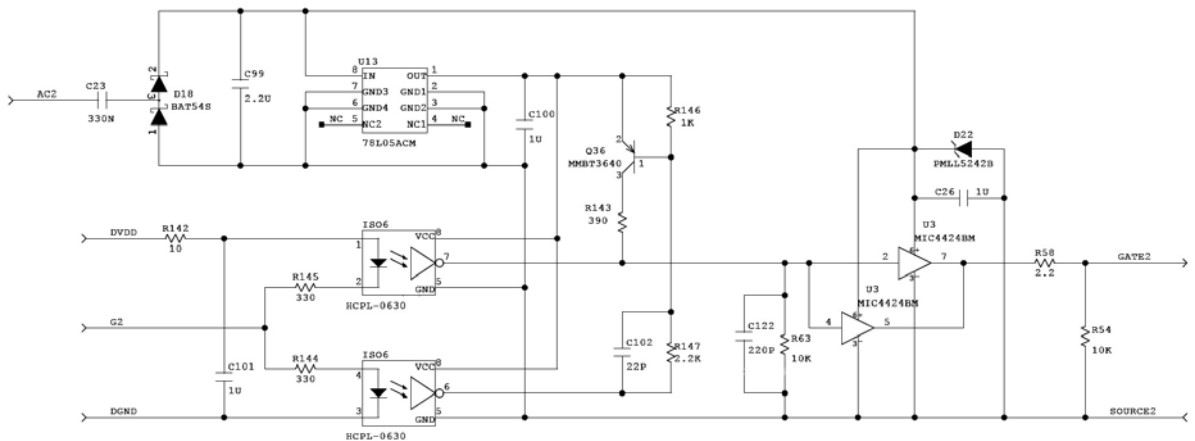


Figura 4.36b

Le strutture sono praticamente identiche, l'unica cosa che cambia è la modalità di pilotaggio degli optoisolatori.

Facendo riferimento al primo circuito, rappresentante il Driver1, si vede che l'alimentazione ai driver, collegati direttamente sul gate e posti a valle degli optoisolatori, viene fornita tramite un duplicatore di tensione a diodi che a sua volta viene alimentato dall'onda quadra a valore medio nullo proveniente dal terminale AC1. Tale segnale, come si può vedere dallo schema generale del DC/DC Primary Side, viene generato dall'onda quadra $V_{/SYNC1}$ la quale viene privata del suo valore medio tramite il condensatore $C_{63} = 4,7\mu F$ e successivamente viene inviata al primario di un trasformatore a due avvolgimenti secondari, i quali sono collegati ai terminali AC1 e AC2. I trasformatori sono stati utilizzati per separare la parte di controllo da quella di potenza della quale fanno parte tutti i componenti connessi a valle degli optoisolatori.

Teoricamente, per invertire i livelli di un'onda quadra ed isolare la parte di controllo da quella di potenza, è necessario un solo optoisolatore. Andando ad analizzare il datasheet del modello di optoisolatore utilizzato ovvero l'integrato HCPL-0630, si nota che il segnale di uscita è caratterizzato da un tempo di salita $t_R = 24nsec$ e da un tempo di discesa, inferiore al precedente, $t_F = 10nsec$. Il tempo di salita ha un valore non trascurabile che può perturbare in maniera considerevole e pericolosa i margini di sicurezza che impediscono la contemporanea chiusura di due MOS adiacenti; tale problema può essere risolto tramite l'ausilio di un altro optoisolatore; quindi ogni Driver è caratterizzato da un chip HCPL-0630, il quale ne contiene due.

Il chip viene alimentato tramite uno stabilizzatore a 5V che prende in ingresso la tensione di uscita del duplicatore di tensione.

I segnali che caratterizzano il circuito a valle degli optoisolatori, hanno come riferimento il source del MOS.

Il vantaggio introdotto dall'aggiunta di un optoisolatore, può essere esposto chiaramente facendo l'analisi dell'intero circuito (si fa sempre riferimento al Driver1):

- $V_{/G1}$ a livello alto: in corrispondenza di ciò, l'optoisolatore superiore entra in conduzione mentre quello inferiore si interdice. Dato che l'uscita è invertente, la tensione in ingresso ai driver, ovvero la tensione di uscita dell'optoisolatore, raggiunge il livello basso pari a 0V (i livelli sono riferiti al source del MOS) in un

intervallo pari a t_F ; questo periodo, essendo molto piccolo non peggiora in maniera sostanziale il margine di sicurezza.

- $V_{/G1}$ a livello basso: in questo caso è l'optoisolatore inferiore che conduce mentre l'altro si interdice. Se esso non fosse presente, l'uscita dell'optoisolatore superiore raggiungerebbe il livello alto, pari a $5V$, dopo un periodo pari a t_R che perturberebbe in maniera sostanziale il margine di sicurezza; la presenza e la conseguente conduzione dell'optoisolatore inferiore, porta in saturazione Q_{35} (quando $V_{/G1}$ è a livello alto, l'uscita dell'optoisolatore inferiore è a $5V$ e tale valore interdice Q_{35} dato che $V_{E_{35}} = 5V$) che a sua volta porta la tensione d'ingresso dei driver che pilotano il gate a $5V$, in un periodo inferiore a t_R .

Per quanto riguarda il sottoblocco Driver2 (Driver4), che non opera l'inversione dei livelli dell'onda quadra, le problematiche sono analoghe a quelle del Driver1 (Driver3) e quindi non occorre fare un'ulteriore studio.

In definitiva, l'andamento temporale delle tensioni V_{GS} che pilotano i MOS, è il seguente (fig. 4.37):

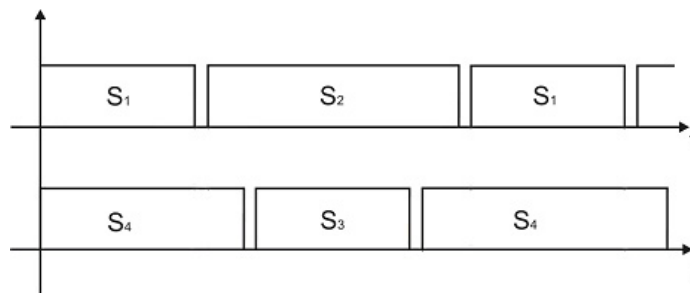


Figura 4.37

4.5 DC/DC Secondary Side

Il segnale di errore generato dall'Output Controller V_{ERR} , viene inviato ad entrambi i canali tramite le uscite $ERR1$ ed $ERR2$; su ognuno di essi è presente un chip, l'integrato UC3525, che in base al valore dell'ampiezza del segnale di errore, genera i segnali di pilotaggio dei MOS.

Questo chip e la sua circuiteria di supporto costituiscono una parte del blocco denominato DC/DC Secondary Side.

In particolare modo, il DC/DC Secondary Side è caratterizzato sostanzialmente dai due avvolgimenti secondari del trasformatore ai quali è stato collegato il raddrizzatore seguito dal filtro LC che ha il compito di prelevare la componente continua dell'onda quadra in uscita dal raddrizzatore.

Il circuito elettrico di tale blocco è il seguente (fig. 4.38):

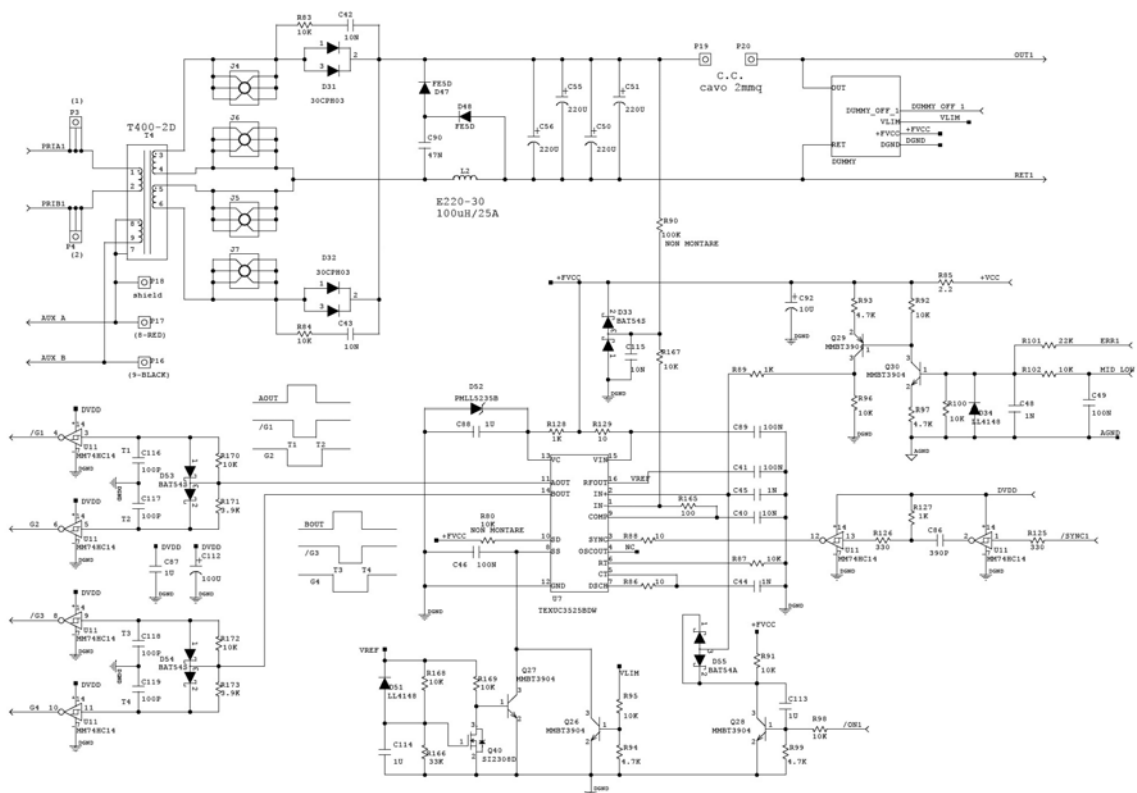


Figura 4.38

Le sue caratteristiche possono essere messe in evidenza effettuando un'analisi particolareggiata di ogni singola sottoparte.

4.5.1 Raddrizzatore

Trascurando l'induttanza di dispersione del trasformatore, l'andamento della tensione misurata ai capi di entrambi gli avvolgimenti secondari, è il seguente (fig. 4.39):

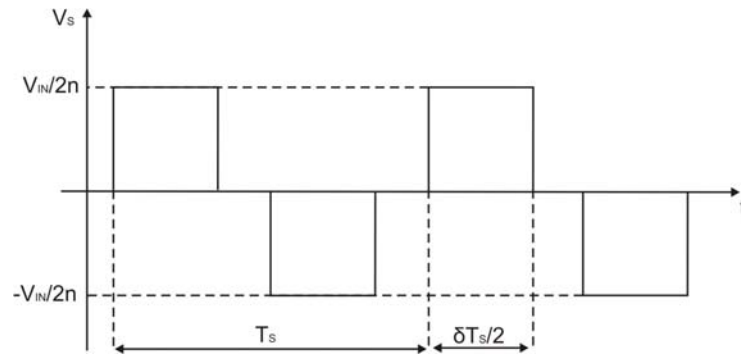


Figura 4.39

Il raddrizzatore ha il compito di inviare al filtro LC il modulo della tensione precedentemente rappresentata; il suo andamento è rappresentato qui sotto (fig. 4.40):

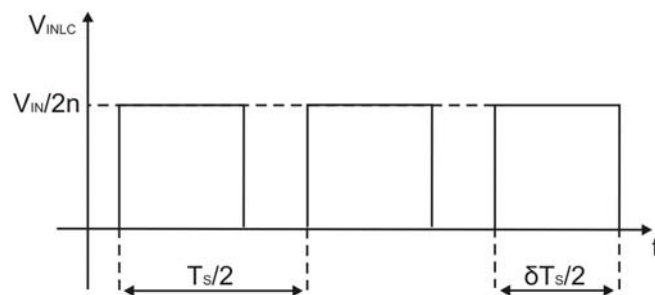


Figura 4.40

Facendo riferimento ai valori temporali e di tensione che caratterizzano V_{INLC} e considerando anche la tensione presente ai capi di ogni singolo avvolgimento, è possibile calcolare la tensione inversa alla quale è sottoposto ciascun diodo nella sua fase di interdizione:

$$V_{D_{INV}} = V_K - V_A = \frac{V_{IN}}{n} - V_\gamma \cong \frac{V_{IN}}{n}$$

V_{IN} è la tensione misurata in ingresso ad ogni singolo canale mentre n è il rapporto tra il numero di spire del primario ed il numero di spire di un avvolgimento secondario. Effettuando i conti si ottengono i seguenti parametri:

$$V_{IN} = 268V$$

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} = \sqrt{\frac{97,344}{32,4}} = \sqrt{3}$$

$$V_{D_{INV}} = \frac{268}{\sqrt{3}} = 154,73V$$

I diodi scelti per realizzare il raddrizzatore, devono essere in grado di sopportare tale tensione inversa. Comunque, per la scelta del modello da utilizzare, è necessario calcolare altri parametri. Uno di questi è la potenza media dissipata; per valutarla è necessario calcolare il valore medio della corrente che attraversa ogni diodo.

Per massimizzare tale parametro, si considera il caso caratterizzato dalla massima potenza in uscita; in questa condizione, la corrente media che circola in ogni diodo raggiunge il suo valore massimo.

In condizioni di massima potenza di uscita ($1kW$ per canale), l'induttanza del filtro di uscita di ogni singolo canale è attraversata da una corrente media di $20A$; dato che il raddrizzatore è una struttura simmetrica, ogni singolo diodo è attraversato da una corrente media pari a $10A$. A questo punto risulta immediato calcolare il valore della potenza media dissipata:

$$P_D = V_f I_D = 0,7 \cdot 10 = 7W$$

Il raddrizzatore dunque dissipa al massimo una potenza media pari a $14W$.

Gli andamenti temporali delle grandezze elettriche che caratterizzano i diodi sono i seguenti (fig. 4.41a, 4.41b):

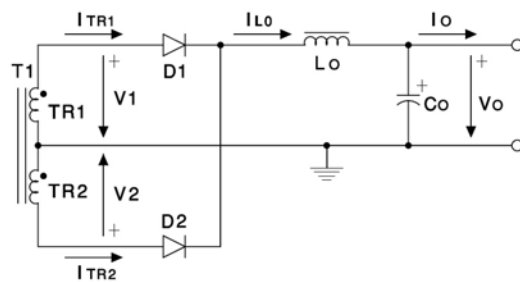


Figura 4.41a

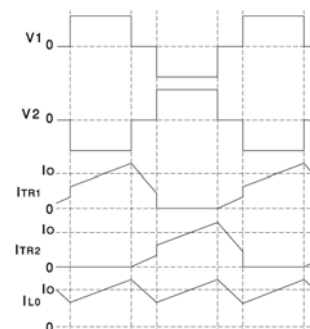


Figura 4.41b

Dai grafici temporali precedenti, è possibile notare che il valore massimo della corrente che attraversa ciascun diodo è pari a:

$$\Delta i_L = \frac{V_{OUT}}{2L}(1 - \delta)T_S$$

$$I_{D_{MAX}} = \frac{V_{OUT}}{R_{L_{MIN}}} + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{OUT}}{R_{L_{MIN}}} + V_{OUT} \frac{1 - \delta}{4L} T_S = 20 + 48 \cdot 12,82 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0,38}{400 \cdot 10^{-6}} = 20,56 A$$

Ricapitolando, i diodi scelti per realizzare il raddrizzatore devono essere in grado di sopportare le seguenti grandezze elettriche:

$$P_D = 7W$$

$$I_D = 10A$$

$$I_{D_{MAX}} = 20,56A$$

$$V_{D_{INV}} = 154,73V$$

Il modello scelto è il 30CPH03, costituito da una coppia di diodi (fig. 4.42) entrambi caratterizzati da un tempo di recovery molto piccolo (40nsec) e quindi adatti per applicazioni caratterizzate da frequenze delle decine di kHz .

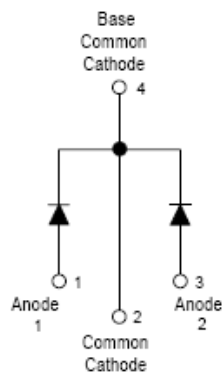


Figura 4.42

Ogni diodo è in grado di sostenere i seguenti valori massimi:

$$V_{D_{INV}} = 300V$$

$$I_D = 15A$$

$$I_{D_{MAX}} = 140A$$

$V_{D_{INV}}$ e $I_{D_{MAX}}$ introducono un discreto margine di sicurezza mentre I_D è di poco superiore a quella precedentemente calcolata; la soluzione attuata per aumentare tale divario, consiste nel collegare i due diodi in parallelo in modo tale da dimezzare la corrente media che attraversa ciascuno di essi ($I_D = 5A$). In questo modo vengono utilizzati due 30CPH03, ognuno dei quali implementa un diodo.

La potenza massima dissipabile dal componente 30CPH03, può essere facilmente calcolata tramite il modello elettrico rappresentato qui sotto (fig. 4.43):

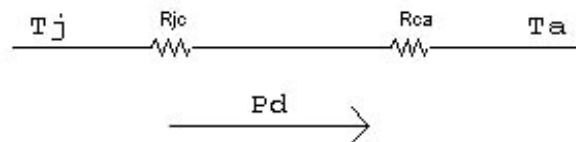


Figura 4.43

La temperatura massima che la giunzione può sopportare è pari a $175^{\circ}C$ mentre la resistenza termica totale, associata a ciascun diodo, assume il valore di $R_{JA} = 40^{\circ}C/W$; considerando la temperatura ambiente $T_A = 25^{\circ}C$, è immediato calcolare la potenza massima che può dissipare un diodo:

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{R_{JA}} = \frac{175 - 25}{40} = 3,75W$$

L'intero componente dissipa al massimo una potenza di $7W$ quindi ogni diodo dissipa $3,5W$; come è immediato notare, quest'ultimo valore è molto vicino al suo massimo che, considerando anche un incremento della temperatura ambiente in prossimità del dispositivo dovuto allo spessore delle interconnessioni, può assumere valori inferiori; dunque, risulta

necessario inserire un dissipatore capace di abbassare la resistenza termica fra case ed ambiente.

4.5.2 Filtro LC

La presenza del raddrizzatore fa in modo che in ingresso al filtro LC sia presente un'onda quadra, caratterizzata da un duty cycle δ e soprattutto da una frequenza doppia rispetto a quella di switching. Dunque, l'elevato valore della frequenza del segnale in ingresso al filtro ($f_s' = 2f_s = 156kHz$), permette di poter usare un'induttanza ed una capacità non eccessivamente elevate.

È importante ricordare che l'intero sistema è stato progettato per lavorare in un ambiente caratterizzato da un campo magnetico con induzione magnetica massima di $2kG$ e quindi, anche per l'induttanza del filtro, è necessario usare il materiale utilizzato per realizzare il nucleo del trasformatore.

Ciò ha portato ad optare per una scelta progettuale che consiste nel minimizzare il più possibile l'induttanza; per un valore pari a $100\mu H$, essa assume dimensioni abbastanza contenute che comportano un costo ed un ingombro accettabili.

Dal circuito elettrico si può arrivare all'errata conclusione che la capacità totale sia pari a $880\mu F$; ad essa però bisogna aggiungere quella introdotta dal blocco Output Controller il quale è comune a tutti e due i canali che compongono l'alimentatore.

Anche la capacità introdotta da quest'ultimo blocco è pari a $880\mu F$ e quindi è immediato concludere che la capacità totale vista da un singolo canale è pari a:

$$C = C_{SEC} + \frac{C_{OC}}{2} = 1320\mu F$$

Dunque, il filtro LC è caratterizzato dalla seguente frequenza di taglio:

$$f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6,28 \cdot \sqrt{1,32 \cdot 10^{-7}}} = 438,28Hz$$

La frequenza di switching è molto più grande della frequenza di taglio precedentemente calcolata quindi è una buona approssimazione considerare che la componente alternata della corrente che transita attraverso L , si richiuda interamente attraverso la capacità. Essa può essere rappresentata tramite il seguente grafico temporale (fig. 4.44):

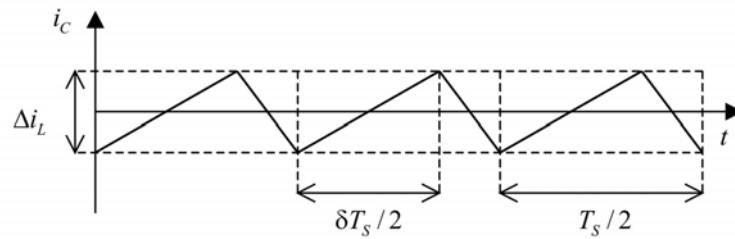


Figura 4.44

La tensione di uscita non è costante ma è affetta da un certo ripple; tale parametro può essere valutato considerando la variazione di carica nel condensatore totale causata dalla corrente i_C .

Per $i_C > 0$, la tensione di uscita passa dal suo valore minimo al suo valore massimo; tale incremento di tensione coincide con la tensione di ripple picco-picco ($V_{RIP_{PP}}$).

Fatte queste considerazioni, è possibile valutare la tensione di ripple tramite la seguente relazione:

$$V_{RIP} = \frac{V_{RIP_{PP}}}{2} = \frac{1}{2} \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta i_L}{32C} T_s$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{OUT}}{2L} (1 - \delta) T_s$$

$$V_{RIP} = \frac{\Delta i_L}{32C} T_s = \frac{V_{OUT}}{64LC} (1 - \delta) T_s^2$$

Considerando che $\delta = 0,62$, il valore di V_{RIP} è pari a:

$$V_{RIP} = \frac{48}{64 \cdot 1,32 \cdot 10^{-7}} (1 - 0,62) \cdot 1,64 \cdot 10^{-10} = 355 \mu V$$

Il fenomeno del ripple viene definito tramite il seguente rapporto:

$$ripple = \frac{V_{RIP_{PP}}}{V_{OUT}} \% = 0,00148\%$$

Il risultato ottenuto precedentemente, dipende in larga parte dalle dimensioni dei componenti del filtro e quindi dalla frequenza di taglio. Si può notare che anche con una f_T dell'ordine dei kHz , quindi con C e L di dimensioni inferiori, si può ottenere un ripple più che accettabile.

In questa analisi però non è stata considerata la resistenza parassita in serie ad ogni condensatore (ESR) che tipicamente assume il valore di $100m\Omega$; tale componente influisce molto sul ripple di uscita anzi, nella maggior parte dei casi, è largamente predominante rispetto al fenomeno di carica e scarica del condensatore totale.

Per capire meglio l'influenza di ESR , si ipotizzi di realizzare il filtro con un unico condensatore da $1320\mu F$; esso è attraversato da una corrente i_C caratterizzata da un valore picco-picco pari a Δi_L quindi si ha che la caduta di tensione massima misurata ai capi di ESR è pari a:

$$\Delta V_{ESR_{MAX}} = ESR \frac{\Delta i_L}{2} = 0,1 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{48}{2 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} (1 - 0,62) \cdot 12,82 \cdot 10^{-6} = 58,4mV$$

Come si può notare, $\Delta V_{ESR_{MAX}}$ è molto più grande della tensione massima di ripple introdotta dalla carica e la scarica del condensatore quindi, in buona approssimazione, l'ampiezza massima della tensione V_{RIP} può essere associata interamente alla caduta di tensione sulla resistenza parassita.

Un metodo per abbassare $\Delta V_{ESR_{MAX}}$ consiste nel realizzare il condensatore collegando in parallelo più condensatori, ognuno dei quali caratterizzato da una resistenza parassita ESR .

Infatti, considerando che ad ogni canale sono associati due condensatori da $220\mu F$ dell'Output Controller, la capacità da $1320\mu F$ viene realizzata collegando sei condensatori da $220\mu F$ in parallelo; in questo modo non solo si ha $C = 1320\mu F$ ma anche una ESR sei volte più piccola.

Si può concludere che l'ampiezza massima della tensione di ripple associata ad un singolo canale è pari a:

$$\Delta V_{ESR_{MAX}} = \frac{\Delta i_L}{12} ERS = 9,73mV \cong 10mV$$

Anche se ESR è stata diminuita, vale sempre l'approssimazione $\Delta V_{ESR_{MAX}} \cong V_{RIP}$ quindi, ogni canale introduce un ripple pari a:

$$ripple = \frac{V_{RIP_{PP}}}{V_{OUT}} \% = 0,0416\%$$

Dato che i due canali sono simmetrici, è immediato calcolare il ripple associato all'intero alimentatore da $2kW$:

$$ripple_{TOT} = \frac{2V_{RIP_{PP}}}{V_{OUT}} \% = 0,0833\%$$

L'ampiezza picco-picco della tensione di ripple è circa $40mV_{PP}$.

Per ritornare alle considerazioni fatte sulla frequenza di taglio, si può concludere che il valore di $438,28Hz$ permette di avere una tensione di ripple, causata dal fenomeno di carica e scarica, circa cinquanta volte più piccola di quella dovuta a ESR ; quindi, per frequenze di taglio dell'ordine dei kHz , non è più possibile considerare $\Delta V_{ESR_{MAX}} \cong V_{RIP}$ perché la carica e scarica del condensatore causano una variazione di tensione non più trascurabile.

4.5.3 Dummy Load

In parallelo all'uscita di ogni canale, è presente un sottoblocco, denominato Dummy Load, che ha la funzionalità di zavorra cioè, in assenza di carico (o in presenza di un carico molto piccolo), esso entra in funzione garantendo una resistenza di carico massima pari a circa 75Ω per ogni canale; è immediato dunque calcolare la potenza minima erogata da ciascun canale e dall'alimentatore da $2kW$:

$$P_{U_{CHMIN}} = \frac{V_{OUT}^2}{R_{L_{MAX}}} = \frac{48^2}{75} \cong 30W$$

$$P_{U_{MIN}} = 2P_{U_{CHMIN}} \cong 60W$$

Il circuito elettrico del sottoblocco in questione è il seguente (fig. 4.45):

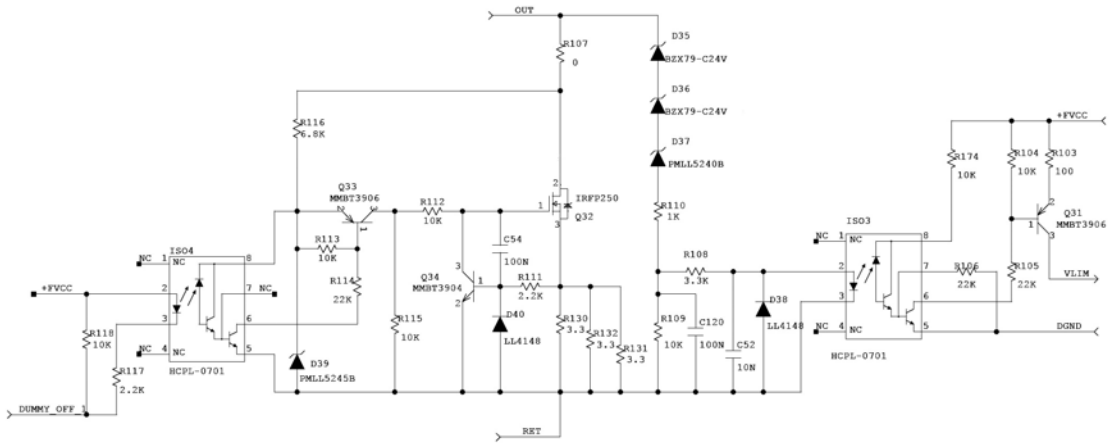


Figura 4.45

Il terminale *DUMMY_OFF* viene connesso al blocco Output Controller, in particolare al sottoblocco ISENSE, dove il valore della corrente di uscita di ogni canale viene elaborato dal seguente circuito (fig. 4.46):

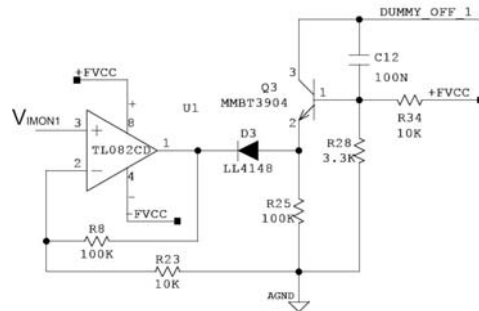


Figura 4.46

Il valore della corrente, in questo caso V_{MON1} , viene inviato ad un amplificatore non invertente che aumenta il suo valore di undici volte.

La corrente di uscita di ogni canale raggiunge il valore massimo di $20A$ al quale corrisponde una $V_{MON1} = 3,3V$; in base a questi valori è possibile ricavare l'andamento della tensione di uscita dell'amplificatore (fig. 4.47) considerando che, per valori di V_{MON1} superiori a $1V$, la risposta è non lineare a causa della saturazione dell'uscita dell'operazionale:

$$V_{MON1} \geq 1V \Rightarrow V_{OA} = V_{OA_{SAT}} = 11V$$

$$V_{MON1} = 1V \Rightarrow I_{OUT_{CH}} = 6,06A$$

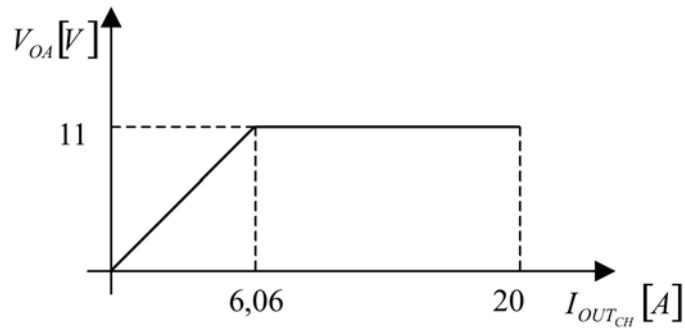


Figura 4.47

L'uscita dell'operazionale coincide con il catodo del diodo D_3 che, nell'ipotesi di partitore pesante per Q_3 , inizia a condurre per:

$$V_{B3} = \frac{R_{28}}{R_{28} + R_{34}} FVCC \cong 3V \Rightarrow V_{E3} = V_A = 2,3V$$

$$V_K = V_{OA} = 1.6V \Rightarrow V_{IMON1} = 0,145V \Rightarrow I_{OUT_{CH}} \cong 0,9A$$

Dunque, appena la corrente del canale diventa minore di $0,9A$, il diodo entra in conduzione provocando un drastico aumento della corrente di collettore del transistor.

Come è possibile notare dal circuito del sottoblocco Dummy Load, connesso al collettore del transistor Q_3 c'è il fotoaccoppiatore HCPL-0701 che, in corrispondenza del verificarsi della condizione $I_{OUT_{CH}} \leq 0,9A$, porta in saturazione il transistor Q_{33} .

La tensione presente sull'emettitore di Q_{33} è decisa dallo zener D_{39} ed è pari a $15V$; quando il fotoaccoppiatore conduce, Q_{33} va in saturazione e la tensione misurata sul suo collettore passa da $0V$ a circa $15V$.

Inizialmente il condensatore C_{54} è scarico e di conseguenza la tensione presente sul gate di Q_{32} è pari a $V_{BE_{34}} = V_\gamma$, ovvero pari alla tensione di soglia del diodo formato da Q_{34} . A mano a mano che il condensatore C_{54} si carica, $V_{BE_{34}}$ diminuisce gradualmente e di conseguenza il transistor Q_{34} tende ad interdarsi diminuendo il valore della sua corrente di collettore. Ciò provoca una minor caduta di tensione su R_{112} e quindi un innalzamento della tensione di gate V_G ; dato che inizialmente la corrente I_D è nulla e quindi non provoca nessuna caduta di

tensione ai capi della resistenza di zavorra (parallelo tra R_{130} , R_{131} e R_{132}), si verifica la seguente uguaglianza:

$$V_G = V_{GS}$$

Non appena $V_G > V_T$, il MOS comincia a condurre generando una I_D che a sua volta causa una caduta di tensione ai capi della zavorra coincidente con V_S ; tale fenomeno tende ad abbassare V_{GS} e quindi si oppone alla carica di C_{54} .

A regime, la corrente I_D che circola attraverso la resistenza di zavorra ($R_{111} \gg 1,1\Omega$) assume il seguente valore (si trascura la caduta causata dalla corrente di base su R_{111}):

$$I_D = \frac{V_{BE_{34}}}{R_{130} // R_{131} // R_{132}} = \frac{0,7}{1,1} = 0,636A$$

Il MOS utilizzato è il modello IRFP250; considerando il valore precedentemente calcolato, dai datasheet è possibile ricavare i seguenti parametri:

$$\beta_n = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} = 24,912 \frac{S}{V}$$

$$V_T = 3,3V$$

$$I_D = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_T)^2 = 0,636 \Rightarrow V_{GS} = 3,526V$$

$$V_G = V_{GS} + V_S = V_{GS} + (R_{130} // R_{131} // R_{132}) I_D = 3,526 + 0,7 = 4,226V$$

Le commutazioni delle varie grandezze elettriche possono essere rappresentate tramite i seguenti grafici temporali ricavati dalla simulazione dell'intero circuito (fig 4.48):

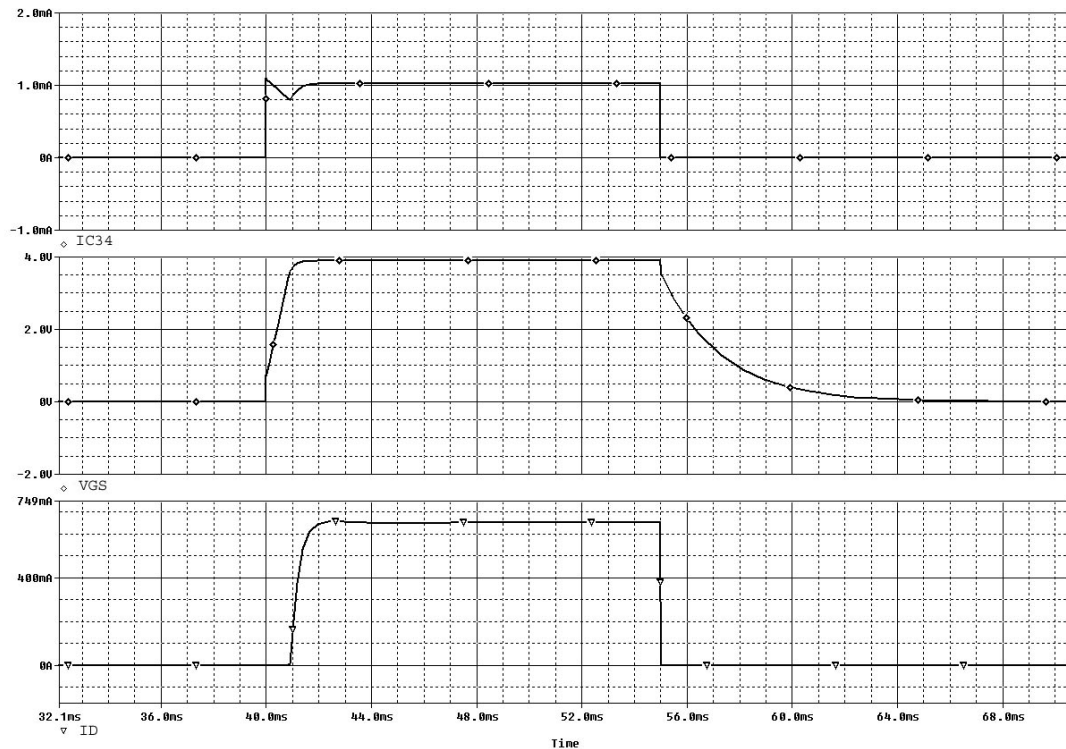


Figura 4.48

Il primo grafico rappresenta l'andamento della corrente di collettore di Q_{34} ; si può notare che, quasi istantaneamente con la conduzione del fotoaccoppiatore, I_{C34} assume il suo valore massimo dovuto all'iniziale funzionamento a diodo di Q_{34} . Successivamente la carica di C_{54} causa un graduale decremento di I_{C34} che successivamente torna a salire in corrispondenza di $V_{GS} > V_T$; infatti, in tale situazione, il MOS comincia a condurre provocando una $V_S > 0$, la quale tende ad aumentare la tensione V_{BE34} e di conseguenza la corrente di collettore I_{C34} .

Appena avviene l'interdizione del fotoaccoppiatore, Q_{33} si interdice ed il condensatore C_{54} comincia a scaricarsi sulla serie formata da R_{112} ed R_{115} grazie alla contemporanea conduzione del diodo D_{40} ; questo fenomeno causa anche l'immediata interdizione di Q_{34} infatti dal grafico si può notare che I_{C34} si annulla istantaneamente.

Come è già stato detto, nell'istante della commutazione il diodo D_{40} entra in conduzione provocando così l'abbassamento della tensione V_G ; di conseguenza a ciò, V_{GS} va al di sotto della tensione di soglia interdicensi istantaneamente il MOS. Il risultato è che il fronte di discesa della corrente I_D ha un andamento verticale quindi si ha un annullamento istantaneo della corrente che scorre nella zavorra nell'istante in cui si apre il fotoaccoppiatore.

Successivamente D_{40} smette di condurre così la corrente di scarica del condensatore si richiude attraverso la zavorra e la resistenza R_{111} fissando la costante di tempo a:

$$\tau = [R_{111} + R_{112} + R_{115} + (R_{130} // R_{131} // R_{132})]C_{54} = 2,22msec$$

Come si può vedere dai grafici precedenti, tale parametro determina l'andamento del fronte di discesa di V_{GS} .

Concludendo, nell'istante in cui la corrente di uscita del canale va al di sotto di circa $0,9A$, entra in funzione la zavorra che impone una corrente minima di $0,636A$ al di sotto della quale è impossibile andare.

Il sottoblocco Dummy Load si occupa anche di generare un segnale, che successivamente viene inviato al controllo del duty cycle, non appena la tensione di uscita supera i $60V$.

Tale limite viene impostato dalla serie formata dagli zener D_{35} , D_{36} , D_{37} e dal fotoaccoppiatore HCPL-0701; infatti, considerando che il fotoaccoppiatore entra in conduzione in corrispondenza di una tensione $V_F = 1,25V$, il limite massimo della tensione di uscita può essere ricavato dalle seguenti espressioni:

$$I_Z = \frac{V_F}{R_{109}} = 125\mu A$$

$$V_{OUT_{MAX}} = V_{Z_{35}} + V_{Z_{36}} + V_{Z_{37}} + R_{110}I_Z + V_F = 24 + 24 + 10 + 0,125 + 1,25 = 59,375V$$

La grandezza elettrica che si occupa di segnalare l'eccessivo livello della tensione d'uscita, è la tensione V_{LIM} misurata sul collettore di Q_{31} , il quale, in corrispondenza della conduzione del fotoaccoppiatore, viene portato in conduzione.

Per capire bene il funzionamento di questo controllo, conviene analizzare la parte di circuito connessa al collettore di Q_{31} che fa parte di una porzione del blocco DC-DC Secondary Side interessata alla regolazione del duty cycle.

4.5.4 Controllo del duty cycle

Questo sottoblocco è costituito sostanzialmente dall'integrato UC3525 che, grazie anche al supporto di alcuni componenti collegati esternamente, genera due onde quadre, fra di loro in

controfase, caratterizzate da un duty cycle proporzionale al segnale d'ingresso del chip V_{IN^+} che dipende a sua volta da V_{ERR} , generato dall'Output Controller e dipendente dalla differenza tra il valore della tensione misurata in uscita e quello imposto dall'utente.

Generalmente il duty cycle non dipende esclusivamente da V_{IN^+} ; tale dipendenza deriva dal tipo di collegamento effettuato e dai componenti inseriti esternamente. Infatti, come è possibile notare dalla figura (fig. 4.49), la struttura ottenuta è quella di un buffer che effettua il confronto tra V_{IN^+} e la tensione periodica V_{RAMP} .

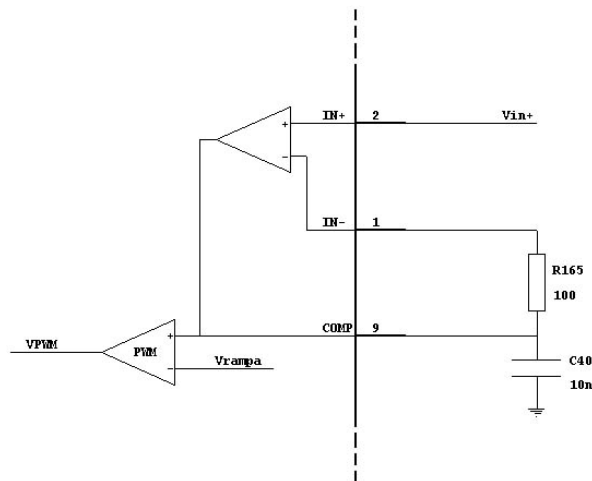


Figura 4.49

Gli andamenti delle tensioni caratterizzanti lo schema precedente sono i seguenti (fig. 4.50):

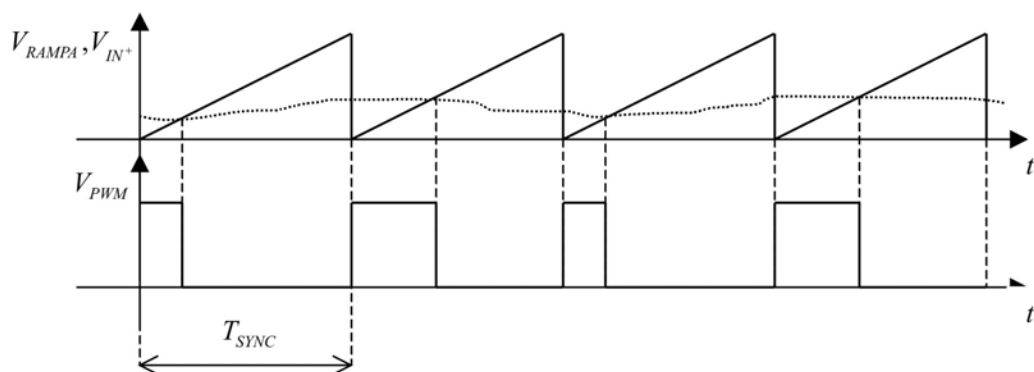


Figura 4.50

La comparazione tra la tensione V_{IN^+} ed il segnale periodico V_{RAMP} , dà origine ad un onda quadra V_{PWM} con duty cycle dipendente dal livello di V_{IN^+} (curva tratteggiata).

Il periodo viene deciso dall'onda quadra entrante nel terminale *SYNC* o, in assenza di quest'ultima, dai seguenti componenti passivi collegati al chip nella modalità rappresentata qui sotto (fig. 4.51):

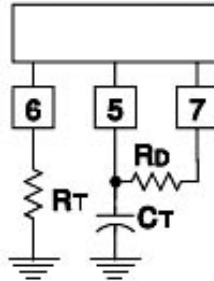


Figura 4.51

Il valore della frequenza della rampa viene ricavato dalla seguente equazione:

$$f_T = \frac{1}{C_T(0,7R_T + 3R_D)} = \frac{1}{C_{44}(0,7R_{87} + 3R_{86})} = \frac{10^9}{0,7 \cdot 10^4 + 3 \cdot 10} = 142,247 \text{kHz}$$

In questo caso è prevista un'onda quadra applicata al terminale *SYNC* e caratterizzata da una frequenza pari a 156kHz ; quindi la frequenza dell'onda quadra V_{PWM} risulta pari a:

$$f_T = f_{SYNC} = 156 \text{kHz} \Rightarrow T_{SYNC} = \frac{1}{f_{SYNC}} = 6,41 \mu\text{sec}$$

Dall'onda quadra V_{PWM} , ricavata dalla precedente operazione denominata PWM (Pulse Width Modulation), vengono estrapolate le due onde quadre d'uscita, denominate V_{AOUT} e V_{BOUT} ; esse sono caratterizzate dai seguenti andamenti temporali (fig. 4.52):

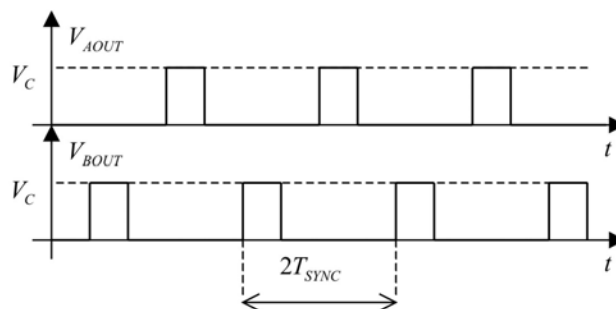


Figura 4.52

L'ampiezza V_C è pari a $6,8V$ e viene fissata dal diodo zener D_{52} .

Dal datasheet dell'integrato, si può notare che la funzione $\delta = f(V_{IN^+})$ è lineare solo per un determinato intervallo; l'intera caratteristica è rappresentata qui sotto (fig. 4.53):

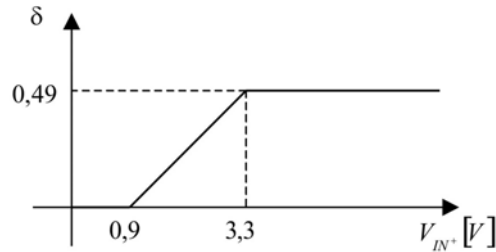


Figura 4.53

Come è già stato visto in precedenza, la tensione di uscita di ogni canale è pari a $48V$; a tale valore corrisponde un duty cycle pari a:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{n} \frac{\delta}{2} \Rightarrow \delta = 2 \frac{n V_{OUT}}{V_{IN}} = 2 \frac{48 \cdot \sqrt{3}}{268} = 0,62$$

Il valore calcolato corrisponde al duty cycle dell'onda quadra misurata in ingresso al filtro LC; ciò comporta che il duty cycle delle due onde quadre di uscita del chip sia pari a $\delta = 0,31$. A tale valore corrisponde una V_{IN^+} di:

$$V_{IN^+} = \frac{0,31}{0,49} (3,3 - 0,9) + 0,9 = 2,42V$$

Nel caso in cui i transistor Q_{29} e Q_{30} lavorino in zona attiva, la tensione V_{IN^+} dipende linearmente da $V_{B_{30}}$ secondo la seguente espressione:

$$V_{IN^+} = 4,527 V_{B_{30}} - 4,66$$

Da ciò è possibile ricavare il valore di $V_{B_{30}}$ a regime:

$$V_{B_{30}} = \frac{2,42 + 4,66}{4,527} = 1,56V$$

La tensione $V_{B_{30}}$ è il risultato della combinazione lineare tra le tensioni V_{ERR1} e V_{MID_L} (V_{ERR2} e V_{MID_H} nel caso dell'altro canale):

$$V_{B_{30}} = 0,185V_{ERR1} + 0,407V_{MID_L}$$

In condizioni di bilanciamento perfetto, V_{MID_L} e V_{MID_H} assumono un valore di circa $1V$ dunque, quando la tensione di uscita dell'alimentatore è a regime, V_{ERR1} e V_{ERR2} si stabilizzano ad un valore di circa $6V$.

La struttura che implementa la caratteristica sopradescritta, è costituita da pochi elementi (fig. 4.54) anche se, in fase di layout, le sue interconnessioni interessano una vasta area dato che devono prelevare il segnale V_{ERR} dal modulo Output Controller, il quale è collegato in cascata ad entrambi i canali, e generare i segnali di controllo dei MOS, che sono posti a metà del canale.

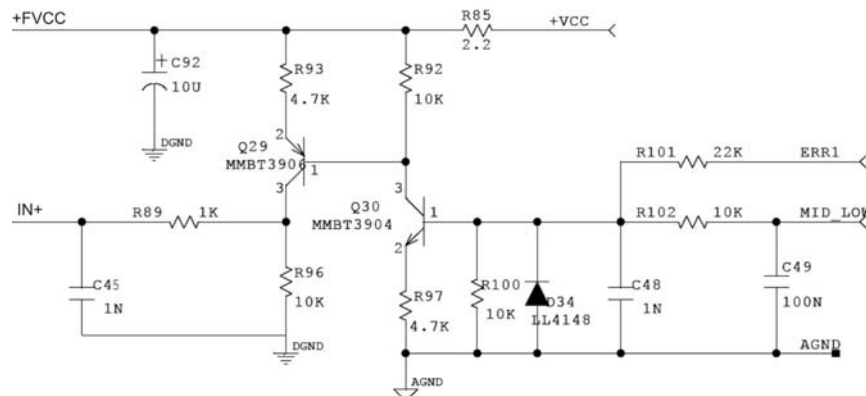


Figura 4.54

Generalmente, se le lunghezze delle interconnessioni e la potenza richiesta in uscita sono piccole, il condizionamento della tensione V_{ERR1} , realizzato per ottenere valori di V_{IN+} compresi nel range consentito da UC3525, può essere effettuato usando pochi elementi passivi.

In un layout caratterizzato dalla presenza di interconnessioni troppo lunghe, una soluzione di questo tipo può causare un'attenuazione intollerabile delle ampiezze delle varie tensioni; ciò ha portato all'inserimento degli elementi attivi Q_{29} e Q_{30} che hanno il compito di rinforzare le varie grandezze elettriche. Inoltre, tale configurazione permette la separazione tra la massa riferita ai segnali analogici ($AGND$) e quella riferita ai segnali digitali ($DGND$).

Al terminale IN^+ dell'integrato, è connessa un'altra struttura che ha il compito di accendere o spegnere il canale; il suo schema circuitale è il seguente (fig. 4.55):

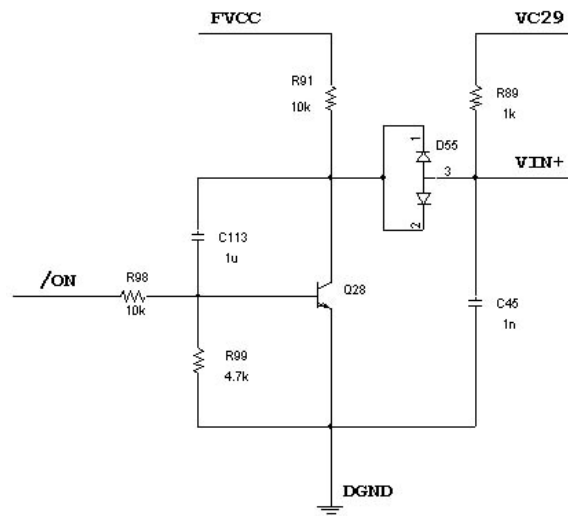


Figura 4.55

Il terminale d'ingresso $/ON$ è in comune con l'Output Controller ed in entrambi i moduli provoca un condizionamento dei segnali elettrici tale da provocare l'accensione o lo spegnimento dell'intero sistema.

Per quanto riguarda il modulo sotto analisi, il segnale digitale applicato al terminale $/ON$ controlla l'abilitazione e la disabilitazione del canale. In questo caso infatti, una $V_{/ON}$ a livello basso causa l'interdizione di Q_{28} ; di conseguenza a ciò anche la coppia di diodi D_{55} non conduce e quindi la tensione presente sul collettore di Q_{29} ($V_{C_{29}}$) coincide con V_{IN^+} che così dipende dal segnale di errore (canale acceso).

Se invece $V_{/ON}$ è a livello alto, Q_{29} va in saturazione portando così V_{IN^+} ad una tensione pari a:

$$V_{IN^+} = V_{CE26_{SAT}} + V_{\gamma_{SCHOTTKY}} = 0,2 + 0,3 = 0,5V$$

Come si è visto in precedenza, a tale tensione corrisponde un duty cycle nullo (canale spento). Un altro metodo per controllare l'accensione e lo spegnimento del canale deriva dal controllo del terminale $SOFTSTART$ (SS); internamente al chip, esso è collegato in questa maniera (fig. 4.56):

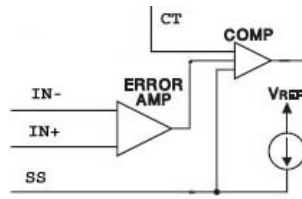


Figura 4.56

La funzione del terminale SS è quella di abilitare il comparatore; se, ad esempio, il segnale digitale applicato ad SS assume un livello alto, il comparatore viene abilitato ed il sistema funziona regolarmente mentre se il livello è basso, il comparatore è disabilitato e la sua tensione di uscita è nulla (il duty cycle è nullo e quindi la tensione di uscita è nulla).

Tramite questo terminale è possibile implementare un'accensione graduale evitando così transizioni brusche delle varie grandezze elettriche che possono risultare dannose per l'intero canale: inserendo infatti il condensatore C_{46} tra $DGND$ e SS si ottiene un aumento lineare della tensione V_{SS} . Tale caratteristica dipende dalla presenza, internamente al chip, di un generatore di corrente da $50\mu A$ il quale inizia ad erogare corrente non appena l'integrato viene alimentato e si spegne non appena $V_{SS} = V_{REF} = 5V$.

Il tempo necessario a V_{SS} per raggiungere V_{REF} si ricava facilmente dalla seguente espressione:

$$V_{SS} = \frac{I}{C_{46}} t \Rightarrow t_C = \frac{V_{REF} C_{46}}{I} = \frac{5 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}{50 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ msec}$$

In realtà, il periodo necessario al sistema per andare a regime risulta molto più lungo a causa del seguente circuito (fig. 4.57):

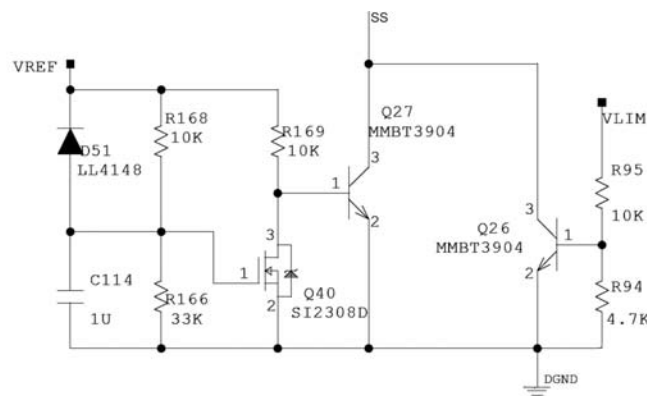


Figura 4.57

Quando viene fornita l'alimentazione al sistema, il gate di Q_{40} inizia a caricarsi esponenzialmente passando da $0V$ ad un valore di tensione determinato dal seguente partitore:

$$V_{G_{40}} = \frac{R_{166}}{R_{166} + R_{168}} V_{REF} = 3,837V$$

Il graduale aumento della tensione $V_{G_{40}}$, quindi della corrente $I_{D_{40}}$, provoca una diminuzione della corrente assorbita dal transistor Q_{27} che sottrae una certa quantità di carica al condensatore C_{46} aumentando così t_C .

La tensione V_{SS} viene anche influenzata dalla tensione V_{LIM} che, come è stato visto in precedenza per quanto riguarda il sottoblocco Dummy Load, porta in conduzione il transistor Q_{26} in corrispondenza di una $V_{OUT} \cong 60V$.

Effettuando una serie di calcoli, è facile ricavare il valore di V_{LIM} minimo ovvero, applicando l'ipotesi di partitore pesante, la $I_{C_{31}}$ minima (associata al transistor di uscita del sottoblocco Dummy Load) tale da fare entrare in conduzione Q_{26} :

$$V_{LIM_{MIN}} = V_{BE_{26}} \left(1 + \frac{R_{95}}{R_{94}} \right) = 2,19V$$

$$I_{C_{31_{MIN}}} = \frac{V_{BE_{26}}}{R_{94}} = 149\mu A$$

Quando l'uscita del canale raggiunge i $60V$, Q_{31} , appartenente a Dummy Load, viene portato in saturazione; tale condizione genera dei valori di V_{LIM} e di $I_{C_{31}}$ nettamente più grandi di quelli precedentemente calcolati e ciò comporta la saturazione di Q_{26} . Dunque, in corrispondenza di $V_{OUT} \cong 60V$, la tensione V_{SS} assume un valore pari a $V_{CE_{26SAT}} = 0,2V$ che disabilita il comparatore e, di conseguenza, spegne il canale.

Per creare un certo margine di sicurezza, tale da evitare la contemporanea conduzione dei MOS adiacenti, le onde quadre V_{AOUT} e V_{BOU} vengono mandate in ingresso ai seguenti circuiti (fig. 4.58a, 4.58b):

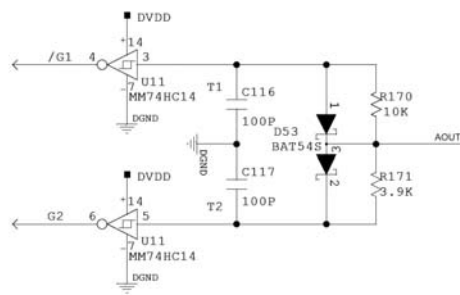


Figura 4.58a

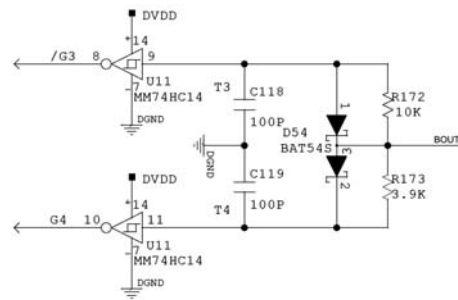


Figura 4.58b

I diodi fanno in modo che ciascuna tensione misurata ai capi di ogni singolo condensatore subisca l'influenza del filtro LP corrispondente solo in corrispondenza del fronte in salita o in discesa dell'onda quadra d'ingresso. Per capire meglio come operano questi circuiti, conviene rappresentare, ad esempio, l'andamento della tensione misurata sul nodo T_1 (fig. 4.59):

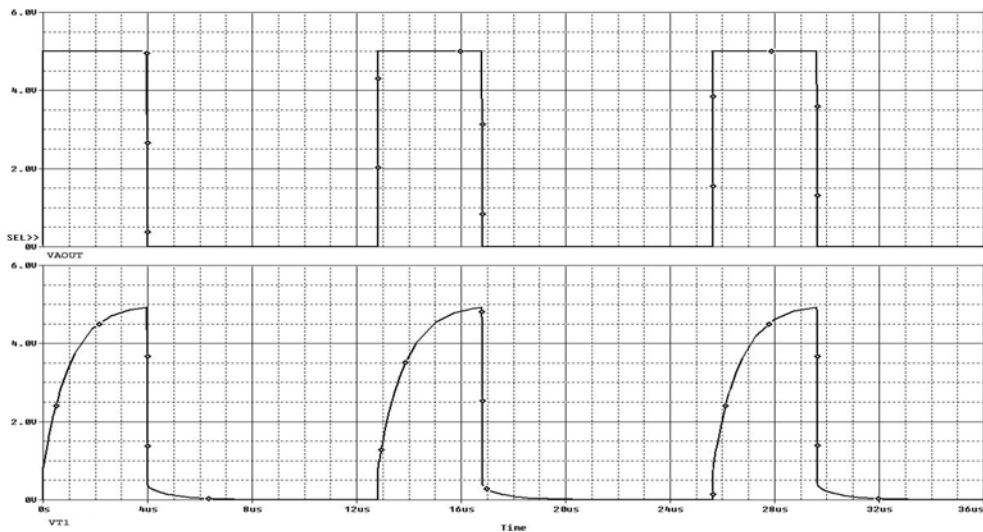


Figura 4.59

In questo caso particolare viene distorto il fronte di salita; ciò dipende dalla polarizzazione del diodo superiore appartenente alla coppia D_{53} che conduce solo in corrispondenza del fronte in discesa di V_{AOUT} .

Le quattro squadre RC sono identiche e quindi caratterizzate dalla solita costante di tempo che assume un valore pari a:

$$\tau = R_{170}C_{116} = 10^4 \cdot 10^{-10} = 1\mu\text{sec}$$

La frequenza delle due onde quadre è pari a $78kHz$ quindi, considerando $\delta = 0,31$, si ottiene che:

$$\frac{\delta}{f_s} = \delta T_s = 3,97 \mu\text{sec}$$

Come si può notare, la costante di tempo di ogni filtro è circa quattro volte più piccola di δT_s ; ciò permette al transitorio di carica di raggiungere in tale periodo il valore di regime.

La tensione presente ai capi di ogni condensatore viene mandata in ingresso all'integrato MM74HC14 che contiene sei porte logiche NOT caratterizzate dal seguente ciclo d'isteresi (fig. 4.60):

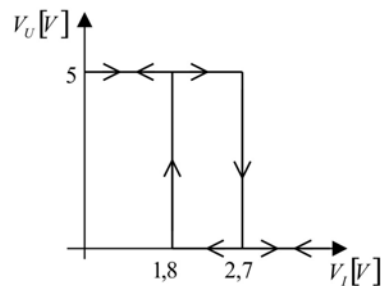


Figura 4.60

Il risultato che si ottiene è il seguente (fig.4.61):

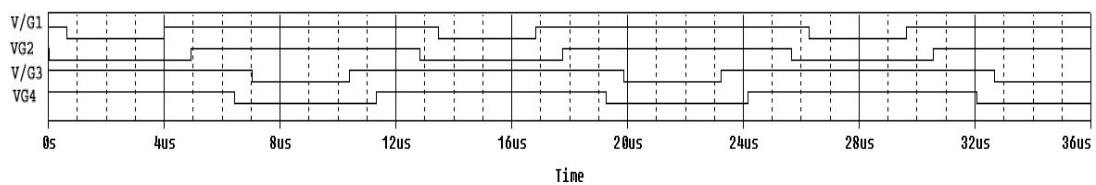


Figura 4.61

Osservando, ad esempio, l'andamento delle tensioni d'uscita V_{G1} e V_{G2} , le quali sono associate all'onda quadra d'ingresso V_{AOUT} , si può notare che esse commutano in istanti di tempo differenti generando, in fase di pilotaggio dei MOS, il margine di sicurezza richiesto.

4.5.5 Smagnetizzazione dell'induttanza di dispersione

Come si è visto dalle precedenti analisi, il duty cycle imposto dal pilotaggio dei MOS è diverso da quello associato all'onda quadra presente in ingresso al filtro LC. Tale differenza dipende dalla presenza dell'induttanza di dispersione che rallenta la diminuzione della corrente i_p in corrispondenza di $V_p = 0V$.

Per far coincidere i due duty cycle, bisogna fare in modo che l'induttanza di dispersione si scarichi ($i_p = 0$) prima che si verifichino le condizioni “ S_1 e S_4 chiusi” e “ S_2 e S_3 chiusi”.

Per ottenere ciò, si inserisce il seguente circuito in ingresso al filtro di uscita (fig. 4.62):

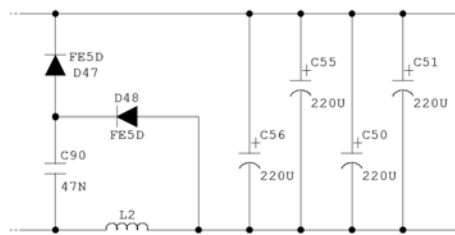


Figura 4.62

Il funzionamento è il seguente:

- $|V_D + V_P| = V_{IN} / 2$: quando si verifica questa condizione, il condensatore viene caricato attraverso il diodo D_{48} fino a raggiungere una tensione pari a:

$$V_{C_{90}} = \frac{V_P}{n} - V_{OUT}$$

- $|V_D + V_P| \cong 0V$: la corrente che circola nell'induttanza di uscita decresce linearmente invertendo così la polarità della tensione ai capi dell'induttanza stessa che a sua volta interdice D_{48} . Come si è visto in precedenza, a tale situazione corrisponde una $V_p = 0V$ e quindi una $V_s = 0V$, dovuta alla contemporanea conduzione dei diodi del raddrizzatore; in questo caso, però, ciò non avviene perché entra in conduzione il diodo D_{47} che fissa il modulo della tensione V_s a:

$$|V_S| = V_{C_{90}} - V_\gamma + V_\gamma = V_{C_{90}}$$

Ciò impedisce la contemporanea conduzione dei due diodi del ponte, che si verifica in corrispondenza dell'esaurimento del transitorio di scarica del condensatore C_{90} .

Ciò che si ottiene è che $|V_S|$, e quindi $|V_P|$ diminuiscono più lentamente rispetto a $|V_P + V_D|$ che invece, in corrispondenza della commutazione dei MOS, raggiunge $0V$ (si trascurano le cadute sui MOS e le tensioni di soglia dei diodi parassiti) quasi istantaneamente. Ne consegue che, nell'intervallo di tempo in cui C_{90} è in fase di scarica, per mantenere l'uguaglianza $|V_P + V_D| = 0V$, la tensione ai capi dell'induttanza di dispersione deve assumere, in modulo, il seguente valore:

$$|V_D| = |V_P| = n|V_S| = nV_{C_{90}}$$

Nel caso precedente, V_D coincideva con la caduta determinata dai MOS e dai loro diodi parassiti, mentre, con l'aggiunta di questo circuito, tale tensione è notevolmente aumentata causando così una scarica molto più veloce dell'induttanza parassita.

5 Output Controller

Questo blocco è comune a tutte e due le sezioni ed ha le seguenti funzioni:

- Accensione dell'intero sistema;
- Generazione di un segnale di errore che ha il compito di riportare le grandezze elettriche di uscita entro i limiti imposti dall'utente;
- Bilanciamento delle correnti di uscita delle due sezioni e dei due alimentatori da 2kW ;
- Impostazione della corrente massima d'uscita consentita;
- Segnalazioni visibili da pannello frontale che indicano le diverse modalità di lavoro del sistema;

Lo schema circuitale è il seguente (fig. 5.1):

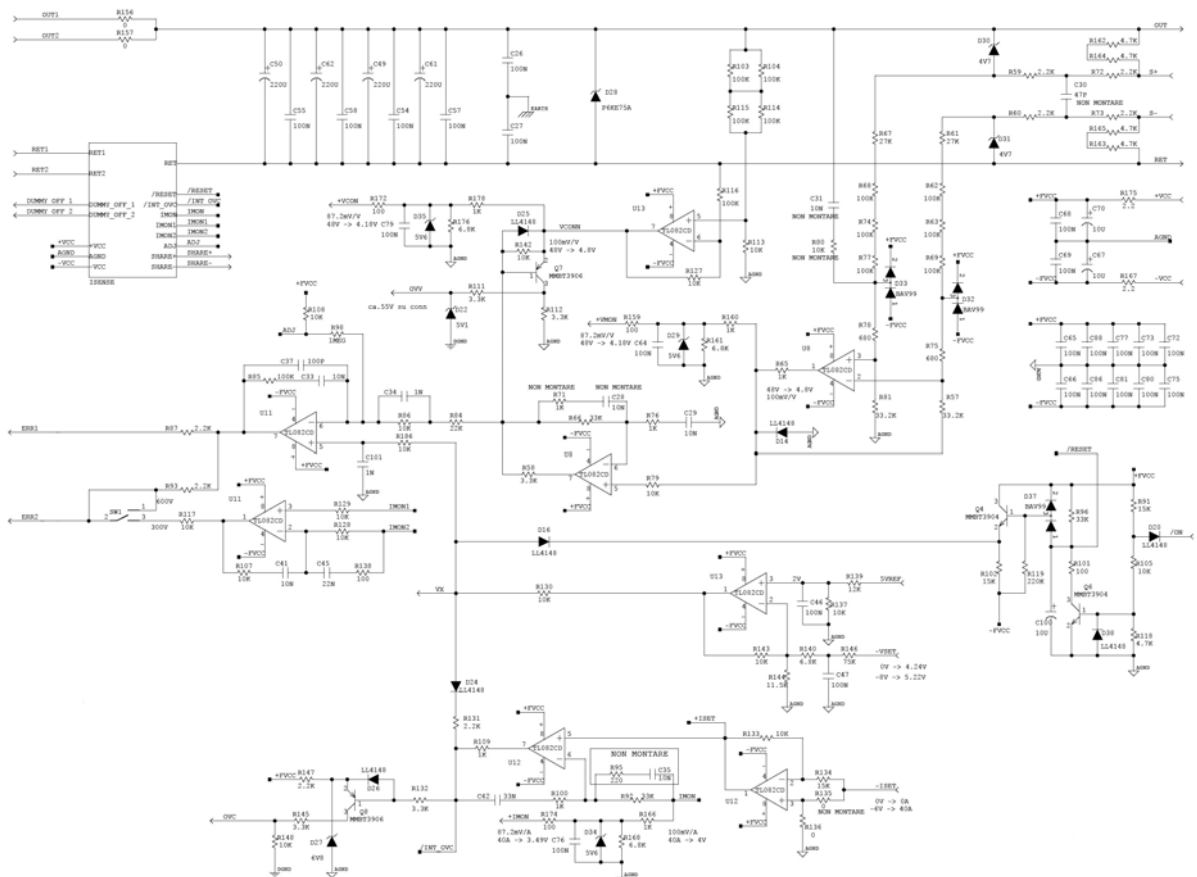


Figura 5.1

I terminali di uscita dei due canali costituiscono gli ingressi di questo blocco; *OUT1* ed *OUT2* vengono connessi assieme (*OUT*) mentre *RET1* e *RET2* vengono inviati ad un sottoblocco, denominato ISENSE, che ha il compito di misurare la corrente totale erogata dall'alimentatore e le correnti dei due canali. Tale sottoblocco fornisce inoltre il terminale di riferimento *RET*.

Dunque, come si può notare anche dallo schema elettrico, le uscite dei canali, connesse in parallelo, danno origine ad un'unica uscita caratterizzata dai terminali *OUT* e *RET*. Ai suoi capi viene aggiunta una capacità di circa $880\mu F$ formata da quattro condensatori elettrolitici da $220\mu F$; in parallelo a ciascuno di essi è presente un condensatore da $100nF$ che ha il compito di eliminare i disturbi ad alta frequenza dato che per tali componenti frequenziali, gli elettrolitici non funzionano correttamente.

Sono inoltre presenti altri due condensatori da $100nF$ che collegano *OUT* e *RET* a terra (*EARTH*) ed un diodo che evita le tensioni negative in uscita.

La tensione e la corrente di uscita dell'alimentatore vengono prelevate e confrontate con i valori imposti dall'utente; se le grandezze misurate differiscono da quest'ultimi, il sistema genera due segnali denominati *ERR1* e *ERR2* che le portano entro le specifiche desiderate.

5.1 Analisi circuitale

5.1.1 Controllo e monitoraggio della tensione d'uscita

Il carico viene connesso all'alimentatore tramite opportuni cavi di connessione; se, ad esempio, il carico è molto grande, può succedere che la corrente di uscita generi su tali cavi, una caduta di tensione significativa. Ne consegue che la tensione presente sui terminali di uscita, cioè la tensione misurata sul connettore dell'alimentatore, è diversa da quella presente effettivamente sul carico; conviene dunque prelevare la tensione effettiva sul carico (fig. 5.2) in modo tale che le successive variazioni del duty cycle dipendano da essa.

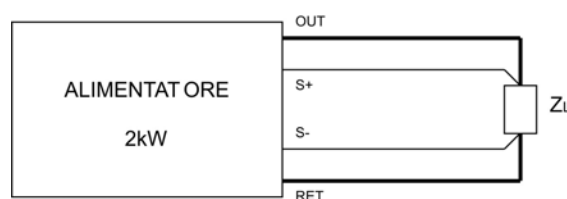


Figura 5.2

La tensione $V_{S+} - V_{S-}$ equivale a quella sul carico dato che i cavi di collegamento, utilizzati per prelevare tale tensione, sono percorsi da correnti molto piccole.

Il metodo adottato per prelevare ed attenuare opportunamente la tensione di uscita, consiste nell'utilizzo di un amplificatore operazionale montato in configurazione differenziale (fig. 5.3). Tale soluzione è giustificata dal fatto che il riferimento della tensione di uscita è il terminale *RET* mentre il riferimento associato alla parte analogica di controllo è *AGND*; grazie a questo metodo è possibile prelevare il valore della tensione di uscita e riferirlo ad un'altra massa.

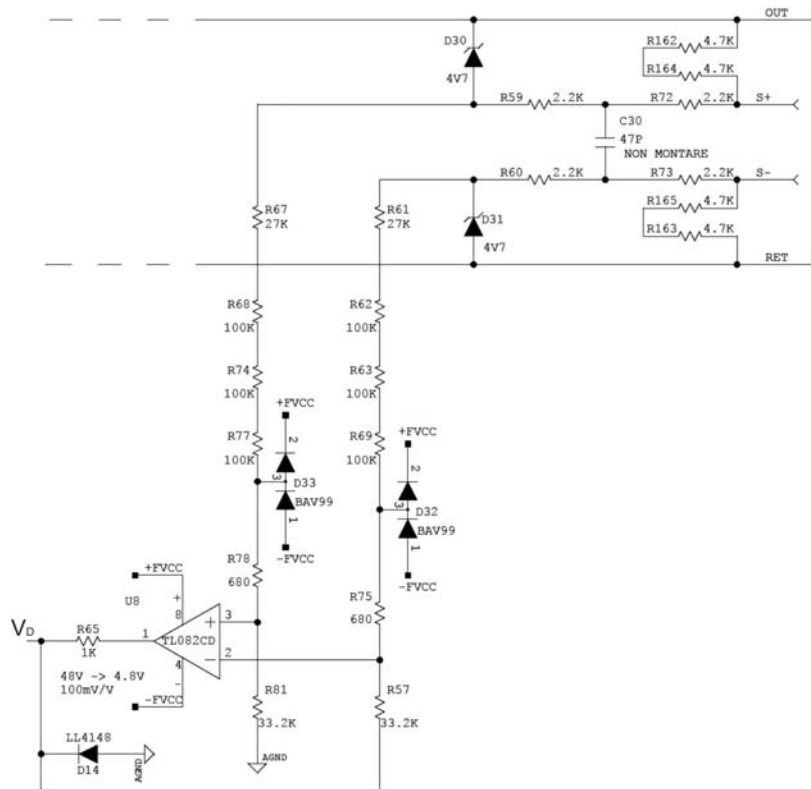


Figura 5.3

Dal calcolo della funzione di trasferimento è possibile ricavare che:

$$V_D = \frac{1}{10}(V_{S+} - V_{S-})$$

Le coppie di diodi indicate in figura come D_{32} e D_{33} , sono state inserite per mantenere i segnali entranti sugli ingressi dell'operazionale entro una finestra compresa tra *FVCC* e

– V_{MON} , dove $V_{MON} = 12V$. Infine, il diodo D_{14} è stato inserito per evitare che V_D assuma valori negativi.

Il segnale inviato al pannello frontale è un'ulteriore elaborazione della tensione V_D ; tale operazione viene effettuata tramite il seguente circuito (fig. 5.4):

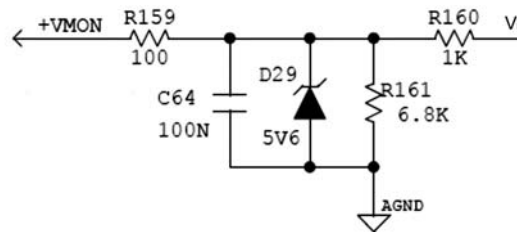


Figura 5.4

Da tale circuito si ricavano i seguenti parametri:

$$A = \frac{V_{MON}}{V_D} = \frac{R_{161}}{R_{160} + R_{161}} \frac{1}{1 + 2\pi f R_P C_{64}}$$

$$R_P = R_{160} // R_{161} = 872\Omega$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_P C_{64}} = 1,826kHz$$

$$A_0 = \left. \frac{V_{MON}}{V_D} \right|_{f=0} = \frac{R_{161}}{R_{160} + R_{161}} = 0,872$$

Quindi, in corrispondenza di $V_{S+} - V_{S-} = 48V$, si ha $V_{MON} = 4,18V$.

È stato introdotto un polo per evitare variazioni brusche di V_{MON} ed aggiunto un diodo zener D_{29} che ha lo scopo di limitare superiormente tale tensione ad un valore di $5,6V$.

Come è stato detto in precedenza, la tensione misurata sul connettore di uscita dell'alimentatore può risultare superiore a quella presente sul carico; per misurarla si utilizza il solito differenziale (fig. 5.5):

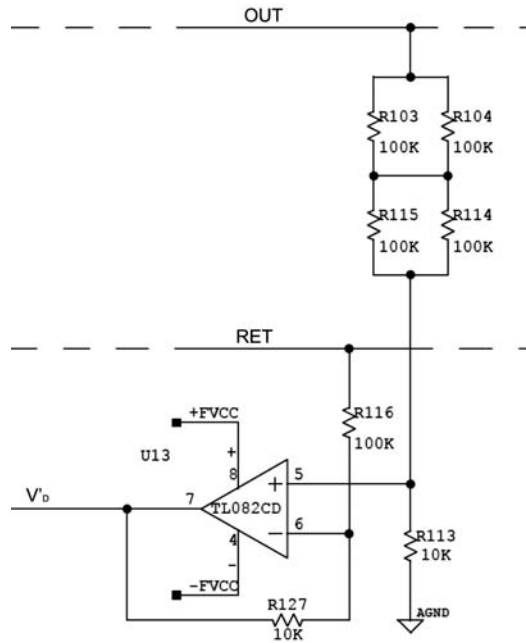


Figura 5.5

Anche in questo caso si ha la solita attenuazione vista in precedenza, infatti si ha:

$$V'_D = \frac{1}{10}(V_{OUT} - V_{RET})$$

Tale segnale viene elaborato nello stesso modo visto in precedenza (fig. 5.6) ed inviato al pannello frontale.

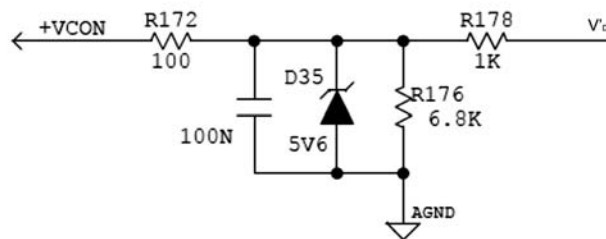


Figura 5.6

Se i cavi di collegamento del carico introducono una caduta di tensione troppo elevata, la tensione $V_{OUT} - V_{RET}$ può risultare troppo alta; per limitarla sono stati inseriti gli zener D_{30} e D_{31} (fig. 5.7).

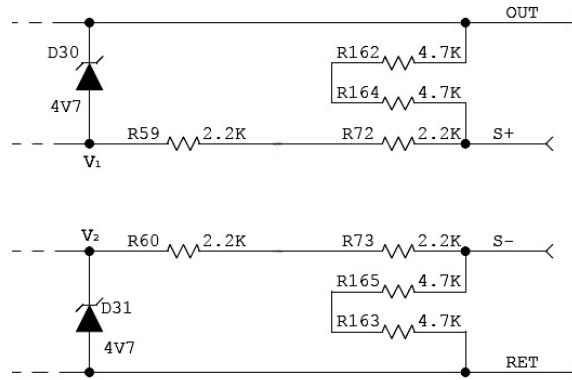


Figura 5.7

Le tensioni V_1 e V_2 possono essere facilmente ricavate sfruttando i partitori associati ad entrambi gli ingressi del differenziale:

$$V_1 = V_{S+} \frac{R_{67} + R_{68} + R_{74} + R_{77} + R_{78} + R_{81}}{R_{67} + R_{68} + R_{74} + R_{77} + R_{78} + R_{81} + R_{59} + R_{72}} = 0,988V_{S+}$$

$$V_2 = V_{S-} = 0,988V_{S-}$$

La tensione V_{OUT} può essere al massimo pari a:

$$V_{OUT} = 0.988V_{S+} + 4,7$$

Per quanto riguarda V_{RET} si ha:

$$V_{RET} = 0.988V_{S-} - 4,7$$

Quindi, dalle precedenti espressioni è possibile ricavare la caduta massima consentita sui cavi di collegamento con il carico e la tensione massima sul connettore:

$$\Delta V = (V_{OUT} - V_{RET}) - (V_{S+} - V_{S-}) = 9,4 - 0,012(V_{S+} - V_{S-}) = 9,4 - 0,012 \cdot 48 = 8,824V$$

$$V_{OUT} - V_{RET} = \Delta V + (V_{S+} - V_{S-}) = 56,824V$$

Questo eccessivo innalzamento della tensione misurata sul connettore, viene segnalata tramite *OVV*; tale segnalazione si presenta all'utente, cioè sul pannello frontale, sottoforma di segnale digitale che va alto dopo il superamento di un certo limite.

La parte di circuito utilizzata per generare *OVV* è la seguente (fig. 5.8):

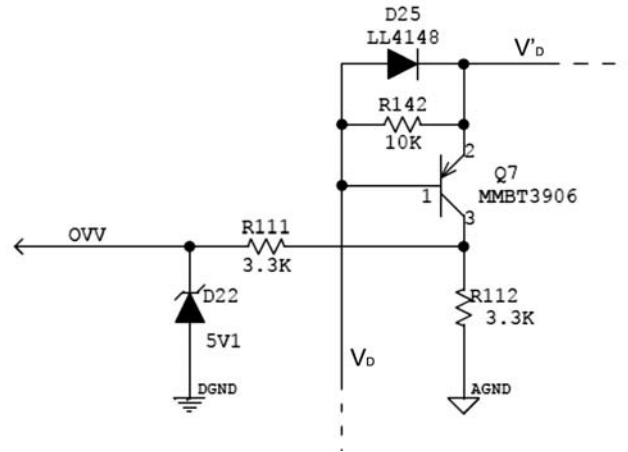


Figura 5.8

Dal circuito precedente si può notare che *OVV* va alto in corrispondenza di:

$$V'_D \geq V_D + V_{EB} = 4,8 + 0,7 = 5,5V$$

$$V_{OUT} - V_{RET} = 10V'_D = 55V$$

Dunque, appena la tensione sul connettore è superiore alla tensione presente ai capi del carico di una quantità pari a $\Delta V = 7V$, *OVV* va a livello alto.

La tensione associata al livello alto è limitata ad un valore massimo pari a $5,1V$ imposto dal diodo zener D_{22} . La tensione V_D viene applicata alla base di Q_7 tramite il seguente sistema (fig. 5.9):

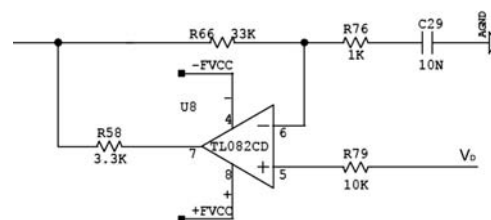


Figura 5.9

Per le frequenze che caratterizzano il segnale V_D , il circuito equivale ad un buffer mentre per frequenze medio-alte assume la caratteristica di un amplificatore non invertente (fig. 5.10).

Le caratteristiche sono le seguenti:

$$A(f) = \frac{1 + j2\pi f(R_{66} + R_{76})C_{29}}{1 + j2\pi fR_{76}C_{29}}$$

$$A_0 = 1 \quad A_\infty = 1 + \frac{R_{66}}{R_{76}} = 34$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi(R_{66} + R_{76})C_{29}} = 234\text{Hz}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{76}C_{29}} = 16\text{kHz}$$

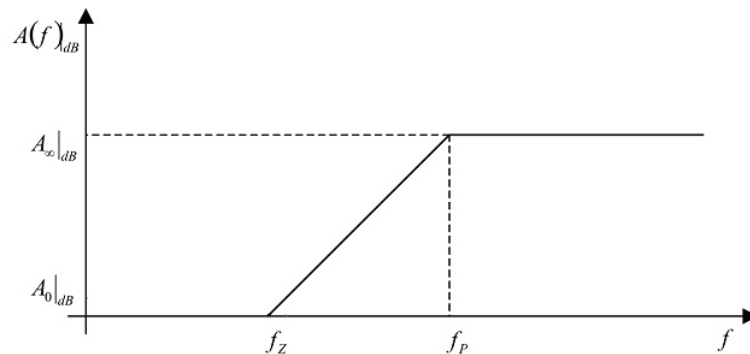


Figura 5.10

5.1.2 Controllo e monitoraggio della corrente d'uscita

Le misure della corrente totale e delle correnti associate ad ogni singola sezione, vengono effettuate tramite il sottoblocco ISENSE; lo schema circuitale è il seguente (fig. 5.11):

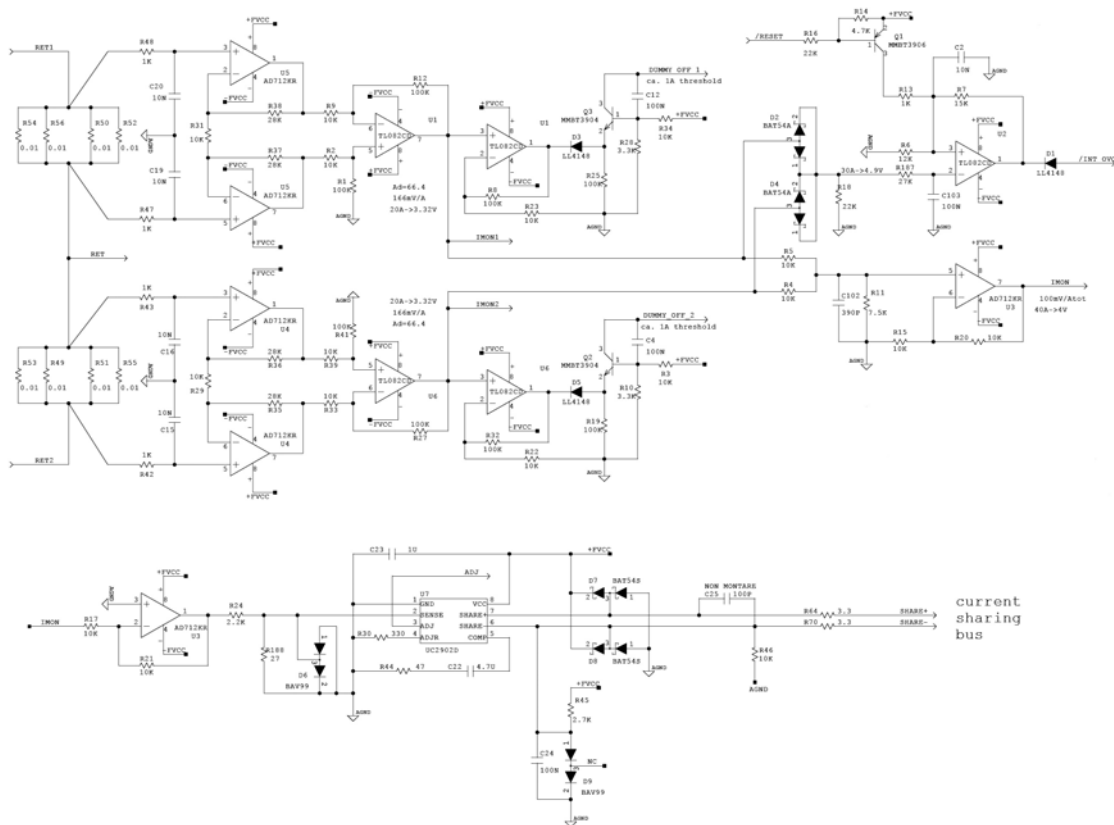


Figura 5.11

La misura delle correnti erogate dalle due sezioni viene fatta tramite due amplificatori differenziali per strumentazione che hanno la caratteristica di avere un $CMRR$ molto più grande di quello associato al differenziale convenzionale; questa configurazione risulta essere meno sensibile alle tolleranze delle varie resistenze che lo compongono e quindi più adatta ad amplificare un segnale d'ingresso molto piccolo.

Per spiegare bene questo aspetto conviene scrivere il $CMRR$ per un tipico amplificatore differenziale:

$$CMRR = \frac{A_d}{4\epsilon}$$

A_D è l'amplificazione differenziale mentre 4ε rappresenta quella di modo comune: in particolare, il parametro ε rappresenta la tolleranza di ogni resistenza.

La tolleranza tipica delle resistenze è pari al 5% quindi, considerando ad esempio $A_D = 10$, si ottiene:

$$CMRR = \frac{A_D}{4\varepsilon} = \frac{10}{0,2} = 50$$

Tale parametro risulta troppo piccolo perché, se la tensione d'ingresso differenziale V_D è molto piccola, ad esempio pari a $0,01V$ mentre quella di modo comune V_C è pari, ad esempio, a $0,1V$, si ottiene la seguente tensione di uscita:

$$V_U = A_D V_D + A_C V_C = 0,1 + 0,02 = 0,12V$$

Da ciò è possibile notare che la componente della tensione di uscita dovuta al modo comune, risulta confrontabile con quella del modo differenziale.

Per evitare questo effetto, conviene aumentare il $CMRR$ e quindi dal differenziale tipico si passa al differenziale per strumentazione che è caratterizzato da:

$$CMRR = \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{A_D}{4\varepsilon}$$

La struttura dell'amplificatore differenziale per strumentazione è la seguente (fig. 5.12):

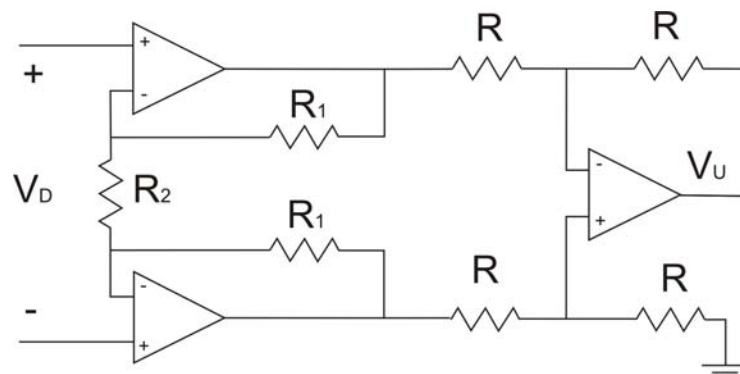


Figura 5.12

Scegliendo opportunamente i valori delle resistenze R_1 e R_2 , è possibile avere una tensione di uscita dipendente esclusivamente da V_D , anche se essa è molto piccola.

Un ulteriore vantaggio di questa configurazione è che tale risultato può essere ottenuto utilizzando resistenze con tolleranza non eccessivamente piccola e quindi meno costose.

In conclusione, per misurare le correnti erogate dai due canali, si utilizzano due amplificatori connessi nel modo seguente (fig. 5.13):

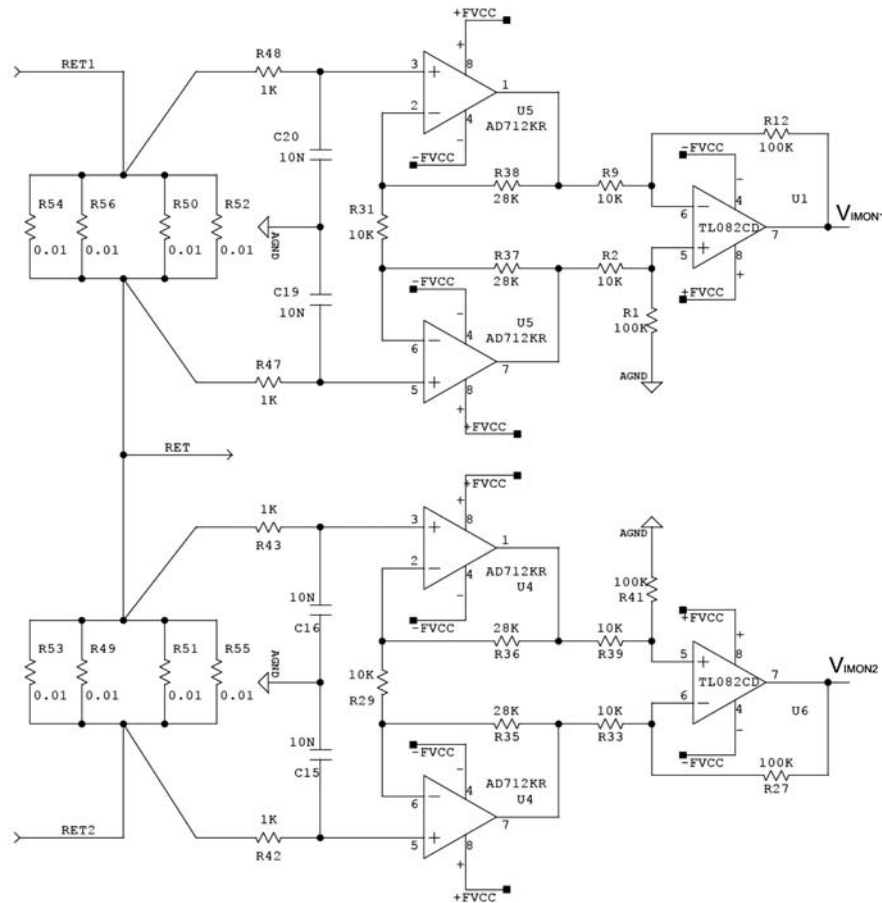


Figura 5.13

Per non perturbare eccessivamente le grandezze elettriche di uscita, vengono inserite, in ingresso ad ogni differenziale, quattro resistenze da $10m\Omega$ connesse in parallelo che danno quindi origine ad una resistenza totale pari a $2,5m\Omega$.

La corrente massima erogata da ogni singola sezione è pari a $20A$, quindi la tensione differenziale massima in ingresso a ciascun differenziale è pari a:

$$V_{D1+2} = I_{MAX} R_P = 20 \cdot 0.0025 = 0,05V$$

Tale valore giustifica l'utilizzo degli amplificatori differenziali da strumentazione.

La tensione di uscita erogata da ciascun differenziale è pari a:

$$V_{IMON1+2} = \left(1 + 2 \frac{R_{38}}{R_{31}}\right) \frac{R_{12}}{R_9} V_{D1+2} = 66 V_{D1+2}$$

Le tensioni di uscita massime sono pari a:

$$V_{IMON1+2 \max} = 66 \cdot 0,05 = 3,3V$$

Se nella realizzazione di ogni differenziale vengono utilizzate delle resistenze caratterizzate da una tolleranza pari a 5%, si ottiene il seguente valore di $CMRR$:

$$CMRR = \left(1 + 2 \frac{R_{38}}{R_{31}}\right) \frac{R_{12}}{R_9} \frac{1}{4\varepsilon} = \frac{66}{0,2} = 330$$

Ciascun amplificatore può essere visto come un convertitore I/V che fornisce in uscita, per 1A di corrente, una tensione pari a 165mV .

Su ogni terminale d'ingresso è stato inserito un filtro LP passivo che elimina i disturbi alle alte frequenze ($f_p \cong 16kHz$).

Per ottenere il valore della corrente totale erogata dall'alimentatore, basta sommare le tensioni V_{IMON1} e V_{IMON2} ; per fare ciò si utilizza un sommatore non invertente (fig. 5.14):

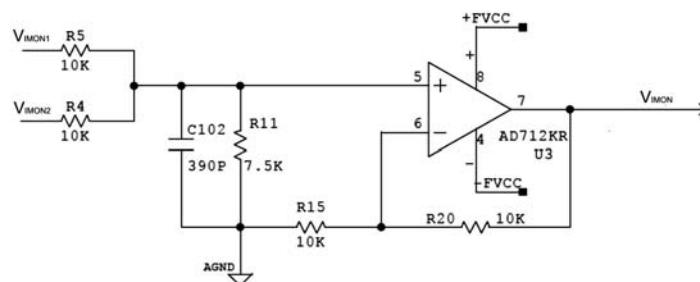


Figura 5.14

Trascurando il condensatore C_{102} , che serve solamente ad eliminare i disturbi ad alta frequenza, la relazione che lega le tensioni d'ingresso a quella di uscita è la seguente:

$$V_{IMON} = V_{IMON1} \frac{R_{11} // R_4}{R_{11} // R_4 + R_5} \left(1 + \frac{R_{20}}{R_{15}} \right) + V_{IMON2} \frac{R_{11} // R_5}{R_{11} // R_5 + R_4} \left(1 + \frac{R_{20}}{R_{15}} \right) = 0,6(V_{IMON1} + V_{IMON2})$$

Considerando il sistema perfettamente bilanciato ($V_{IMON1} = V_{IMON2}$), in condizioni di massima potenza di uscita (quindi $I_{OUT} = 40A$) si ha:

$$V_{IMON} = 0,6(3,3 + 3,3) \cong 4V$$

Anche in questo caso, il sistema composto dai due differenziale ed il sommatore può essere visto come un convertitore I/V che fornisce $100mV$ per ogni ampère appartenente alla corrente di uscita dell'alimentatore da $2kW$.

In questo sottosistema è presente un circuito che ha il compito di azzerare la tensione di uscita, quindi di spegnere l'alimentatore, nel caso in cui una delle due sezioni eroghi una corrente troppo elevata (fig. 5.15).

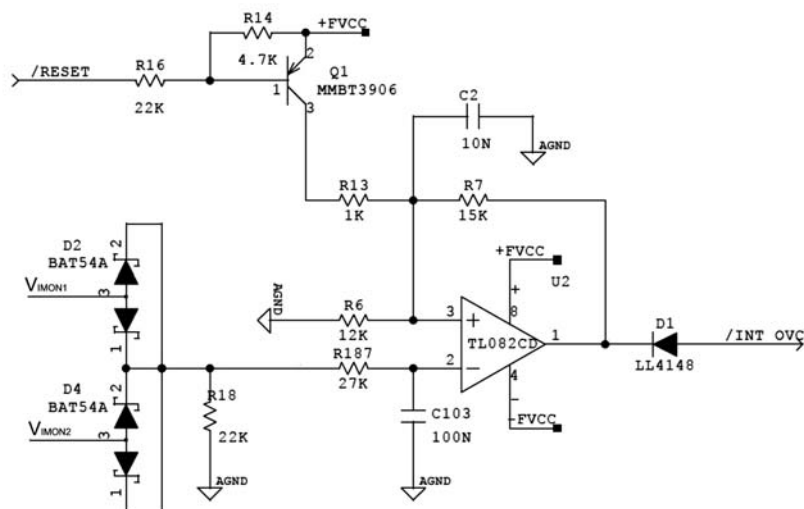


Figura 5.15

Tale circuito è costituito principalmente da un comparatore con isteresi, la cui uscita ha il compito di interdire o portare in conduzione il diodo D_1 .

Le coppie di diodi D_2 e D_4 costituiscono una specie di porta OR analogica, cioè l'ingresso V^- dell'operazionale è comandato dalla tensione più alta tra V_{IMON1} e V_{IMON2}

Il segnale che abilita Q_1 ($/RESET$) è sincrono con il segnale di accensione dell'intero sistema ($/ON$), in particolare quando il sistema viene acceso, $/RESET$ va a livello alto disabilitando Q_1 .

Il comparatore è caratterizzato dal seguente ciclo d'isteresi (fig. 5.16);

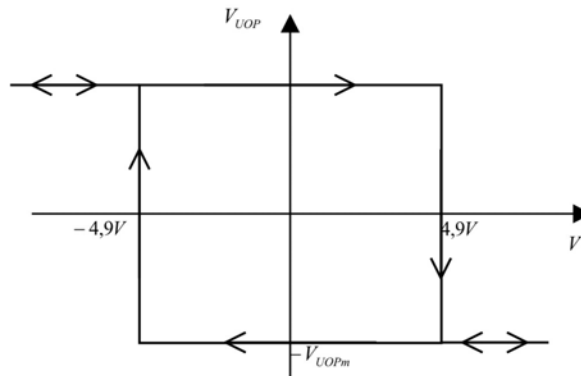


Figura 5.16

La tensione di uscita del comparatore assume i valori $\pm V_{UOPm} = \pm 11V$ che risultano leggermente inferiori ai valori dell'alimentazione ($\pm FVCC = \pm 12V$); ciò è dovuto alla saturazione dello stadio di uscita dell'operazionale.

Considerando che le tensioni V_{IMON1} e V_{IMON2} assumono sempre valori positivi, si può concludere che il comparatore è forzato a lavorare sulla parte del ciclo d'isteresi caratterizzato da V^- positiva; quindi, se la tensione di uscita assume il valore di $-11V$, essa rimane bloccata su tale tensione dato che l'ingresso non può assumere valori negativi. L'unica operazione che porta tale tensione a $+11V$, è lo spegnimento dell'alimentatore ($/RESET = 0V$).

In condizioni di funzionamento corretto, $V_{UOP} = +11V$ perché, quando l'alimentatore è spento, l'uscita è forzata alla saturazione positiva dalla conduzione di Q_1 ; non appena tale transistor si interdice, e quindi l'alimentatore si accende, l'uscita rimane fissa a $+11V$ perché si verifica la condizione $V^+ - V^- > 0$. Tale disuguaglianza può essere verificata tramite i seguenti calcoli:

$$V^+ = \frac{R_6}{R_7 + R_6} V_{UOPm} = 4,9V$$

$$V_{\max}^- = V_{IMON1+2} - V_{\gamma-schottky} = 3V$$

$$(V^+ - V^-)_{\min} = 1,9V > 0V$$

Quindi, anche nel caso in cui V_{IMON1} e V_{IMON2} assumano il loro valore massimo, la tensione $V^+ - V^-$ è maggiore di zero e l'uscita rimane fissa a $+11V$.

In questa condizione, il diodo D_1 è interdetto e quindi non si ha l'assorbimento di corrente che causa lo spegnimento del sistema.

Se uno dei due canali eroga una corrente di $31,5A$, sul terminale V^- è presente una tensione pari a:

$$V^- = V_{IMON1(2)} - V_{\gamma-schottky} = 5,2 - 0,3 = 4,9V$$

Per valori di V^- leggermente superiori, quindi per valori di corrente leggermente più grandi di $31,5A$, la tensione $V^+ - V^-$ si inverte di segno portando la tensione d'uscita a $-11V$; in questo modo D_1 entra in conduzione e provoca lo spegnimento dell'alimentatore.

Il condensatore C_{103} forma con R_{107} un filtro LP passivo con frequenza di taglio pari a circa $59Hz$ che evita variazioni brusche della tensione V^- .

I segnali V_{IMON} e $/INTOVC$ sono degli ingressi di una sottoparte dell'Output Controller (fig. 5.17), la quale si occupa principalmente di confrontare la tensione V_{IMON} con la tensione imposta dall'utente V_{ISET} che rappresenta il massimo valore di corrente che l'alimentatore è in grado di fornire.

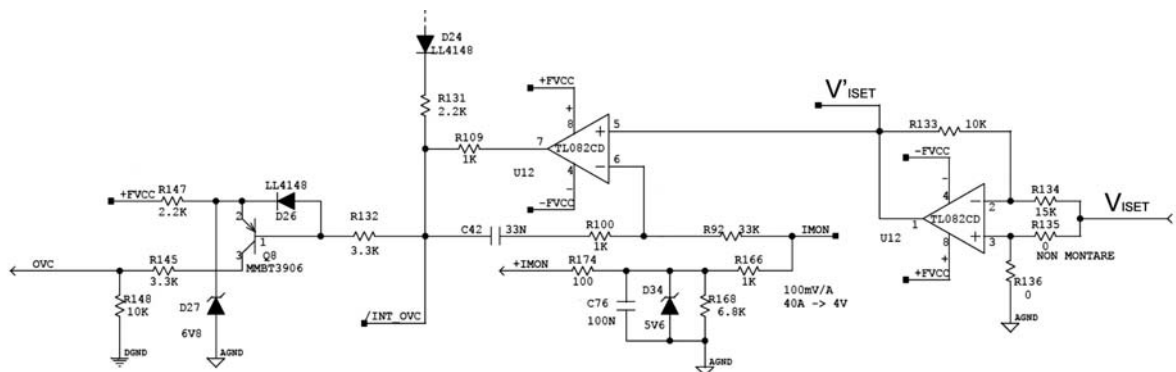


Figura 5.17

La tensione V_{ISET} , la quale assume valori negativi, viene invertita di segno ed attenuata in modulo tramite un invertente in modo tale che l'uscita di quest'ultimo incrementi di una quantità pari a $100mV$ in corrispondenza di un incremento di $1A$ del limite massimo della corrente di uscita; quindi, per $40A$ si ha una tensione $V'_{ISET} = 4V$, così come per V_{IMON} .

V_{IMON} viene inviata, per mezzo del solito circuito visto in precedenza, al pannello frontale ma soprattutto viene confrontata con V'_{ISET} tramite un sistema integratore caratterizzato dalla seguente relazione:

$$V_U = V'_{ISET} + \frac{1 + j2\pi f R_{100} C_{42}}{j2\pi f R_{92} C_{42}} (V'_{ISET} - V_{IMON})$$

La tensione d'uscita è pari a V'_{ISET} più un contributo che dipende da $V'_{ISET} - V_{IMON}$; tale differenza è moltiplicata per un termine che ha la seguente funzione di trasferimento:

$$A(f) = \frac{1 + j2\pi f R_{100} C_{42}}{j2\pi f R_{92} C_{42}}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{100} C_{42}} = 4,825kHz$$

$$A_\infty = \frac{R_{100}}{R_{92}} = 0,03 \quad \Rightarrow \quad A_\infty|_{dB} \cong -30dB$$

Il diagramma di Bode è il seguente (fig. 5.18):

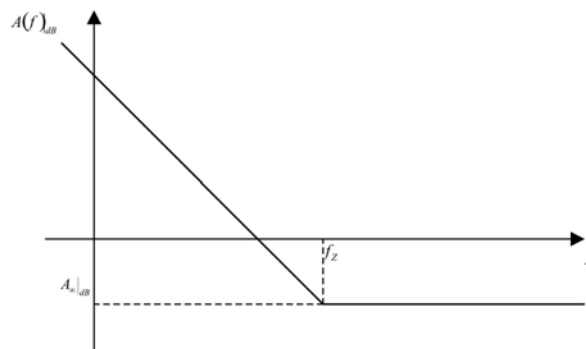


Figura 5.18

Per le frequenze che generalmente caratterizzano $V'_{ISET} - V_{IMON}$, $A(f)$ è un integratore quindi, considerando che tale differenza è tipicamente maggiore di zero (V'_{ISET} rappresenta il limite massimo della corrente di uscita mentre V_{IMON} rappresenta il valore misurato della corrente di uscita), l'uscita dell'operazionale è in saturazione positiva ($V_U = +11V$) ed il diodo D_{24} è interdetto impedendo così a tale circuito di influenzare la parte relativa alla generazione del segnale di errore.

In tali condizioni, anche il transistor Q_8 è interdetto e, di conseguenza, il segnale OVC , il quale indica il superamento da parte della corrente di uscita del limite massimo consentito, è a livello basso ($0V$).

Appena V_{IMON} supera V'_{ISET} , la tensione di uscita dell'operazionale inizia a scendere, porta in conduzione D_{24} e, appena raggiunge il valore di $6,1V$ (è il risultato della differenza tra tensione dello zener e la V_{EB} di Q_8), porta a livello alto OVC .

Come è possibile notare dal circuito, anche il segnale $/INTOVC$ provoca l'innalzamento di OVC ; quando l'uscita del comparatore è pari a $-11V$, $/INTOVC$ assume il valore di $-10,3V$ che abbassa la tensione di base di Q_8 provocandone la conduzione.

5.1.3 Accensione

La parte che si occupa di accendere e di spegnere l'intero sistema, è la seguente (fig. 5.19):

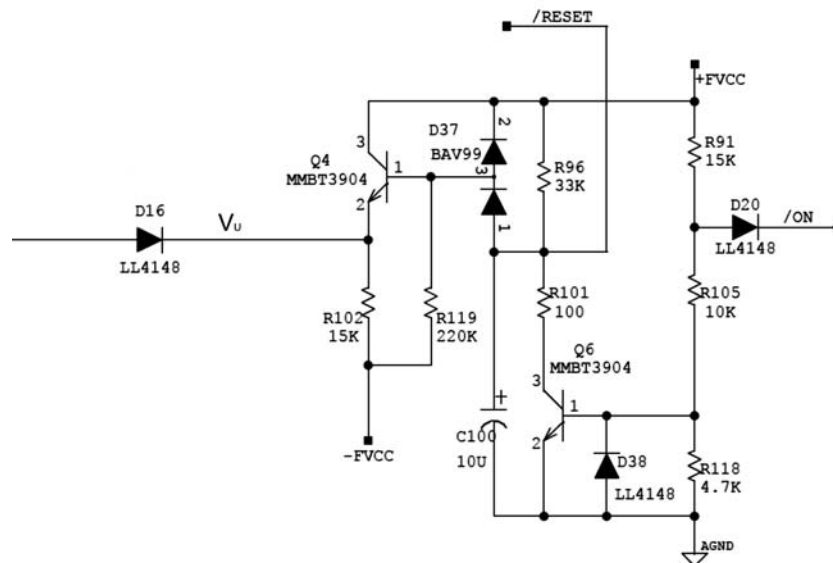


Figura 5.19

Quando $/ON$ è a livello alto ed assume una tensione superiore a quella presente sull'anodo di D_{20} interdicendolo, l'alimentatore è spento. La tensione sull'anodo, facendo l'ipotesi di partitore pesante, è pari a:

$$V_A = \frac{R_{105} + R_{118}}{R_{91} + R_{105} + R_{118}} FVCC = 5,94V$$

Per interdire D_{20} , è necessario fornire a $/ON$ una tensione maggiore di:

$$V_{OFF} = V_A - V_\gamma = 5,24V$$

Nel caso in cui D_{20} è interdetto, facendo sempre l'ipotesi di partitore pesante, la tensione sulla base di Q_6 assume il valore pari a:

$$V_{B6} = \frac{R_{118}}{R_{91} + R_{105} + R_{118}} FVCC = 1,9V$$

Tale tensione provoca la saturazione di Q_6 , impedendo così al condensatore C_{100} di caricarsi; ne consegue che $/RESET$ si trova a livello basso e causa, come si è visto in precedenza, una tensione pari a $11V$ in uscita dal comparatore appartenente al sottoblocco ISENSE.

Il valore di tensione assunto da $/RESET$ in questa particolare condizione è circa nullo; è possibile, tramite semplici calcoli, ricavarne il valore preciso:

$$V_{/RESET} = V_{CE6SAT} + R_{101} I_{C6}$$

Il diodo inferiore della coppia D_{37} è in conduzione e, considerando in prima approssimazione

$V_{/RESET} = 0$ e la corrente di base di Q_4 trascurabile, la corrente che lo attraversa è pari a:

$$I_{D_{37inf}} = \frac{FVCC - V_\gamma}{R_{119}} = 51\mu A$$

La corrente che attraversa R_{96} è pari a:

$$I_{R_{96}} = \frac{FVCC}{R_{96}} = 363 \mu A$$

A questo punto è possibile ricavare la corrente di collettore del transistor Q_6 :

$$I_{C6} = I_{R_{96}} - I_{D_{37inf}} = 312 \mu A$$

In conclusione si ricava $V_{/RESET}$:

$$V_{/RESET} = V_C = V_{CE6sat} + R_{101} I_{C6} = 0,2 + 33 \cdot 10^{-4} \cong 0,2V$$

Questa situazione provoca la conduzione del transistor Q_4 e del diodo D_{16} :

$$V_{B4} = V_{CE6sat} - V_\gamma = -0,5V$$

$$V_{E4} = V_{UOFF} = -1,2V$$

Tale tensione di uscita porta in conduzione D_{16} ed azzerava la tensione di uscita dell'alimentatore.

Appena $/ON$ va a livello basso ($V_{/ON} = 0V$), il diodo D_{20} inizia a condurre e porta la tensione sul suo anodo ad un valore pari a:

$$V_A = V_\gamma = 0,7V$$

Questo particolare valore provoca l'interdizione di Q_6 ed il conseguente processo di carica di C_{100} ; esso tende a raggiungere ai suoi capi una tensione pari a:

$$V_C = V_{/RESET} = \frac{R_{119}}{R_{96} + R_{119}} (2FVCC - V_\gamma) + V_\gamma - FVCC = 8,96V$$

Tale processo di carica è di tipo esponenziale; dalla simulazione si ottiene il seguente andamento temporale (fig. 5.20):

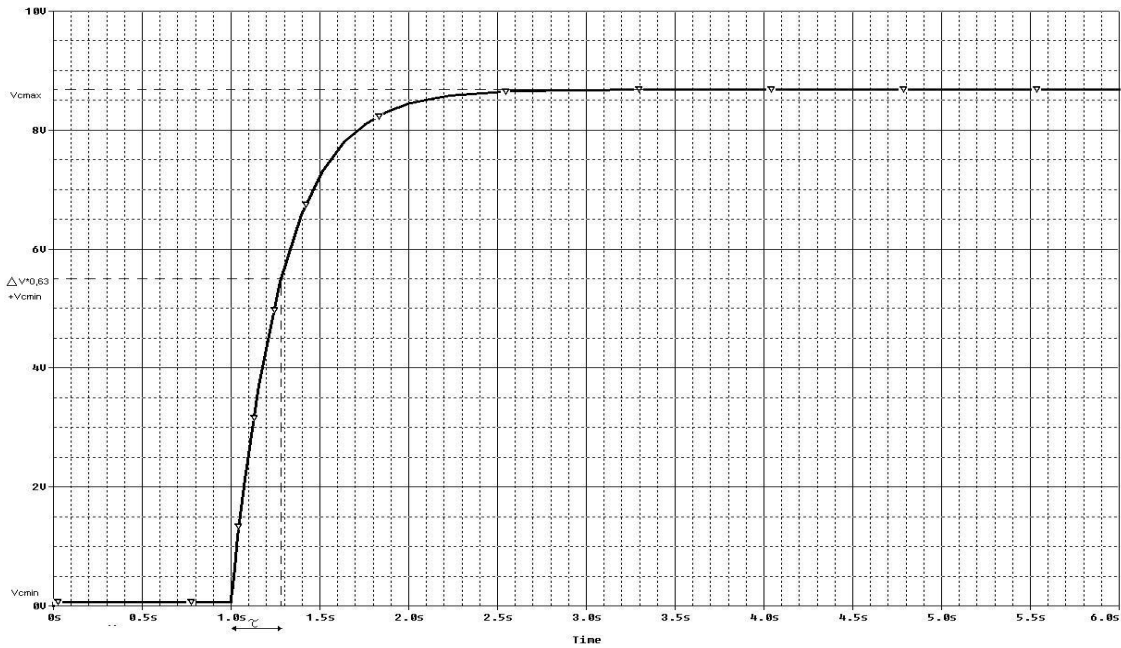


Figura 5.20

I valori massimi e minimi vengono leggermente differenti perché V_{CE6sat} e V_γ assumono valori diversi rispetto a quelli utilizzati nel calcolo analitico.

Il tempo di carica τ associato al condensatore ed il tempo di salita t_R sono pari a:

$$\tau = (R_{96} // R_{119})C_{100} = 287msec$$

$$V_C = (V_{Cmax} - V_{Cmin}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + V_{Cmin}$$

$$0,1 = 1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}} \Rightarrow t_1 = -\tau \ln 0,9 = 30msec$$

$$0,9 = 1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}} \Rightarrow t_2 = -\tau \ln 0,1 = 660msec$$

$$t_R = t_2 - t_1 = 630msec$$

L'aumento della tensione sul condensatore provoca l'aumento della tensione di base di Q_4 e il conseguente innalzamento della tensione sull'emettitore che coincide con la tensione di uscita di questo circuito; per ricavarne l'andamento, dato che per entrambi i livelli di tensione di V_{ON} si ha sempre la conduzione di Q_4 , basta traslare la caratteristica temporale di V_C precedentemente ricavata di una quantità pari a $2V_\gamma$. Il valore di tensione di uscita che si ottiene è pari a:

$$V_{U_{ON}} = V_{C_{max}} - 2V_\gamma = 7,56V$$

Tale tensione interdice il diodo D_{16} impedendo al circuito di accensione di influenzare il segnale di errore che regola il duty cycle. Ricapitolando, la tensione di uscita passa, in un tempo pari a circa t_R , da un valore di $-1,2V$ ad un altro di $7,56V$ provocando così un aumento graduale della tensione di uscita dell'alimentatore. Lo spegnimento invece avviene quasi istantaneamente perché, in corrispondenza del livello alto V_{ON} , si ha la saturazione di Q_6 che cortocircuita la resistenza vista da C_{100} .

5.1.4 Generazione del segnale di errore

Le tensioni di uscita dei vari sottocircuiti precedentemente analizzati, costituiscono gli ingressi della parte più importante dell'Output Controller, ovvero il circuito generatore del segnale di errore che determina l'ampiezza della tensione di uscita.

Lo schema elettrico di tale sottoparte è il seguente (fig. 5.21):

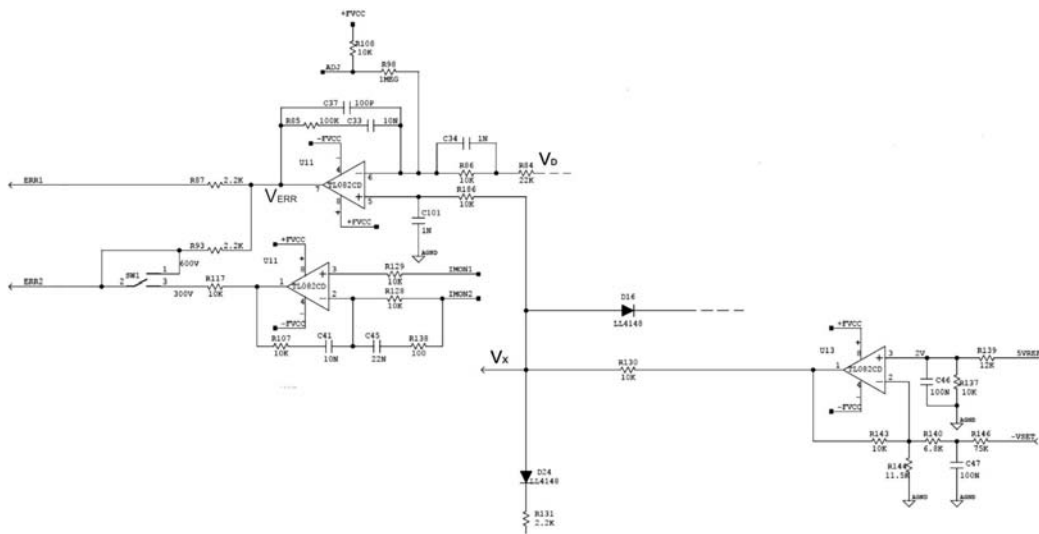


Figura 5.21

Quando i diodi D_{16} e D_{24} sono interdetti, il segnale di errore è generato dal confronto tra le tensioni V_D e V_X ; quest'ultima viene imposta dall'utente che così è in grado di controllare il valore della tensione di uscita.

Considerando i condensatori C_{46} e C_{47} delle impedenze elevate per le frequenze che generalmente caratterizzano $V_{REF} = 5V$ e $-V_{SET}$, è immediato ricavare la relazione che lega queste due tensioni con V_X :

$$V_X = V_{REF} \frac{R_{137}}{R_{137} + R_{139}} \left(1 + \frac{R_{143}}{R_{144} // (R_{140} + R_{146})} \right) + V_{SET} \frac{R_{143}}{R_{140} + R_{146}} = 4,54 + 0,122V_{SET}$$

La selezione di V_X da parte dell'utente viene effettuata tramite la $-V_{SET}$ che può assumere valori compresi nell'intervallo $-8V \div 0V$; da ciò si deduce che anche la tensione V_X è compresa in un determinato range, caratterizzato dai seguenti valori limite:

$$V_{SET} = 0V \quad \Rightarrow \quad V_X = 4,54V$$

$$V_{SET} = 8V \quad \Rightarrow \quad V_X = 5,52V$$

Per quanto riguarda la generazione del segnale di errore, la relazione che lega V_X e V_D con la tensione V_{ERR} è la seguente:

$$\begin{aligned} V_{ERR} &= V_X - FVCC \frac{Z_2}{R_{98} + R_{108}} + (V_X - V_D) \frac{Z_2}{Z_1} = \\ &= V_X - FVCC \frac{1 + j2\pi f R_{85} C_{33}}{j2\pi f C_{33} (R_{98} + R_{108}) (1 + j2\pi f R_{85} C_S)} + \\ &+ (V_X - V_D) \frac{(1 + j2\pi f R_{85} C_{33}) (1 + j2\pi f R_{86} C_{34})}{j2\pi f (R_{86} + R_{84}) C_{33} (1 + j2\pi f R_{85} C_{37}) (1 + j2\pi f R_P C_{34})} \end{aligned}$$

La precedente espressione è stata ottenuta ponendo:

$$R_P = R_{84} // R_{86} \quad C_S = C_{33} // C_{37} \cong C_{37}$$

Per il termine che moltiplica la differenza $V_X - V_D$, conviene calcolare le frequenze associate agli zeri e ai poli:

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi R_{85} C_{33}} = 160\text{Hz} \quad f_{Z2} = \frac{1}{2\pi R_{86} C_{34}} = 16\text{kHz}$$

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi R_{85} C_{37}} = 16\text{kHz} \quad f_{P2} = \frac{1}{2\pi R_P C_{37}} = 231\text{kHz}$$

Il primo polo ed il secondo zero si elidono a vicenda; in definitiva, il rapporto tra le impedenze Z_1 e Z_2 ha le seguenti caratteristiche (fig. 5.22):

$$\frac{Z_2}{Z_1} = A(f) = \frac{1}{j2\pi f (R_{84} + R_{86}) C_{33}} \frac{1 + j \frac{f}{f_{Z1}}}{1 + j \frac{f}{f_{P2}}} \quad A(f) \Big|_{f_{Z1} < f < f_{P2}} = 3,125 \Rightarrow 1\text{dB}$$

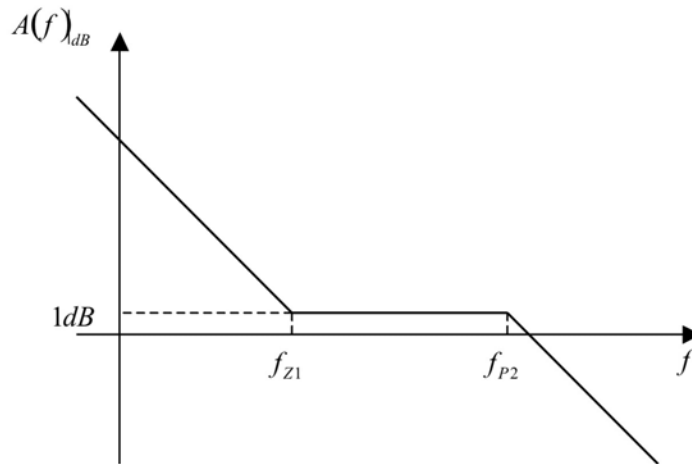


Figura 5.22

Per le frequenze che caratterizzano i segnali in questione, la risposta in frequenza coincide con quella di un integratore.

L'effetto del segnale di errore V_{ERR} sulla tensione di uscita V_{OUT} , può essere analizzato studiando l'intero sistema nel dominio di Laplace. A tal fine, l'espressione precedentemente calcolata assume la seguente forma:

$$V_{ERR}(s) = V_X(s) - D(s)A(s) + (V_X(s) + V_D(s))B(s)$$

$$V_X(s) = \frac{\bar{V}_X}{s} \quad D(s) = \frac{FVCC}{s}$$

$$A(s) = \frac{1 + sR_{85}C_{33}}{sC_{33}(R_{98} + R_{108})(1 + sR_{85}C_S)} \quad B(s) = \frac{(1 + sR_{85}C_{33})(1 + sR_{86}C_{34})}{s(R_{84} + R_{86})C_{33}(1 + sR_{85}C_{37})(1 + sR_P C_{34})}$$

L'introduzione della tensione di alimentazione $FVCC$, in questa analisi considerata come un segnale di disturbo, deriva dalla presenza di un ulteriore terminale d'ingresso, denominato ADJ , che viene utilizzato quando i due alimentatori da $2kW$ sono connessi in parallelo; la funzionalità di tale ingresso verrà analizzata successivamente.

La tensione V_D altro non è che la tensione di uscita dell'alimentatore attenuata di un fattore pari a $k_2 = 10$ quindi, dall'espressione di V_{ERR} precedentemente ricavata, è possibile ottenere la relazione che lega l'ingresso V_X con l'uscita dell'alimentatore V_{OUT} ed il relativo schema a blocchi (fig. 5.23):

$$V_{ERR}(s) = V_X(s)(1 + B(s)) - D(s)A(s) - V_D(s)B(s)$$

$$V'_{ERR}(s) = \frac{V_{ERR}(s)}{1 + B(s)} = V_X(s) - V_D(s) \frac{B(s)}{1 + B(s)} - D(s) \frac{A(s)}{1 + B(s)}$$

$$V_D(s) = k_1 \cdot V_{ERR}(s) = V'_{ERR}(s) \cdot k_1(1 + B(s))$$

$$G(s) = k_1(1 + B(s)) \quad H(s) = \frac{B(s)}{1 + B(s)} \quad A'(s) = \frac{A(s)}{1 + B(s)} = k_1 \frac{A(s)}{G(s)}$$

$$V_D(s) = V_X(s) \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} - D(s)A'(s) \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = V_X(s) \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} - D(s) \frac{k_1 A(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

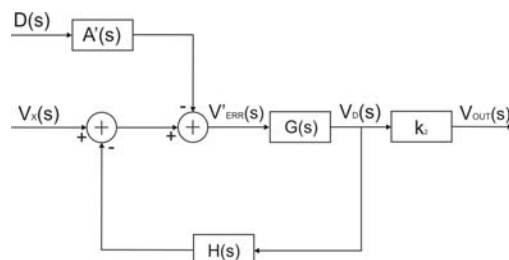


Figura 5.23

Svolgendo i calcoli si ricavano i seguenti parametri:

$$H(s) = \frac{B(s)}{1 + B(s)} = \frac{(1 + sR_{85}C_{33})(1 + sR_{86}C_{34})}{s(R_{84} + R_{86})C_{33}(1 + sR_{85}C_{37})(1 + sR_P C_{34}) + (1 + sR_{85}C_{33})(1 + sR_{86}C_{34})}$$

$$G(s) = k_1(1 + B(s)) = k_1 \frac{s(R_{84} + R_{86})C_{33}(1 + sR_{85}C_{37})(1 + sR_P C_{34}) + (1 + sR_{85}C_{33})(1 + sR_{86}C_{34})}{s(R_{84} + R_{86})C_{33}(1 + sR_{85}C_{37})(1 + sR_P C_{34})}$$

A regime, la tensione V_D , e quindi la tensione V_{OUT} , raggiunge un valore costante che può essere ricavato tramite il teorema del valore finale:

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow 0} sV_D &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(\bar{V}_X \frac{G(s)}{1 + H(s)G(s)} - FVCC \frac{k_1 A(s)}{1 + H(s)G(s)} \right) = \bar{V}_X \frac{1}{H(0)} - FVCC \frac{k_1 A(0)}{G(0)H(0)} = \\ &= \bar{V}_X - FVCC \frac{A(0)}{B(0)} = \bar{V}_X - FVCC \frac{(R_{84} + R_{86})R_P}{(R_{98} + R_{108})R_{86}} = \bar{V}_X - 0,0218 \cdot FVCC \end{aligned}$$

La tensione di alimentazione $FVCC$ è pari a $12V$ quindi, per avere $V_{OUT} = 48V$, bisogna regolare $-V_{SET}$ in modo tale da far assumere a V_X il seguente valore:

$$\bar{V}_X = 4,8 + 0,0218 \cdot 12 = 5,06V$$

$$V_{SET} = 2,82V$$

La funzione integrativa introdotta da questo sottoblocco, permette all'uscita dell'alimentatore di inseguire il valore imposto dall'utente (V_X). Tale condizione comporta che anche V_{ERR} , il quale è proporzionale alla tensione di uscita, si stabilizzi, a regime, su un valore costante pari a:

$$v_{ERR}(t \rightarrow \infty) = \frac{v_D(t \rightarrow \infty)}{k_1} = \frac{\bar{V}_X - 0,0218 \cdot FVCC}{k_1}$$

Le condizioni di OVC , $INTOVC$ e $V_{ON} > 5,24V$ provocano le conduzioni dei diodi D_{16} e D_{24} ; la conseguenza di ciò è un drastico abbassamento della tensione V_X e quindi della tensione di uscita dell'alimentatore. In particolare, le condizioni $INTOVC$ e $V_{ON} > 5,24V$ provocano uno spegnimento dell'intero sistema mentre OVC causa un abbassamento della tensione di uscita che dipende dal valore di V_{ISET} e dal carico applicato sui terminali di uscita. In quest'ultimo caso, considerando che C_{101} influisce solo per frequenze superiori a $16kHz$, la tensione V_X risulta pari a :

$$V_X = (4,54 + 0,122V_{SET}) \left(1 - \frac{R_{130}}{R_{130} + R_{131}} \right) + \left[V'_{ISET} + \frac{1 + j2\pi f R_{100} C_{42}}{j2\pi f R_{92} C_{42}} (V'_{ISET} - V_{IMON}) \right] \frac{R_{130}}{R_{130} + R_{131}}$$

Dall'espressione si può notare che V_X dipende da una quantità costante dipendente da V_{ISET} ed un'altra pari all'integrale della differenza $V'_{ISET} - V_{IMON}$.

La configurazione del circuito cambia in base alla modalità di collegamento degli ingressi delle due sezioni: se gli ingressi sono collegati in serie lo switch è posto in posizione "600V" mentre se il collegamento è di tipo parallelo lo switch si trova in posizione "300V".

Lo switch ha lo scopo di includere o di escludere la parte che si occupa di confrontare le correnti erogate dalle singole sezioni e di generare un segnale in grado da renderle equivalenti.

Quando lo switch viene posto in posizione "600V", tale parte di circuito viene esclusa perché il bilanciamento delle correnti è una conseguenza del bilanciamento del punto di mezzo di cui si occupa la sottoparte appartenente al blocco Back Board precedentemente descritto.

Il collegamento in serie degli ingressi è rappresentato nella figura sottostante (fig. 5.24):

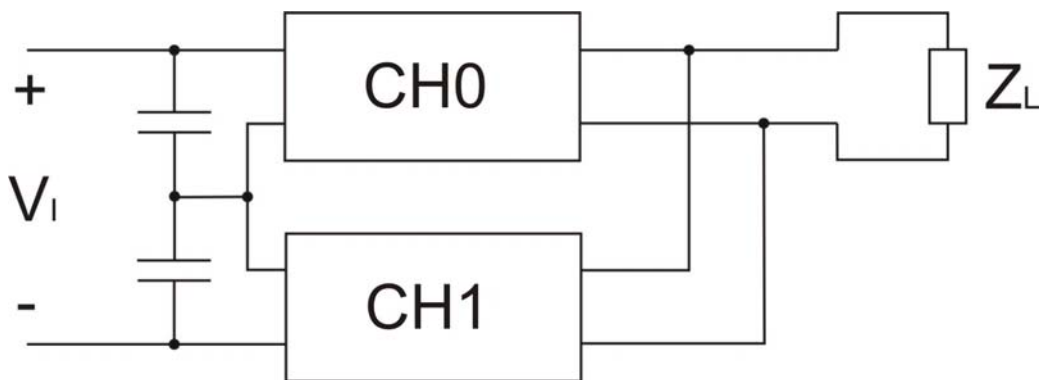


Figura 5.24

Se, ad esempio, il canale CH0 eroga più potenza di CH1, si ottiene la seguente condizione:

$$P_{OUT0} > P_{OUT1} \Rightarrow V_{OUT} \cdot I_{U0} > V_{OUT} \cdot I_{U1} \Rightarrow I_{U0} > I_{U1}$$

I due canali sono caratterizzati dal solito rendimento ($\eta_0 = \eta_1$) e ciò comporta una disuguaglianza anche tra le potenze d'ingresso:

$$P_{IN0} > P_{IN1}$$

Dall'analisi del blocco Back Board precedentemente effettuata, si è visto che l'aumento della potenza d'ingresso di un canale causa un aumento della tensione di ripple misurata ai capi del condensatore d'ingresso corrispondente. L'aumento del ripple, a sua volta, causa una diminuzione del valore medio della tensione d'ingresso del canale ed il conseguente sbilanciamento del punto di mezzo; tale fenomeno però viene contrastato dal circuito di bilanciamento presente sulla scheda cambiataensione, che diminuisce il duty cycle del canale che sta erogando la potenza maggiore riequilibrando così le potenze e le correnti di uscita.

Per quanto riguarda l'esempio effettuato, la condizione $P_{IN0} > P_{IN1}$ causa un aumento di V_{MID} ; per contrastare ciò, il circuito di bilanciamento abbassa V_{MID_L} riequilibrando il sistema ($P_{IN0} = P_{IN1}$, $I_{U0} = I_{U1}$). In conclusione, nel caso del collegamento in serie, lo sbilanciamento delle correnti di uscita si ripercuote su V_{MID} e quindi rende inutile l'inserimento di un ulteriore circuito di bilanciamento.

Il collegamento in parallelo è schematizzato nella figura sottostante (fig. 5.25):

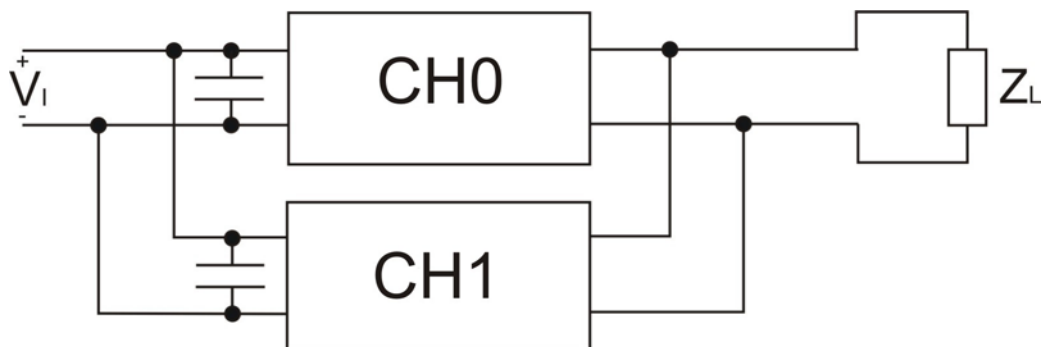


Figura 5.25

Facendo l'ipotesi precedente, cioè CH0 fornisce al carico una potenza maggiore rispetto a CH1, si ottengono i seguenti risultati:

$$P_{OUT0} = V_{OUT} I_{U0} \quad P_{OUT1} = V_{OUT} I_{U1}$$

$$P_{OUT0} > P_{OUT1} \Rightarrow I_{U0} > I_{U1}$$

Dato che i canali sono uguali e quindi i rendimenti equivalenti, si può concludere che:

$$P_{IN0} > P_{IN1} \Rightarrow I_{I0} > I_{I1}$$

In questo caso lo sbilanciamento delle correnti di uscita si ripercuote su quelle d'ingresso; per bilanciare il sistema è necessario commutare lo switch in posizione "300V".

La tensione V_{ERR} viene inviata ad entrambi i canali (V_{ERR1} e V_{ERR2}) mentre l'uscita del sistema di bilanciamento delle correnti di uscita viene inviata esclusivamente a CH1; in pratica, se ad esempio la corrente erogata da CH0 è superiore a quella di CH1, il sistema di bilanciamento aumenta la tensione V_{ERR2} in modo tale da eguagliare le correnti. Da ciò si può notare che la corrente erogata da CH1 (slave) tende ad inseguire quella fornita da CH0 (master).

L'uscita del sistema di bilanciamento può essere espressa tramite la seguente relazione:

$$V_{U_{BIL}} = V_{IMON1} + (V_{IMON1} - V_{IMON2}) \frac{(1 + j2\pi f R_{107} C_{41}) [1 + j2\pi f (R_{128} + R_{138}) C_{45}]}{j2\pi f R_{128} C_{41} (1 + j2\pi f R_{138} C_{45})}$$

Anche in questo caso, per le basse frequenze, l'uscita tende a saturare dato che per la differenza $V_{IMON1} - V_{IMON2}$ il sistema si comporta da integratore; tale caratteristica può essere messa in evidenza tramite i seguenti parametri (fig. 5.26):

$$V_{U_{BIL}} = V_{IMON1} + (V_{IMON1} - V_{IMON2}) A(f)$$

$$A(f) = \frac{(1 + j2\pi f R_{107} C_{41}) [1 + j2\pi f (R_{128} + R_{138}) C_{45}]}{j2\pi f R_{128} C_{41} (1 + j2\pi f R_{138} C_{45})}$$

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi(R_{128} + R_{138})C_{45}} = 716\text{Hz}$$

$$f_{Z2} = \frac{1}{2\pi R_{107}C_{41}} = 1,6\text{kHz}$$

$$f_P = \frac{1}{2\pi R_{138}C_{45}} = 72,38\text{kHz}$$

$$A(f)|_{f=\infty} = \frac{R_{107}(R_{128} + R_{138})}{R_{128}R_{138}} = 101 \Rightarrow 40,08\text{dB}$$

$$A(f)|_{f_{Z1} < f < f_{Z2}} = \frac{C_{45}}{C_{41}} \frac{R_{128} + R_{138}}{R_{128}} = 2,222 \Rightarrow 6,93\text{dB}$$

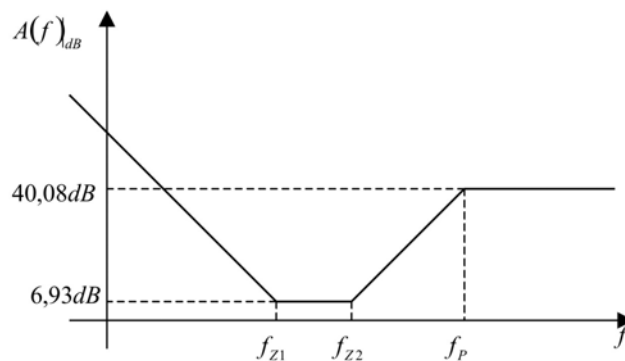


Figura 5.26

Quando la differenza è positiva ($V_{IMON1} > V_{IMON2}$) il sistema di bilanciamento tende ad aumentare il duty cycle di CH1; ciò causa un aumento della corrente di uscita e quindi di V_{IMON2} che provoca una diminuzione di $V_{IMON1} - V_{IMON2}$. A regime $V_{U_{BL}}$ assume un valore costante che mantiene le correnti di uscita delle due sezioni uguali.

5.1.5 Bilanciamento delle correnti di uscita dei due alimentatori

Nel caso in cui i due alimentatori che costituiscono l'AC/DC sono collegati tra loro in parallelo e quindi non funzionano indipendentemente, è necessaria la presenza di un sistema capace di bilanciare le correnti di uscita dei due alimentatori in modo tale da erogare a ciascuno di essi la solita potenza.

Il sistema capace di effettuare questa regolazione si trova nel sottoblocco ISENSE ed ha il seguente schema elettrico (fig. 5.27):

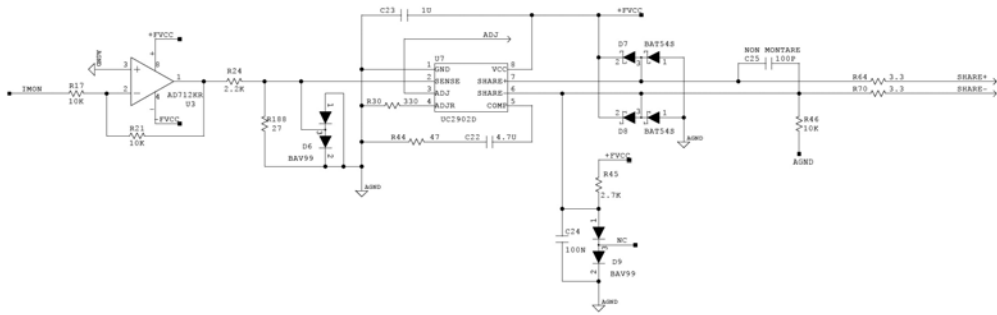


Figura 5.27

Esso è costituito principalmente da un integrato, denominato UC2902, progettato proprio per applicazioni di questo tipo.

La funzione di bilanciamento viene ottenuta collegando i due circuiti fra loro, ognuno di essi presente su ogni alimentatore, nella maniera indicata qui sotto (fig. 5.28):

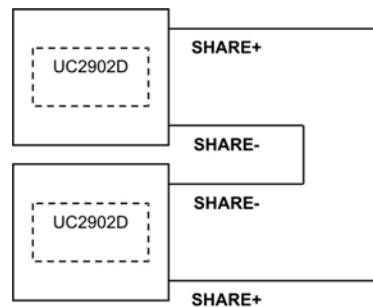


Figura 5.28

Per capire bene come funziona il sistema, è necessario analizzare il funzionamento dell'integrato UC2902; il suo schema è rappresentato nella figura qui sotto (fig. 5.29):

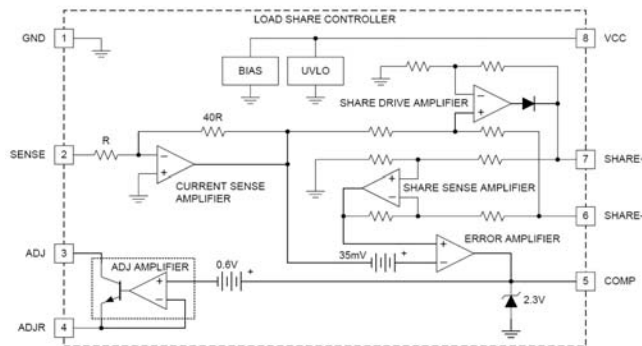


Figura 5.29

Si può notare che la tensione V_{SENSE} viene amplificata tramite un amplificatore invertente di un coefficiente pari a -40 ; è ovvio concludere che la tensione V_{SENSE} deve assumere valori dell'ordine delle decine di mV . Questa scelta viene giustificata dal fatto che generalmente la tensione V_{SENSE} , che porta informazioni sulla corrente di uscita, viene generata facendo passare la corrente di uscita attraverso una resistenza di basso valore (dell'ordine dei $m\Omega$) in modo tale da non perturbare eccessivamente le grandezze elettriche di uscita; anche in questo caso il valore della corrente di uscita viene ricavato dalla somma dei valori delle correnti di uscita delle due sezioni che vengono prelevati facendo passare ciascuna corrente attraverso una resistenza da $2,5m\Omega$.

Oltre ad essere di ampiezza ridotta, V_{SENSE} deve essere negativa in modo tale da avere in uscita dall'invertente interno a UC2902, una tensione positiva, condizione necessaria per il corretto funzionamento del sistema.

Per ottenere queste caratteristiche, il segnale V_{IMON} viene condizionato in questa maniera:

$$V_{SENSE} = -V_{IMON} \frac{R_{188}}{R_{24} + R_{188}} = -0,0121 \cdot V_{IMON}$$

$$\left| \frac{V_{SENSE}}{V_{IMON}} \right| = 12,1 \cdot 10^{-3}$$

All'interno del chip, V_{SENSE} viene amplificata ed invertita nuovamente:

$$V'_{SENSE} = 0,485 \cdot V_{IMON}$$

La tensione V_{SHARE-} è pari a $2V_{\gamma}$ quindi la tensione di uscita dell'amplificatore non invertente posto in cascata all'invertente è pari a:

$$V_{UD} = 0,485 \cdot V_{IMON} + 2V_{\gamma}$$

La struttura del non invertente, differisce da quella tipica per la presenza di un diodo posto sull'uscita dell'operazionale; dato che i terminali $SHARE+$ dei due alimentatori sono connessi tra loro, tale diodo dà origine con quello presente sul chip UC2902 dell'altro

alimentatore, ad un OR analogico. Da ciò si può concludere che V_{SHARE+} assume il valore più alto fra le due V_{UD} generate dai due alimentatori.

Successivamente viene effettuata tramite un differenziale la seguente differenza:

$$V_{SHARE+} - V_{SHARE-} = (0,485 \cdot V_{IMON} + 2V_{\gamma})_{OR} - 2V_{\gamma} = (0,485 \cdot V_{IMON})_{OR}$$

$$V_{SHARE+} = V_{UD_{MAX}} = (0,485 \cdot V_{IMON} + 2V_{\gamma})_{OR}$$

Il risultato ottenuto viene confrontato con V'_{SENSE} tramite un amplificatore di errore; esso ha la caratteristica di essere un amplificatore transconduttivo capace di erogare una corrente di $4,5mA$ per ogni $V^+ - V^- = 1V$. Collegata tra il terminale $COMP$ ed $AGND$, è presente un'impedenza formata dalla serie composta da R_{44} e C_{22} ; ne consegue che la tensione misurata fra $COMP$ ed $AGND$ è pari a:

$$V_{COMP} = (V^+ - V^-) \cdot \left(R_{44} + \frac{1}{j2\pi f C_{22}} \right) G = [(0,485 \cdot V_{IMON})_{OR} - V_{offset} - V'_{SENSE}] \cdot \left(R_{44} + \frac{1}{j2\pi f C_{22}} \right) G$$

$$G = \frac{I_{OUT}}{V^+ - V^-} = 4,5mS$$

Per comprendere l'andamento di V_{COMP} conviene scrivere la seguente funzione di trasferimento (fig. 5.30):

$$A(f) = \frac{V_{COMP}}{V^+ - V^-} = \frac{G}{j2\pi f C_{22}} (1 + j2\pi f R_{44} C_{22})$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{44} C_{22}} = 720Hz$$

$$A_{\infty} = G \cdot R_{44} = 0,2115 \Rightarrow -13,5dB$$

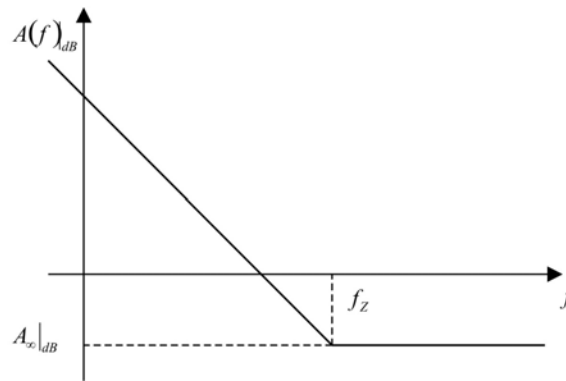


Figura 5.30

La funzione, per le frequenze che caratterizzano i segnali in questione, è di tipo integrativo.

La tensione V_{COMP} è limitata da uno zener presente all'interno del chip UC2902 che impone un limite massimo di $2,3V$.

Dall'espressione precedentemente descritta si può dedurre che se la tensione V'_{SENSE} coincide con $V_{SHARE+} - V_{SHARE-}$ (ciò significa che $V'_{SENSE} = V_{UD_{MAX}} - 2V_{\gamma}$ ovvero l'alimentatore sta erogando una corrente superiore all'altro), la tensione V_{COMP} non porta in conduzione il transistor posto tra i terminali ADJ ed $ADJR$; quest'ultimo, non assorbendo corrente, mantiene inalterata la tensione V^{-} dell'operazionale che genera la tensione V_{ERR} , mantenendo così costante il duty cycle e di conseguenza la corrente di uscita.

Nell'altro alimentatore, dato il verificarsi della condizione $V'_{SENSE} < V_{UD_{MAX}} - 2V_{\gamma}$, il transistor viene portato in conduzione. Tale fenomeno comporta l'abbassamento di V^{-} e quindi l'innalzamento della tensione V_{ERR} che provoca un aumento del duty cycle e quindi della corrente di uscita.

6 Filtro Notch

6.1 Caratteristiche d'ingresso di AC/DC

6.1.1 Misura dei parametri d'ingresso

Sistemi caratterizzati da una elevata potenza di uscita (P_{OUT}), e quindi da un'elevata potenza attiva d'ingresso (P), richiedono un fattore di potenza (power factor) prossimo all'unità in modo tale da minimizzare il più possibile la potenza reattiva (Q), cioè la potenza che viene scambiata periodicamente tra sorgente ed il sistema alimentato da quest'ultima. Un'elevata quantità di tale potenza riflessa può risultare dannosa per la sorgente e per il sistema in generale dato che, su entrambi i dispositivi, è possibile avere in determinati istanti, potenze istantanee superiori ai limiti consentiti.

Il fattore di potenza si definisce in questo modo:

$$PF = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$$

La quantità al denominatore viene detta potenza apparente (S).

E' necessario quindi valutare questa serie di parametri effettuando delle misure attraverso il WT1600, che viene collegato in questa maniera (fig. 6.1):

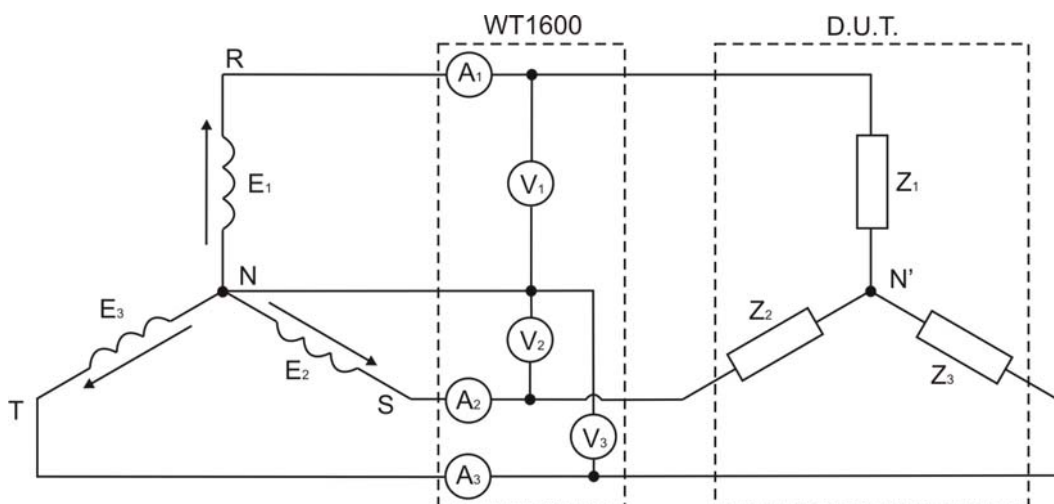


Figura 6.1

Come sorgente viene utilizzato l'ELGAR, cioè un generatore trifase ad ampiezza, frequenza e fase controllabili.

L'alimentatore (D.U.T.) viene schematizzato, in prima approssimazione, con una stella di impedenze tutte uguali; questa condizione comporta il perfetto bilanciamento dell'intero sistema e, di conseguenza, l'omissione del neutro che connette i due centrostella.

La condizione di bilanciamento può essere facilmente verificata tramite lo svolgimento dei seguenti calcoli:

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z$$

$$\dot{V}_{N'} = \frac{1}{3}(\dot{E}_1 + \dot{E}_2 + \dot{E}_3) = \frac{220}{3} \left(e^{j\frac{\pi}{2}} + e^{-j\frac{\pi}{6}} + e^{-j\frac{2}{3}\pi} \right) = \frac{220}{3} \left(j + \frac{\sqrt{3}}{2} - j\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} - j\frac{1}{2} \right) = 0V$$

Come si può notare, la tensione di centrostella dell'alimentatore ($\dot{V}_{N'}$) coincide con quella del centrostella delle fasi; è dunque possibile omettere il neutro.

In fase di misura, il D.U.T. viene posto nella sua configurazione tipica di lavoro, ovvero quella caratterizzata dalla connessione in parallelo dei due alimentatori da $2kW$, mentre in uscita ad esso viene posto un carico variabile che permette di impostare la potenza di uscita (fig. 6.2).

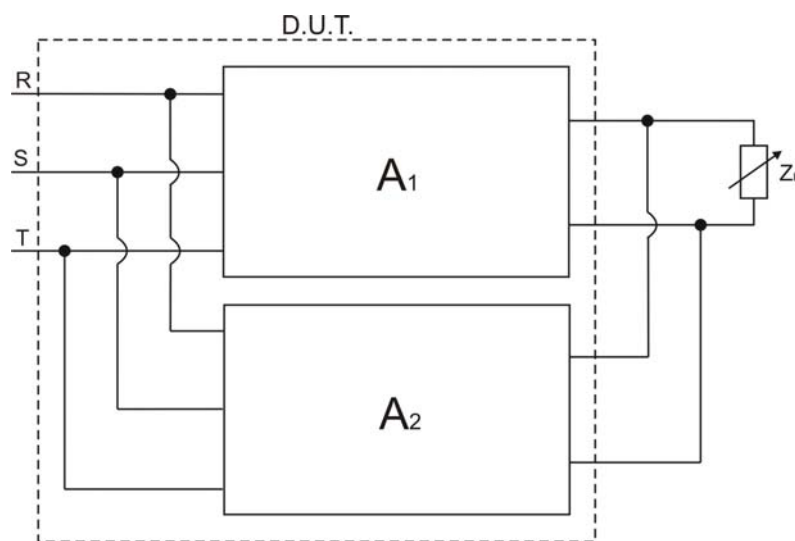


Figura 6.2

I valori misurati dal sistema di misura WT1600, sono indicati nella tabella sottostante:

| P[W] | Q[VAR] | S[VA] | PF | $\phi=\arccos(P/S)$ | Irms | Pout | η |
|-------------|---------------|--------------|-----------|---------------------------------------|-------------|-------------|--------------------------|
| 170,11 | 228,28 | 286,72 | 0,5974 | 53,28 | 0,4297 | 0 | 0 |
| 382,4 | 488 | 619,8 | 0,6164 | 51,94 | 0,9373 | 246 | 0,643305 |
| 615,1 | 740,18 | 962,4 | 0,6379 | 50,37 | 1,4474 | 501,84 | 0,815867 |
| 879,4 | 1027,6 | 1352,4 | 0,6501 | 49,45 | 2,0419 | 751,23 | 0,854253 |
| 1149,2 | 1291,8 | 1729,3 | 0,6647 | 48,35 | 2,6175 | 988,92 | 0,860529 |
| 1404 | 1537,1 | 2082 | 0,6743 | 47,6 | 3,1516 | 1225 | 0,872507 |
| 1658,3 | 1774,7 | 2429,1 | 0,6827 | 46,94 | 3,6787 | 1476 | 0,890068 |
| 1918,4 | 2009,2 | 2777,6 | 0,6905 | 46,33 | 4,2066 | 1725,5 | 0,899447 |
| 2179,5 | 2239,5 | 3124,6 | 0,6975 | 45,77 | 4,734 | 1950,3 | 0,894838 |
| 2573,7 | 2574,3 | 3640,1 | 0,7075 | 44,99 | 5,516 | 2297,64 | 0,892738 |
| 2837,1 | 2791,5 | 3980,2 | 0,7128 | 44,54 | 6,036 | 2528,4 | 0,891192 |

Da tali parametri si ricavano i seguenti grafici:

- Andamento di P e Q al variare del carico (quindi della potenza d'uscita): all'aumentare del carico, sia la potenza attiva che la potenza reattiva aumentano linearmente; il loro andamento è grossomodo equivalente (fig. 6.3) quindi, in corrispondenza di carichi elevati, il trifase ed il sistema sono soggetti ad un elevato valore di Q che può risultare dannoso per entrambi.

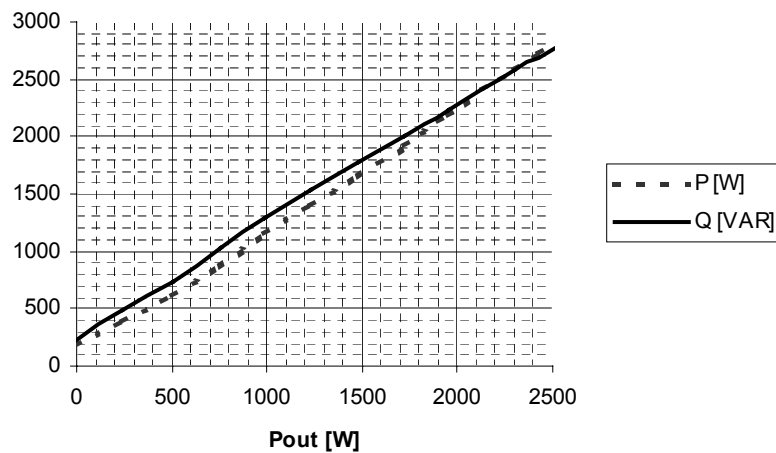


Figura 6.3

- Rendimento (η): per resistenze di carico inferiori a 3Ω (circa 800W) il rendimento è grossomodo costante ed è compreso tra 0,85 e 0,9 (fig. 6.4). Quindi per potenze d'uscita superiori ad 800W la caratteristica $P_{OUT} = f(P)$ è grossomodo lineare ed è pari a:

$$P_{OUT} = \eta P$$

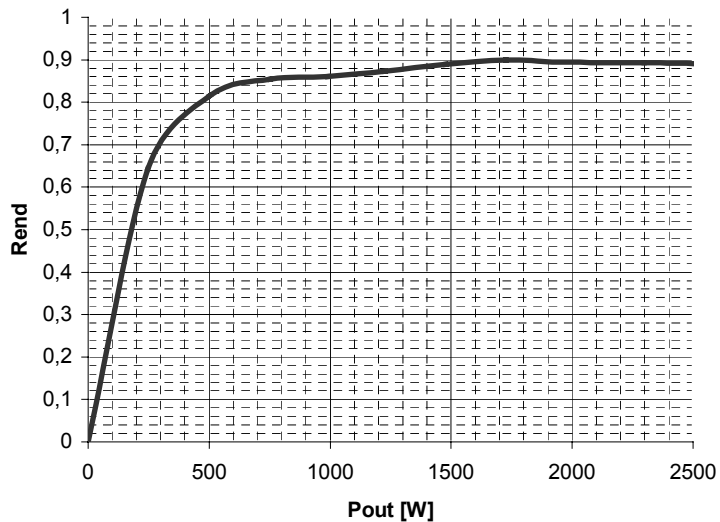


Figura 6.4

- Fattore di potenza (PF) e φ : questi due parametri sono legati tra loro attraverso la relazione:

$$PF = \cos \varphi$$

Graficamente, l'angolo φ può essere individuato effettuando la rappresentazione vettoriale delle tre potenze (fig. 6.5):

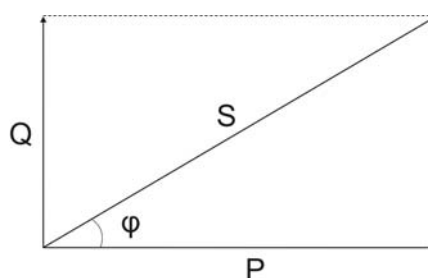


Figura 6.5

L'angolo φ coincide con lo sfasamento tra la tensione di fase e la rispettiva corrente nel caso in cui anche quest'ultima assuma un andamento sinusoidale; tale fenomeno, però, non si verifica in questo caso infatti ogni corrente di fase assume un andamento impulsivo.

All'aumentare del carico, il fattore di potenza assume il seguente andamento (fig. 6.6):

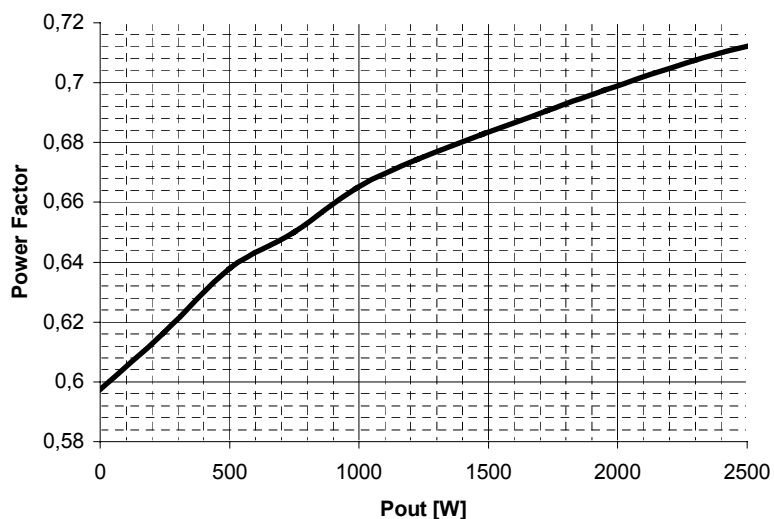


Figura 6.6

Analogamente, per l'angolo φ si ottiene la seguente curva (fig. 6.7):

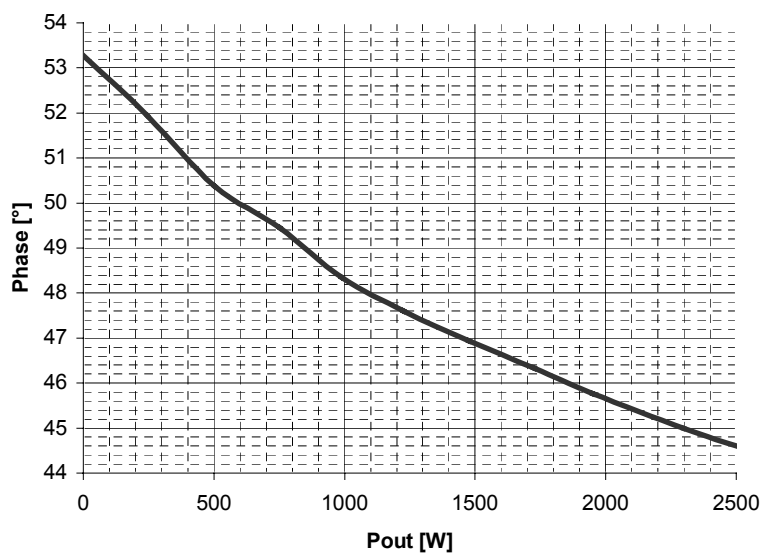


Figura 6.7

Entrambi questi parametri sono molto lontani dalle specifiche che richiedono un PF prossimo all'unità e φ quasi nullo.

- Valore efficace della corrente di fase (I_{RMS}): le tre fasi della tensione di rete che alimentano l'intero sistema, vedono dai loro terminali la stessa impedenza e quindi non si verifica uno sbilanciamento del trifase; questo comporta che le forme d'onda ed i relativi valori efficaci delle tre correnti coincidano e quindi, per valutare quest'ultimo parametro, è sufficiente effettuare le misure su una singola fase scelta in maniera arbitraria; da questa operazione si ottiene il seguente grafico (fig. 6.8):

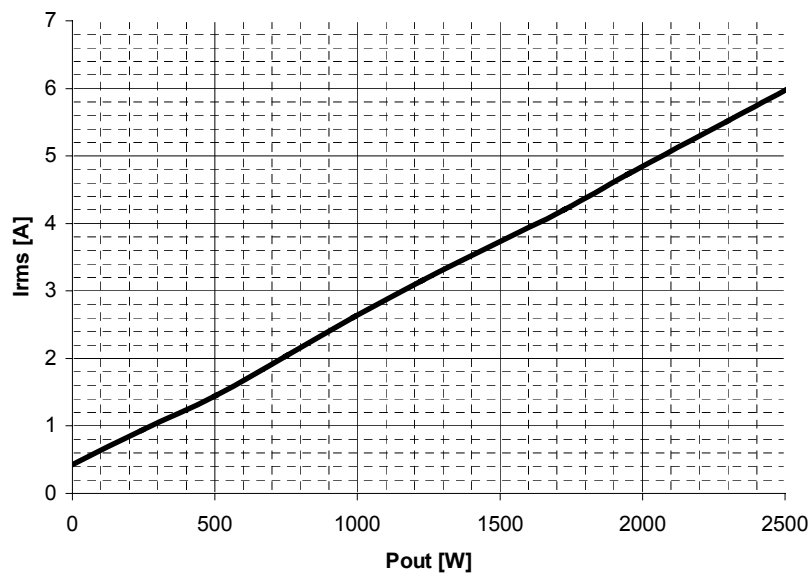


Figura 6.8

Il valore efficace aumenta linearmente all'aumentare del carico. Le misure effettuate arrivano fino a $P_{OUT} \cong 2500W$ anche se $P_{OUTMAX} = 4000W$; avviene questo perché l'ELGAR è limitato in corrente fino a 6,5 A, quindi nell'istante in cui si aumenta il carico, esso va in protezione e si spegne.

I_{RMS} può essere espresso secondo la seguente espressione:

$$I_{RMS} = \frac{S}{V_{RMS}} = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{V_{RMS}}$$

Come si può notare, la presenza di potenza reattiva causa un I_{RMS} superiore al caso in cui, a parità di potenza attiva, si ha $Q = 0$. Da ciò si può concludere che una Q troppo elevata può dare origine ad un I_{RMS} troppo alto che può causare danni al sistema.

6.1.2 Analisi spettrale delle correnti di fase

Il primo stadio dell'alimentatore è costituito sostanzialmente dal ponte trifase a diodi; la presenza di questi componenti non lineari, provoca il seguente andamento impulsivo per ciascuna corrente di fase (fig. 6.9):

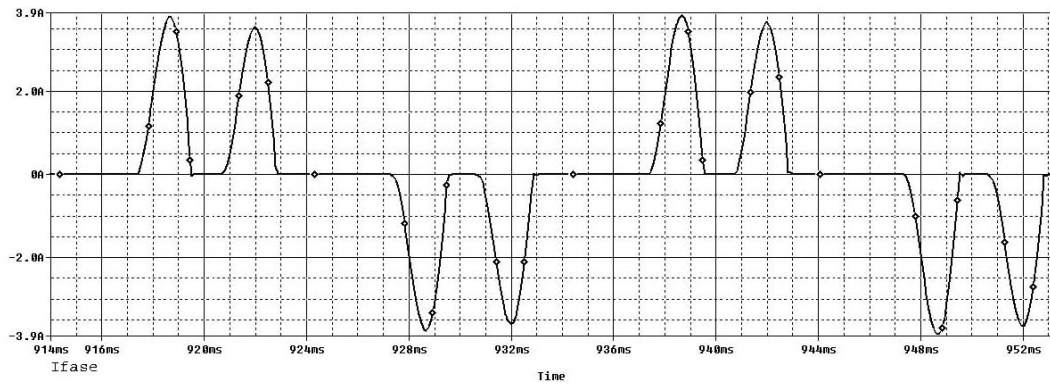


Figura 6.9

Rappresentando il segnale nel dominio della frequenza, si ottiene il seguente spettro (fig. 6.10):

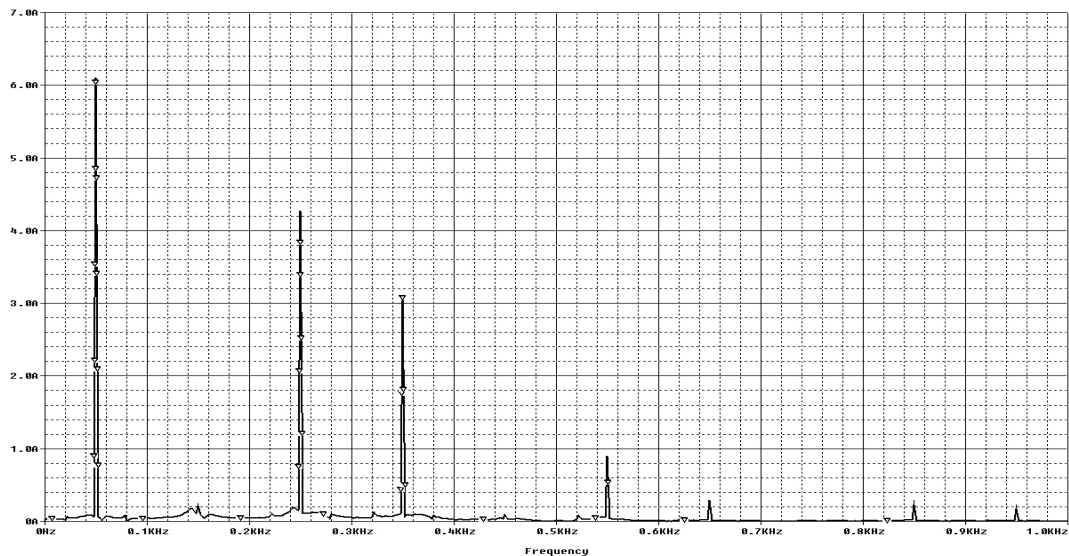


Figura 6.10

Oltre alla fondamentale (50Hz), il segnale impulsivo periodico sotto esame è formato da una serie di sinusoidi con frequenze pari a multipli interi dispari di 50Hz. Non tutte le armoniche dispari sono presenti: ad un'armonica dispari nulla ne seguono due successive diverse da zero ($n = 5, 7, 11, 13, 17, 19, \dots$).

Quando il segnale è composto da più sinusoidi, il fattore di potenza può essere ricavato tramite la seguente formula:

$$PF = \frac{I_{RMS(1)}}{I_{RMS}} \cos \varphi$$

L'angolo φ indica lo sfasamento tra la tensione di fase e la componente fondamentale della relativa corrente, $I_{RMS(1)}$ è il valore efficace della fondamentale ed I_{RMS} è il valore efficace della corrente di fase che equivale alla somma dei valori efficaci associati a ciascun componente armonica, fondamentale compresa. Quando la forma della corrente è sinusoidale, $I_{RMS(1)} = I_{RMS}$ ed il fattore di potenza assume la forma vista in precedenza.

Oltre a diminuire il fattore di potenza, le componenti armoniche della corrente introducono una serie di disturbi che perturbano le caratteristiche della rete elettrica e che possono influenzare altre apparecchiature poste nelle vicinanze (compatibilità elettromagnetica).

Per limitare questi disturbi, è necessario che le ampiezze delle varie componenti armoniche siano inferiori ai limiti massimi impostati dalla normativa CEI EN 61000-3-2.

6.2 Normativa CEI EN 61000-3-2

6.2.1 Generalità

La connessione di un generico apparecchio alla rete elettrica, introduce dei disturbi su quest'ultima; per evitare che essi siano di entità troppo elevata, l'Unione Europea (UE) si è dotata di una serie di norme al fine di garantire un corretto funzionamento della linea elettrica e l'uniformità delle caratteristiche dei prodotti immessi nel mercato europeo. Tra queste, le EN 61000-3 limitano l'impatto armonico dei carichi connessi alla rete elettrica, definendo i valori massimi delle distorsioni di tensione e corrente; a questo sottogruppo appartiene la

normativa CEI EN 61000-3-2 che definisce i valori massimi per le componenti armoniche della tre correnti di fase, caratterizzate da un valore nominale inferiore a $16A$.

6.2.2 Classificazione delle apparecchiature

I limiti massimi imposti dalla normativa dipendono dalle caratteristiche dei carichi connessi alla rete elettrica; essi infatti vengono suddivisi secondo la seguente classificazione:

- Classe A:
 - Apparecchiature trifase bilanciate;
 - Apparecchi elettrodomestici, escluse le apparecchiature identificate come Classe D;
 - Utensili, esclusi quelli portatili;
 - Variatori di luce per lampade ad incandescenza;
 - Apparecchiature audio
 - Apparecchiature non specificate in una delle altre tre classi (B, C e D).

- Classe B:
 - Utensili portatili;
 - Apparecchiature per saldatura ad arco non professionali.

- Classe C:
 - Apparecchiature per l'illuminazione.

- Classe D:
 - Personal computer e monitor dei personal computer;
 - Ricevitori televisivi.

6.2.3 Limiti per la Classe A

L'AC/DC di A3486 è un sistema trifase bilanciato quindi appartiene alla prima categoria sopraelencata, ovvero la Classe A.

Per le apparecchiature appartenenti a tale gruppo, i valori efficaci delle armoniche della corrente non devono superare i valori indicati nelle seguenti tabelle:

| ORDINE DELLE ARMONICHE PARI | I_n [A] |
|-----------------------------------|-----------|
| 2 | 1,08 |
| 4 | 0,43 |
| 6 | 0,30 |
| $8 \leq n \leq 40$ | $1,84/n$ |

| ORDINE DELLE ARMONICHE DISPARI | I_n [A] |
|--------------------------------------|-----------|
| 3 | 2,30 |
| 5 | 1,14 |
| 7 | 0,77 |
| 9 | 0,40 |
| 11 | 0,33 |
| 13 | 0,21 |
| $15 \leq n \leq 39$ | $2,25/n$ |

I parametri sopraindicati danno origine al seguente grafico (fig. 6.11):

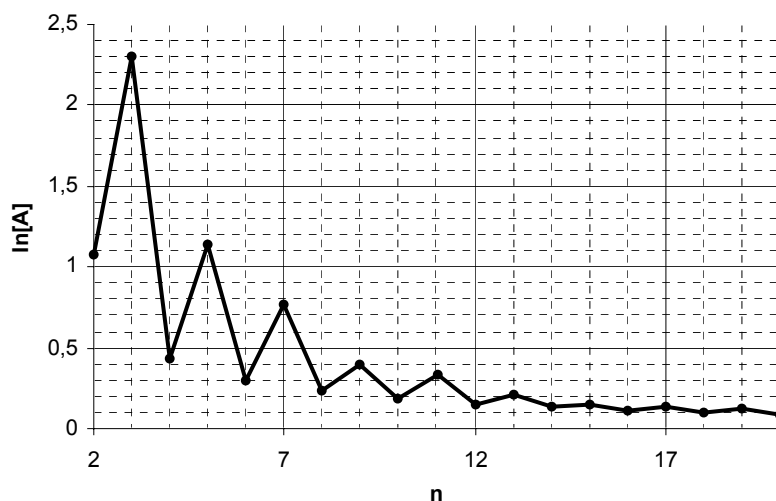


Figura 6.11

Affinché il dispositivo rientri nei limiti della normativa, le componenti armoniche di ciascuna corrente di fase devono dare origine ad un grafico caratterizzato da una curva che sta al di sotto di quella rappresentata nel precedente grafico.

6.2.4 Misure delle armoniche della corrente di fase

L'alimentatore, anche in condizioni di massima potenza di uscita, deve rispettare i limiti imposti dalla normativa precedentemente descritta; per verificare tale caratteristica, sono state effettuate una serie di misure delle varie componenti armoniche al variare del carico.

I risultati ottenuti sono rappresentati nei grafici seguenti (fig. 6.12a, 6.12b, 6.12c, 6.12d):

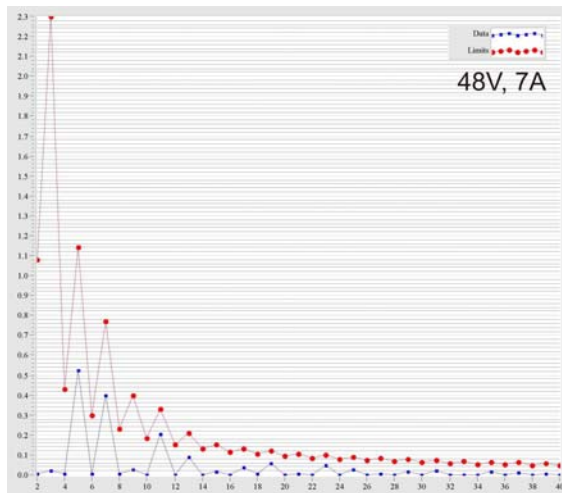


Figura 6.12a

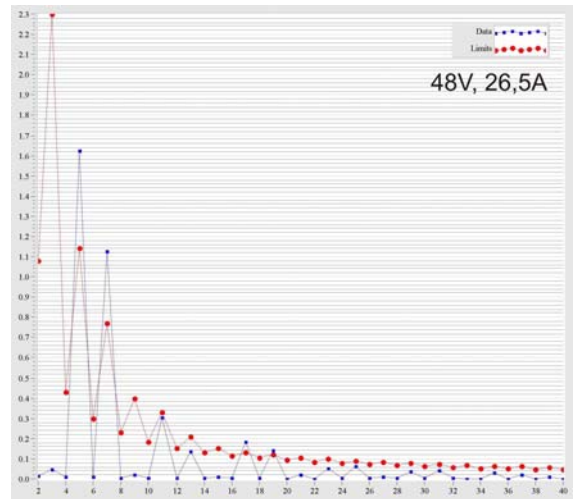


Figura 6.12b

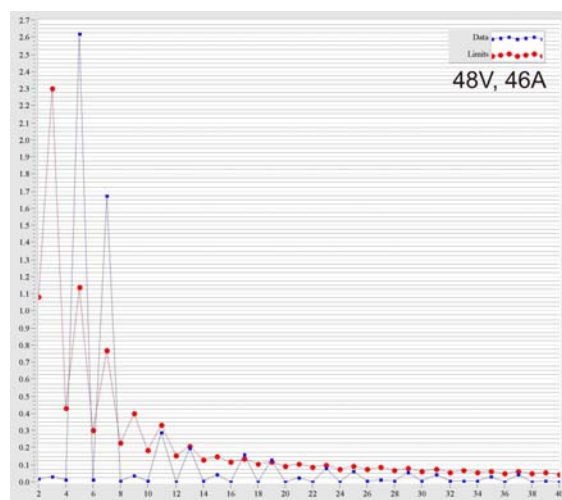


Figura 6.12c

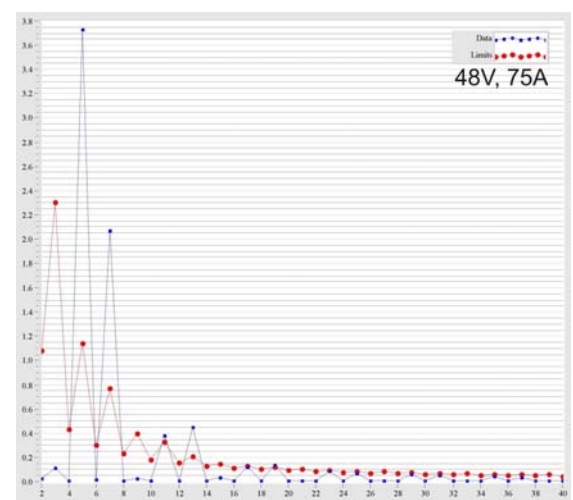


Figura 6.12d

Dai grafici si può notare che le componenti armoniche più fastidiose sono la 5^a e la 7^a armonica le quali, per i valori di corrente di uscita pari a 26,5A, 46A e 75A, superano abbondantemente i loro rispettivi limiti consentiti dalla normativa.

6.3 Caratteristiche del filtro

6.3.1 Schema elettrico

Dalle misure precedentemente eseguite, si può notare che il fattore di potenza è lontano dall'unità e che la normativa CEI EN 61000-3-2 non viene rispettata; dunque, risulta necessario progettare un filtro, da porre tra la sorgente (il trifase) e l'alimentatore, capace di far vedere ad ogni singola fase un'impedenza il più possibile resistiva, in modo tale da minimizzare la potenza reattiva e le ampiezze delle varie componenti armoniche; in pratica, l'operazione che deve eseguire il filtro, consiste nel rendere le tre correnti di fase sinusoidali ed in fase con le rispettive tensioni.

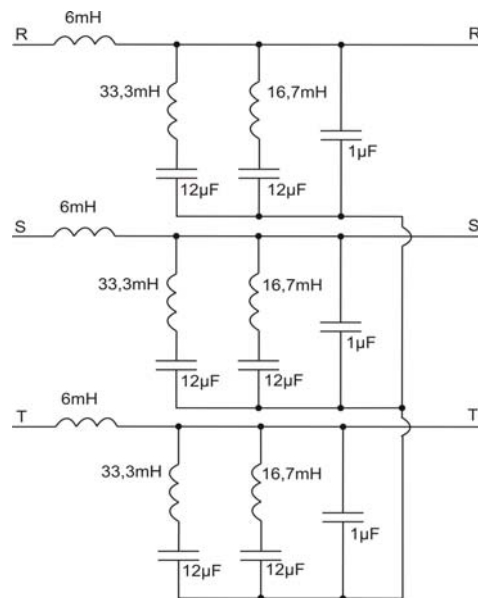


Figura 6.13

Come è possibile notare dai grafici precedenti, le armoniche 5^A e 7^A sono le maggiori responsabili del mancato raggiungimento delle specifiche richieste (limiti della normativa e fattore di potenza prossimo all'unità); per eliminarle, si utilizzano due filtri notch per fase, centrati su 250Hz (5^A armonica) e su 350Hz (7^A armonica). Oltre a questi, su ogni singola fase viene inserito un ulteriore filtro che ha lo scopo di eliminare i disturbi a medio-alta frequenza.

Le tre strutture, ognuna di esse composta dai due notch e dal passa-basso, sono connesse tra loro in modo tale da dare origine al filtro totale che consiste in una stella d'impedenze tutte uguali (fig. 6.13); da ciò si deduce che anche questo centrostella si trova ad un potenziale di

0V . Dunque, la risposta del filtro, può essere ricavata studiando solo un terzo del circuito e ponendo a massa il centrostella (fig. 6.14).

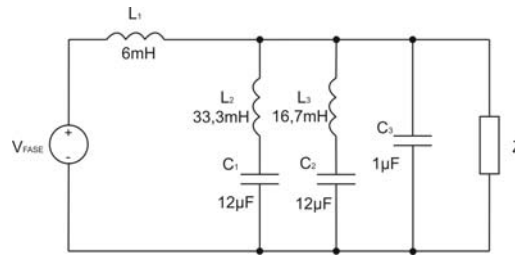


Figura 6.14

Z rappresenta il carico visto da ogni singola fase mentre l'impedenza formata dal parallelo dei due gruppi LC è la seguente:

$$Z_P(j\omega) = \frac{1}{j2\pi f(C_1 + C_2)} \frac{\left(1 - \frac{f^2}{f_5^2}\right) \left(1 - \frac{f^2}{f_7^2}\right)}{1 - \frac{f^2}{f_P^2}}$$

$$f_P = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + L_3)(C_1 // C_2)}} = 290\text{Hz}$$

$$f_5 = 250\text{Hz} \quad f_7 = 350\text{Hz}$$

L'azione dei poli e degli zeri può essere evidenziata grazie al successivo grafico logaritmico (fig. 6.15):

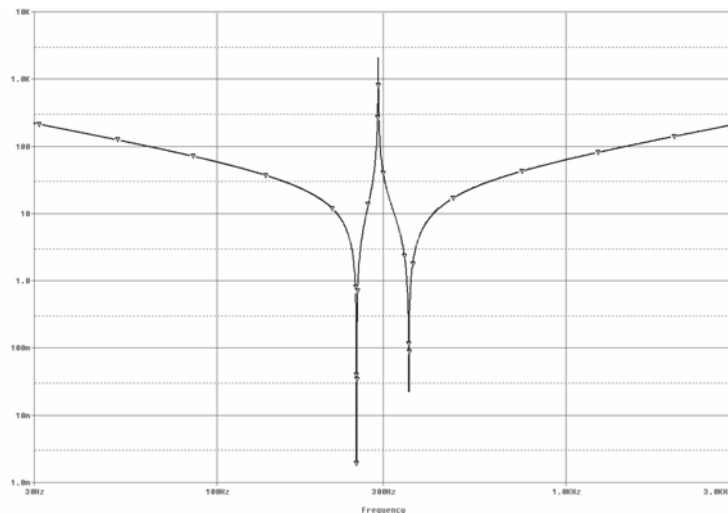


Figura 6.15

Come è possibile notare, l'impedenza è nulla per le frequenze di 250Hz e 350Hz dove, in corrispondenza di ognuna di esse, si ha la risonanza del rispettivo gruppo LC (notch); in corrispondenza di 290Hz si ha invece la risonanza dell'intero parallelo dando così origine ad un'impedenza che tende all'infinito.

La sinusoide erogata dalla corrispondente fase non subisce nessuna attenuazione ed è presente ai capi di Z perché, per la frequenza di 50Hz , si ha che l'impedenza introdotta da L_1 è trascurabile rispetto alle altre presenti nel circuito.

L'induttanza L_1 e la capacità C_3 formano un filtro LP capace di eliminare i disturbi a medio-alta frequenza; la frequenza di taglio di tale filtro è pari a:

$$f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2,055\text{kHz}$$

In realtà, la frequenza di taglio è leggermente diversa dato che, a 2kHz , Z_p non è molto più grande dell'impedenza introdotta da C_3 e quindi non è trascurabile.

Come si può vedere, le induttanze utilizzate sono dell'ordine del mH ; se per realizzarle si usa lo stesso materiale utilizzato per il trasformatore dell'alimentatore, esse assumono delle dimensioni enormi ed improponibili per una successiva produzione in serie. Per avere delle induttanze, realizzate con tale materiale, di dimensioni accettabili, è necessario che esse assumano valori non superiori alle centinaia di μH ; ciò comporta l'utilizzo di condensatori di valore enorme e quindi non reperibili sul mercato.

Il filtro dunque viene posto al di fuori dell'ambiente caratterizzato dal campo magnetico e viene connesso all'alimentatore tramite opportuni cavi di connessione. In questo modo il nucleo delle induttanze può essere realizzato con un materiale caratterizzato da una riluttanza molto piccola e quindi da una elevata permeabilità magnetica, ad esempio ferrite.

Dato che il carico non è resistivo, è necessario verificare le eventuali migliorie introdotte dal filtro; questa verifica può essere fatta aggiungendo in ingresso al D.U.T. il filtro e ripetendo le misure effettuate in precedenza.

6.4 Verifica delle specifiche richieste

6.4.1 Misura dei parametri d'ingresso

I valori ricavati dalle misure effettuate sul sistema composto da filtro trifase ed alimentatore, vengono rappresentati nella tabella sottostante:

| P[W] | Q[VAR] | S[VA] | PF | $\varphi=\arccos(P/S)$ | I _{rms} | P _{out} | η |
|--------|---------|--------|----------|------------------------|------------------|------------------|----------|
| 180,5 | -1060,8 | 1076 | 0,167751 | 80,34 | 1,627 | 0 | 0 |
| 630,2 | -1038,5 | 1214,8 | 0,518769 | 58,76 | 1,8378 | 501,84 | 0,796319 |
| 1176,8 | -996,5 | 1541,7 | 0,763313 | 40,26 | 2,3342 | 991,82 | 0,842811 |
| 1696,9 | -960,1 | 1949,5 | 0,870428 | 29,51 | 2,9521 | 1476 | 0,869821 |
| 2094,4 | -929,4 | 2291,2 | 0,914106 | 23,93 | 3,4705 | 1837,68 | 0,877426 |
| 2630,1 | -891,3 | 2776,9 | 0,947135 | 18,72 | 4,2075 | 2297,88 | 0,873685 |
| 3170,2 | -862,5 | 3286,3 | 0,964672 | 15,22 | 4,9801 | 2783,2 | 0,877926 |
| 3587,8 | -847,2 | 3686,3 | 0,973279 | 13,29 | 5,591 | 3128,08 | 0,871866 |
| 3868,4 | -843,6 | 3959,2 | 0,977066 | 12,3 | 6,005 | 3334,76 | 0,862051 |

Da essa è possibile ricavare i seguenti grafici:

- Andamento di P e Q al variare del carico (fig. 6.16):

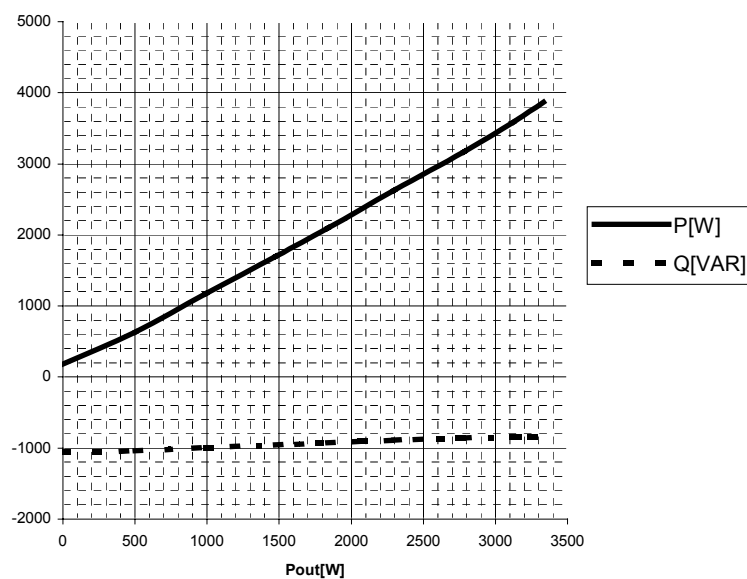


Figura 6.16

La potenza attiva cresce linearmente col carico mentre quella reattiva rimane grossomodo costante (il modulo decresce molto lentamente col carico). Per $P_{OUT} \leq 800W$, Q ha un valore in modulo più grande di P ; da ciò si può concludere che il sistema è fuori dalle specifiche per resistenze di carico superiori a $2,88\Omega$ ($800W$ di potenza di uscita).

Per $P_{OUT} \geq 800W$, si ha che la potenza attiva, all'aumentare del carico, tende a diventare sempre più grande del modulo di Q ; dunque, per carichi elevati, si ha una potenza reattiva piccola e quindi accettabile.

- Rendimento (η): la curva del rendimento è grossomodo uguale a quella ottenuta dalle misure precedenti (fig. 6.17); anche in questo caso si può concludere che l'alimentatore funziona correttamente per $P_{OUT} \geq 800W$

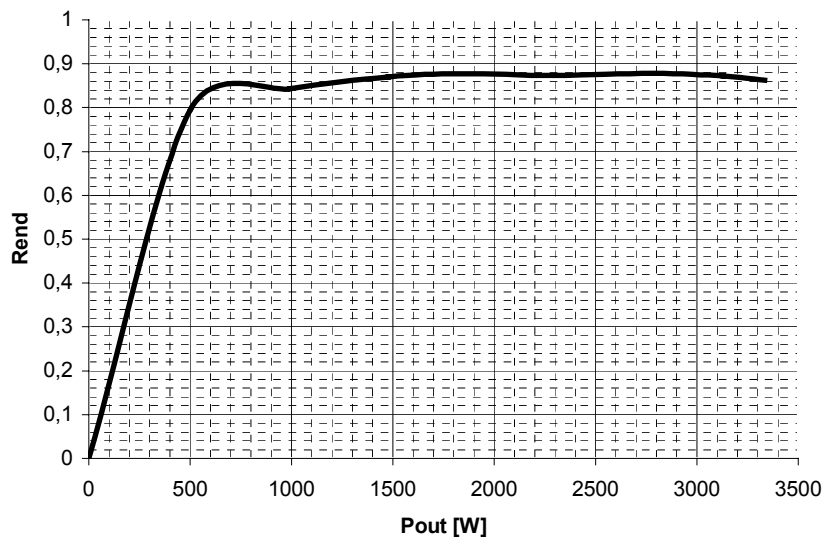


Figura 6.17

- Fattore di potenza (PF) e φ : dai successivi grafici (fig. 6.18, 6.19), si può notare che, rispetto al caso precedente, sono aumentate moltissimo le dinamiche delle due grandezze; ad esempio, i valori di PF sono contenuti grossomodo nell'intervallo $0,2 \div 1$.

Comunque la situazione è notevolmente migliorata infatti, per $P_{OUT} \geq 800W$, il PF aumenta progressivamente con l'aumentare del carico e si avvicina molto all'unità.

Questo fenomeno è intuibile anche dal grafico di φ , infatti si può notare che tale parametro, per $P_{OUT} \geq 800W$, diminuisce progressivamente e tende ad annullarsi.

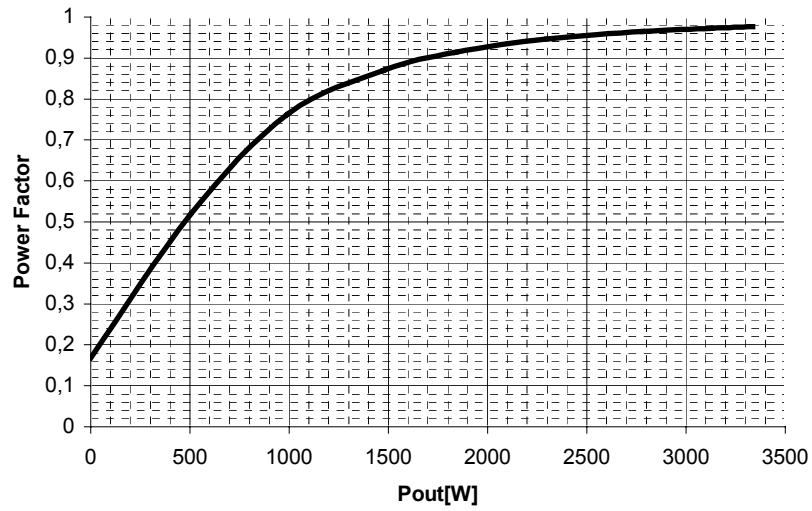


Figura 6.18

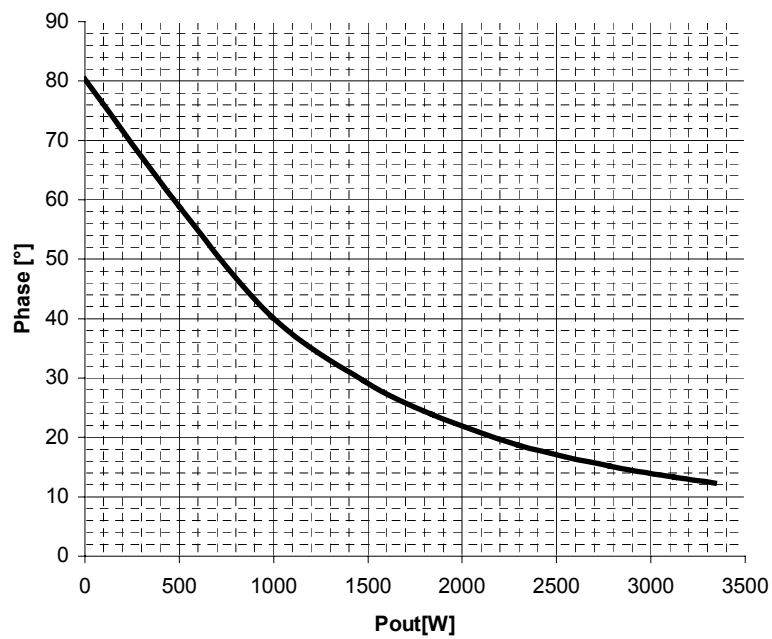


Figura 6.19

- Valore efficace della corrente di fase (I_{RMS}): per apprezzare meglio le migliorie introdotte dal filtro, sul grafico riportato qui sotto (fig. 6.20) sono stati indicati gli andamenti di I_{RMS} senza filtro (I_{RMS1}) e con filtro (I_{RMS2}).

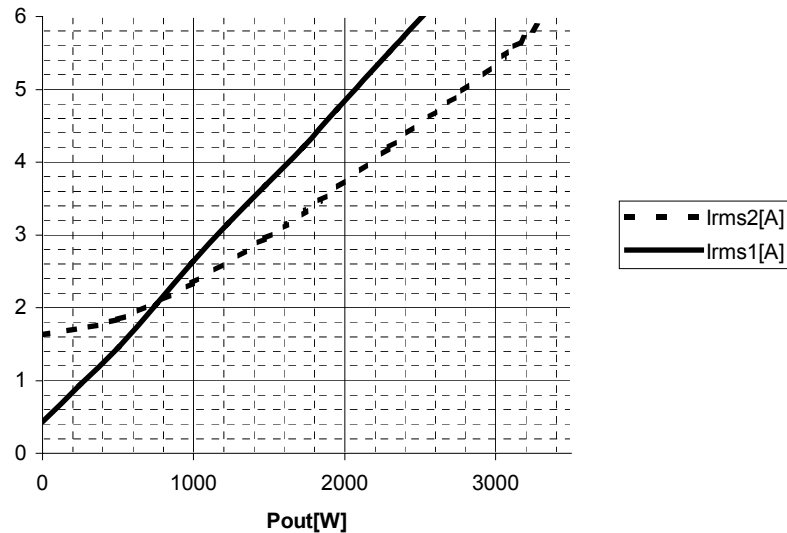


Figura 6.20

Con l'aggiunta del filtro, I_{RMS} sale più lentamente rispetto al caso precedente, quindi, per $P_{OUT} \geq 800W$ e a parità di potenza di uscita, $I_{RMS2} < I_{RMS1}$.

La situazione è notevolmente migliorata visto che è possibile raggiungere potenze di uscita elevate senza avere un eccessivo valore di I_{RMS} che può risultare dannoso per l'intero sistema; infatti l'ELGAR, in questo caso, entra in protezione per una P_{OUT} superiore.

6.4.2 Analisi del fattore di potenza

L'inserimento del filtro provoca un sostanziale miglioramento per quanto riguarda il fattore di potenza; conviene comunque confrontare gli andamenti di PF con e senza filtro (fig. 6.21):

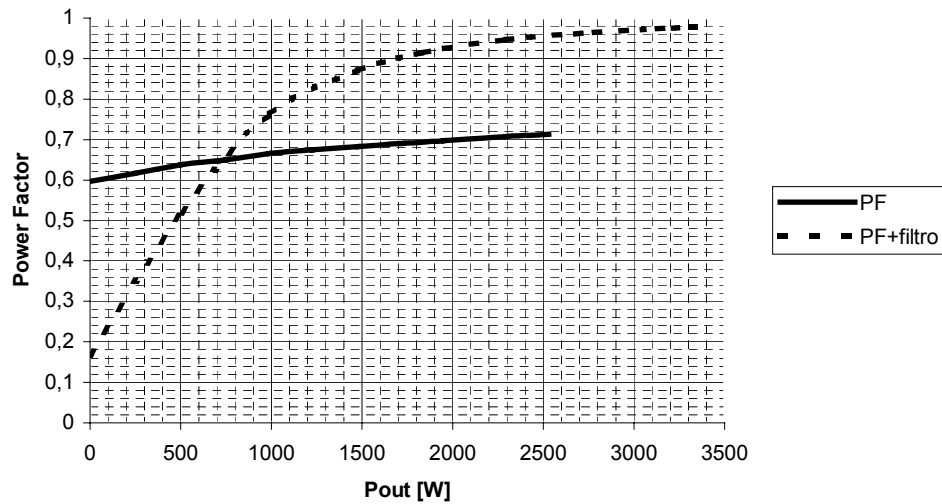


Figura 6.21

Per carichi con resistenza inferiore a $2,88\Omega$ ($P_{OUT} \geq 800W$), il fattore di potenza del sistema comprendente il filtro, è nettamente migliore di quello privo di filtro e, per potenze di uscita superiori a $2000W$, si avvicina molto alla condizione ideale.

Dal grafico, però, si può notare che, per potenze di uscita inferiori a $800W$, l'aggiunta del filtro provoca un sostanziale peggioramento di PF ; tale fenomeno può essere ricavato anche dalla visualizzazione dell'andamento delle correnti di fase al variare del carico (fig. 6.22a, 6.22b, 6.22c):

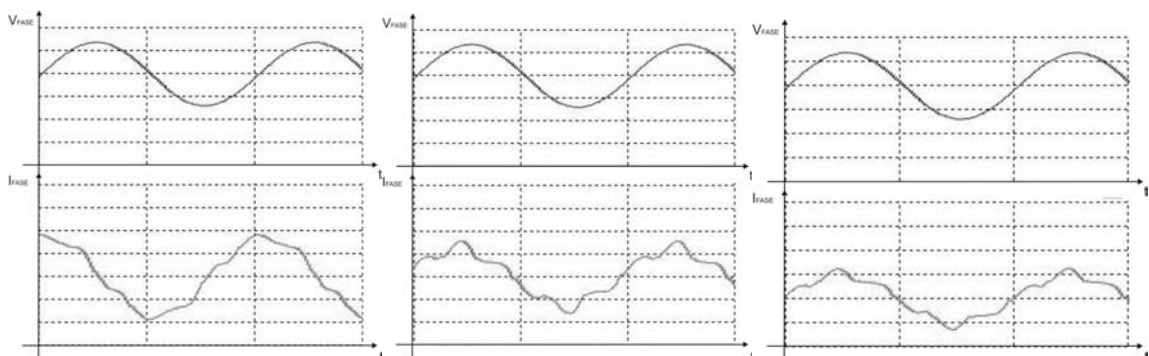


Figura 6.22a

Figura 6.22b

Figura 6.22c

I tre grafici mostrano gli andamenti temporali della tensione di fase, scelta arbitrariamente, e della rispettiva corrente in assenza di carico, per $R_L = 1,37\Omega$ ($P_{OUT} = 1680W$) e per $R_L = 0,74\Omega$ ($P_{OUT} = 3120W$).

È immediato notare l'effetto benefico dei notch; la corrente, in tutti e tre i casi, assume grossomodo un andamento sinusoidale e non più la forma d'onda impulsiva vista in precedenza. Nel caso caratterizzato dall'assenza di carico, si può notare che la corrente è in anticipo rispetto alla tensione di fase, di un angolo di circa 90° e quindi l'impedenza vista è puramente capacitiva. All'aumentare del carico, tale differenza di fase diminuisce progressivamente fino a raggiungere quasi l'annullamento per $P_{OUT} = P_{OUT_{MAX}} = 4000W$ (andamento di φ al variare del carico).

Per ottenere un fattore di potenza accettabile anche in condizioni di bassi carichi, è necessario effettuare un rifasamento attraverso l'aggiunta di tre induttanze, una per ogni fase.

Dal grafico rappresentante la potenza attiva e la potenza reattiva, si può notare che il valore di quest'ultima rimane grossomodo costante per qualsiasi resistenza di carico; da tale considerazione, si può concludere che ogni fase vede un carico capacitivo costante ed uno resistivo dipendente dal carico. Ciò può essere schematizzato tramite il seguente circuito elettrico equivalente (fig. 6.23):

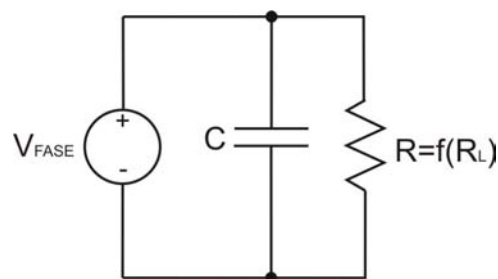


Figura 6.23

Per compensare la potenza reattiva negativa, bisogna inserire in parallelo a C un'induttanza capace di risuonare con quest'ultimo alla frequenza di rete.

In termini di potenza, l'inserimento di un'induttanza di tale valore provoca una potenza reattiva con lo stesso modulo della potenza reattiva dovuta a C ma di segno opposto; il risultato è che le due potenze si elidono a vicenda.

La potenza reattiva erogata da ogni singola fase è pari a:

$$Q \cong -1000VAR$$

Da tale parametro, è immediato ricavare la capacità C :

$$|Q| = \frac{V_{eff}^2}{X_C}$$

$$X_C = \frac{V_{eff}^2}{|Q|} = 48,4\Omega$$

$$C = \frac{1}{\omega X_C} = 65,8\mu F$$

L'induttanza da inserire per ottenere la risonanza è pari a:

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = 154mH$$

Tale valore comporta la realizzazione di un induttore con dimensioni troppo elevate; bisogna però ricordare che lo scopo di questa modifica non è l'annullamento della potenza reattiva, bensì il miglioramento del fattore di potenza che, con l'inserimento del filtro, si è notevolmente abbassato per potenze inferiori a $800W$. Al tal fine, si è optato per un valore d'induttanza inferiore e pari a $40mH$. Lo schema elettrico definitivo del filtro è il seguente (fig. 6.24):

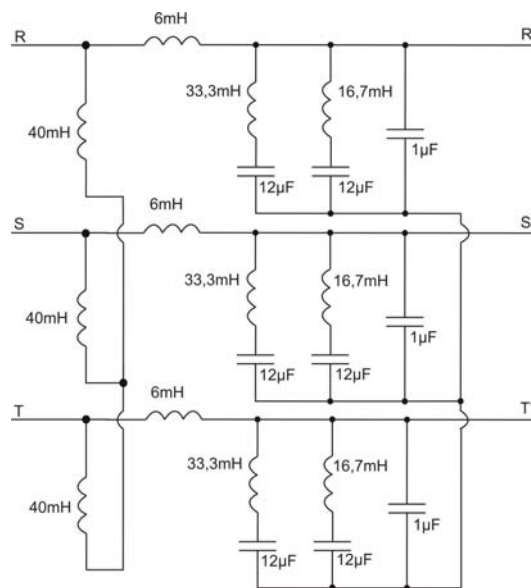


Figura 6.24

Le tre induttanze vengono collegate nella consueta configurazione a stella quindi, anche in questo caso, il nuovo centro stella si trova allo stesso potenziale degli altri.

Le misure effettuate per verificare il miglioramento del fattore di potenza, hanno dato come risultato i seguenti valori indicati nella tabella sottostante:

| P [W] | Pout [W] | PF | η |
|--------------|-----------------|-----------|--------------------------|
| 286,3 | 91,2 | 0,556 | 0,31855 |
| 500,8 | 331,2 | 0,756 | 0,66131 |
| 751,9 | 571,2 | 0,861 | 0,759691 |
| 1016,8 | 806,4 | 0,912 | 0,7931 |
| 1282,6 | 1041,6 | 0,940 | 0,812126 |
| 1554,7 | 1276,8 | 0,956 | 0,821257 |
| 1824,0 | 1507,2 | 0,966 | 0,826311 |
| 2103,4 | 1737,6 | 0,972 | 0,826099 |
| 2296,0 | 1886,0 | 0,975 | 0,821446 |

Per analizzare le miglorie ottenute da quest'ultima modifica, conviene confrontare il vecchio andamento del fattore di potenza con quello ottenuto dalle ultime misure (fig. 6.25):

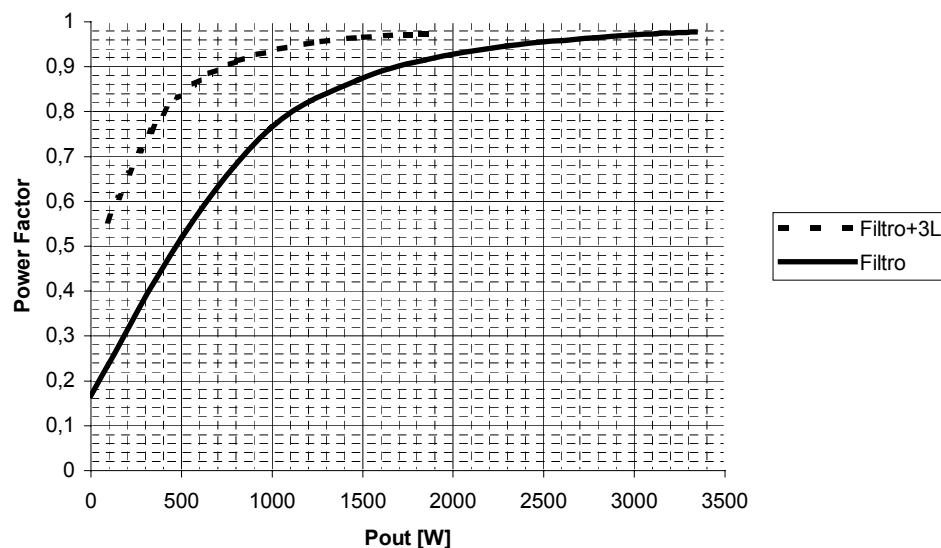


Figura 6.25

Ciò che si ottiene, è che il nuovo PF sale più rapidamente (per $P_{OUT} = 800W$, il fattore di potenza è pari a circa 0,9) e quindi acquisisce valori accettabili anche in corrispondenza di bassi carichi di uscita.

L'aggiunta della stella d'impedenze introduce una diminuzione del rendimento dell'intero sistema; ciò è dovuto alle resistenze parassite associate ai tre induttori inseriti.

Per visualizzare il peggioramento ottenuto, si confronta il vecchio rendimento con quello nuovo (fig. 6.26):

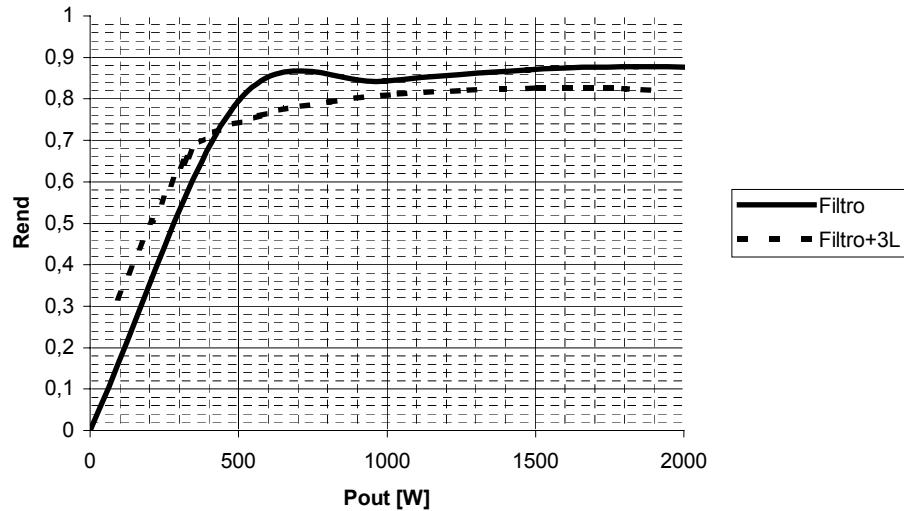


Figura 6.26

In assenza della stella d'induttanze e all'aumentare del carico, η si stabilizza ad un valore di circa 0,88 mentre, con l'aggiunta della nuova struttura, η si attenua e si stabilizza all'aumentare del carico ad un valore pari a circa 0,82. Si ottiene comunque un leggero miglioramento del parametro per potenze di uscita inferiori a 500W.

6.4.3 Verifica dei limiti della normativa

I limiti imposti dalla normativa devono essere rispettati per qualsiasi carico collegato in uscita; a tal fine, le varie componenti armoniche sono state misurate in corrispondenza di carichi differenti.

I risultati ottenuti sono indicati nei seguenti grafici (fig. 6.27a, 6.27b, 6.27c, 6.27d):

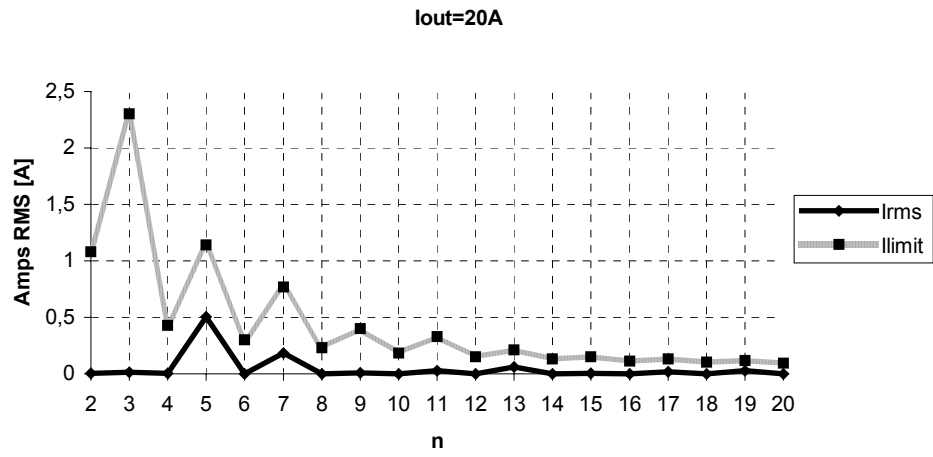


Figura 6.27a

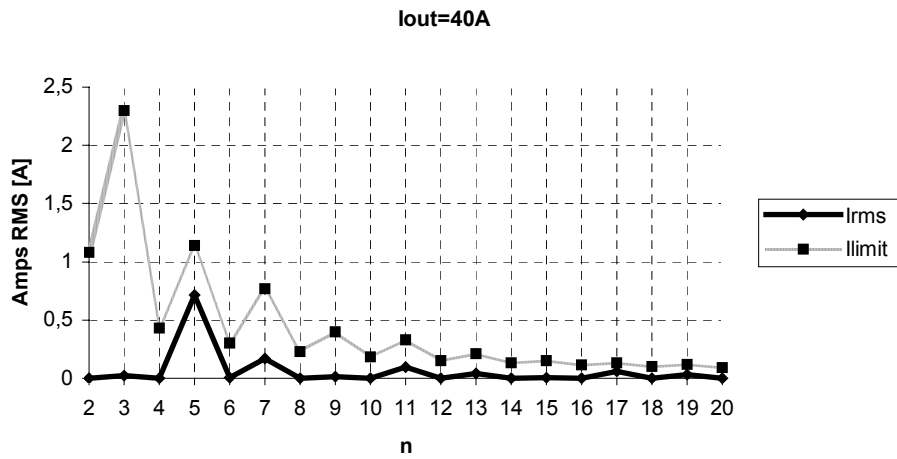


Figura 6.27b

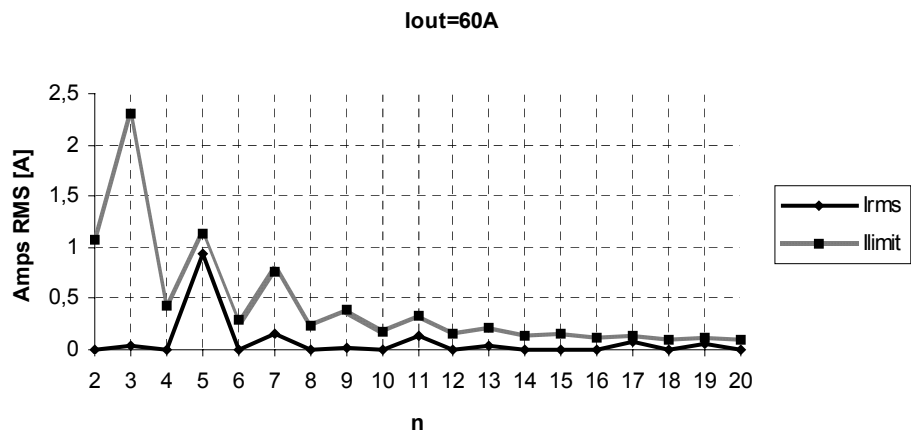


Figura 6.27c

7 Misure in campo magnetico

7.1 Caratteristiche del magnete

La caratteristica principale dell'alimentatore A3486 è quella di mantenere un elevato rendimento anche in ambienti caratterizzati da campi magnetici elevati; in particolare, la specifica prevede il corretto funzionamento per una densità di flusso magnetico massima pari a $2kG$ ($0,2T$).

Per verificare tale caratteristica, sono state fatte una serie di misure presso il C.E.R.N., il quale ha messo a disposizione dell'azienda un magnete capace di generare un campo magnetico variabile dall'utente.

Il magnete ha la seguente struttura (fig. 7.1):

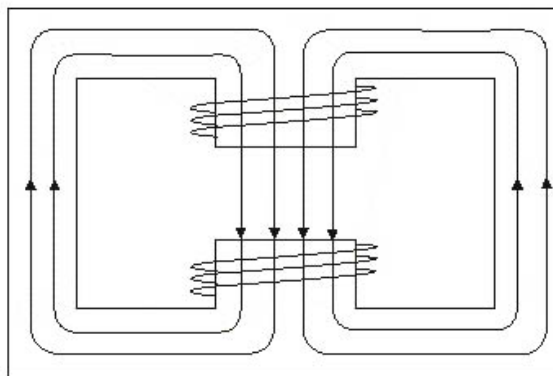


Figura 7.1

Le due bobine sono collegate in serie e, essendo avvolte in un materiale ferromagnetico, se percorse da corrente generano un campo magnetico le cui linee di forza rimangono confinate all'interno del nucleo.

Come è possibile notare dalla figura, il nucleo è interrotto centralmente da un'intercapedine; affinché le linee di forza si richiudano, esse sono costrette a propagarsi in aria dando origine, nell'intercapedine, ad un campo elettrico uniforme, la cui intensità dipende dal valore della corrente che percorre le bobine.

L'intera struttura ha una massa di $20T$ mentre la caratteristica che lega l'induzione magnetica con la corrente, è rappresentata dal grafico seguente (fig. 7.2):

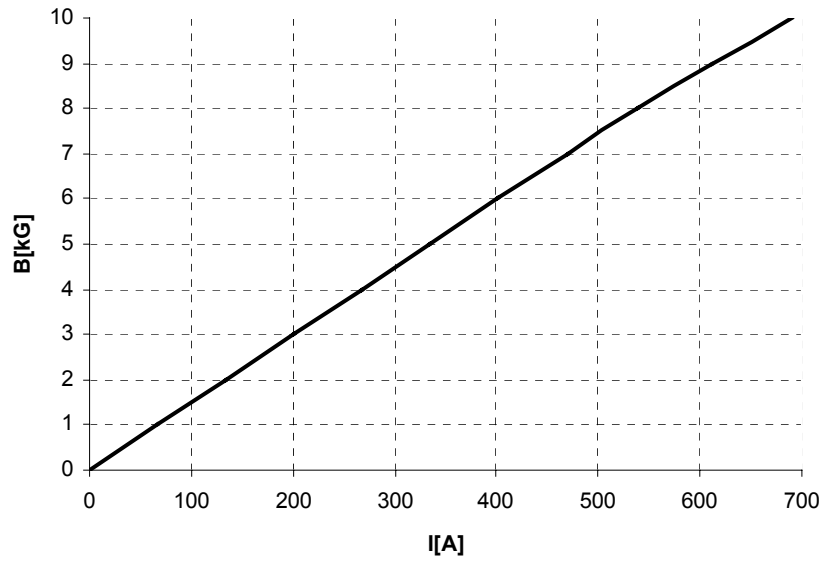


Figura 7.2

Considerando che $1T = 10kG$, l'intervallo di interesse dell'induzione magnetica espressa nel sistema internazionale, è pari a $0 \div 0,2T$.

Nell'intercapedine, il campo magnetico si propaga in aria quindi, per avere la relazione che lega la corrente all'intensità del campo magnetico, bisogna dividere B per μ_0 ; da ciò si ottiene il seguente grafico (fig. 7.3):

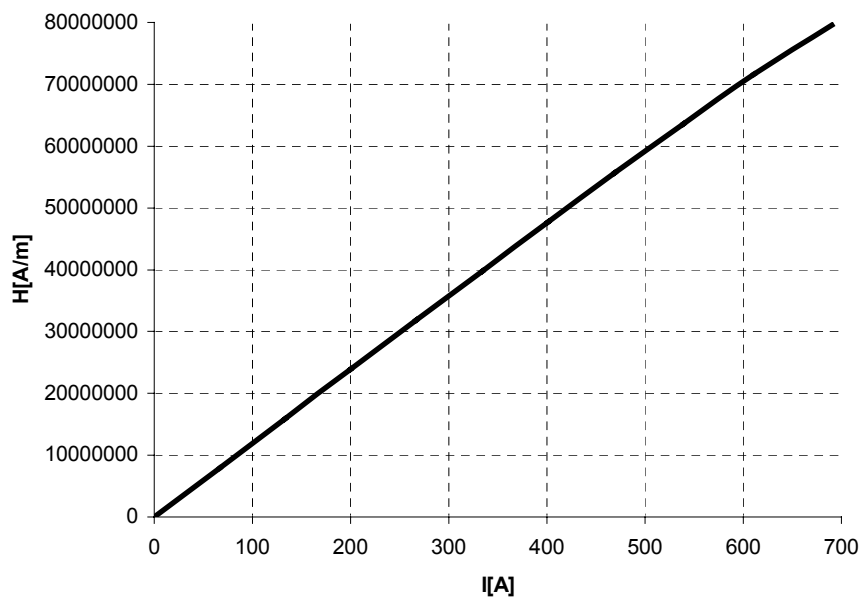


Figura 7.3

7.2 Misure effettuate

Il test viene effettuato ponendo il modulo AC/DC di A3486 sopra dei supporti di legno posizionati all'interno dell'intercapedine (fig. 7.4) e, in corrispondenza di un determinato valore di campo magnetico, vengono prelevati i valori delle grandezze elettriche che caratterizzano il sistema.



Figura 7.4

I due alimentatori che compongono AC/DC hanno la capacità di funzionare indipendentemente l'uno dall'altro oppure in parallelo dando origine ad un alimentatore unico capace di erogare $4kW$; è necessario dunque effettuare due serie di misure, ognuna delle quali ha il compito di verificare una determinata modalità di funzionamento. Facendo funzionare un singolo alimentatore da $2kW$, sono stati ottenuti i seguenti parametri indicati nella tabelle seguenti:

| B [G] | I_{rms} [A] | V_{rms} [V] | P_{fase} [W] | V_{out} [V] | I_{out} [A] | η % | A-MID [V] | MID-B [V] | MID1-MID [V] | MID2-B [V] |
|------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|---------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|----------------------|----------------------------|----------------------------|-------------------------------|-----------------------------|
| 500 | 1,42 | 226,8 | 185 | 48 | 10,1 | 87,35 | 282 | 276 | 146 | 146 |
| | 2,38 | 226 | 350 | 48 | 20,1 | 91,88 | 278 | 272 | 140 | 140 |
| | 3,85 | 226,5 | 600 | 48 | 35 | 93,33 | 271 | 269 | 134 | 134 |

| B [G] | Irms [A] | Vrms [V] | Pfase [W] | Vout [V] | Iout [A] | η % | A-MID [V] | MID-B [V] | MID1-MID [V] | MID2-B [V] |
|------------------------|---------------------------|---------------------------|----------------------------|---------------------------|---------------------------|--------------------|----------------------------|----------------------------|-------------------------------|-----------------------------|
| 1000 | 1,41 | 226,3 | 186 | 48 | 10,1 | 86,88 | 282 | 275 | 144 | 142 |
| | 2,45 | 226,6 | 350 | 48 | 20,1 | 91,88 | 280 | 273 | 141 | 142 |
| | 3,95 | 228 | 610 | 48 | 35 | 91,8 | 276 | 270 | 136 | 146 |

| B [G] | Irms [A] | Vrms [V] | Pfase [W] | Vout [V] | Iout [A] | η % | A-MID [V] | MID-B [V] | MID1-MID [V] | MID2-B [V] |
|------------------------|---------------------------|---------------------------|----------------------------|---------------------------|---------------------------|--------------------|----------------------------|----------------------------|-------------------------------|-----------------------------|
| 1500 | 1,45 | 228 | 188 | 48 | 10,1 | 85,95 | 282 | 276 | 142 | 142 |
| | 2,54 | 225,3 | 350 | 48 | 20,1 | 91,88 | 276 | 274 | 138 | 142 |
| | 4 | 225 | 613 | 48 | 35 | 91,35 | 276 | 273 | 136 | 147 |

| B [G] | Irms [A] | Vrms [V] | Pfase [W] | Vout [V] | Iout [A] | η % | A-MID [V] | MID-B [V] | MID1-MID [V] | MID2-B [V] |
|------------------------|---------------------------|---------------------------|----------------------------|---------------------------|---------------------------|--------------------|----------------------------|----------------------------|-------------------------------|-----------------------------|
| 2000 | 1,44 | 229 | 190 | 48 | 10,1 | 85,5 | 282 | 276 | 145 | 142 |
| | 2,56 | 227 | 355 | 48 | 20,1 | 90,59 | 276 | 273 | 139 | 143 |
| | 4,15 | 227 | 615 | 48 | 35 | 91,05 | 268 | 268 | 132 | 142 |

Le tensioni indicate nelle ultime colonne delle tabelle, sono state prelevate dai vari punti di mezzo indicati nella figura sottostante (fig. 7.5):

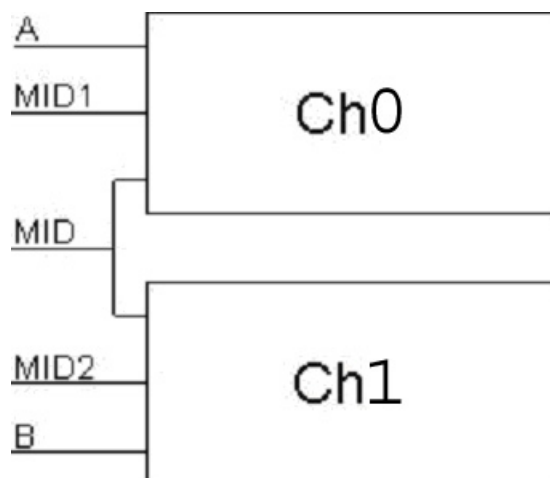


Figura 7.5

L'aumento d'intensità di B , quindi del campo magnetico H , provoca una leggera diminuzione del rendimento; tale fenomeno può essere rappresentato tramite il seguente grafico (fig. 7.6):

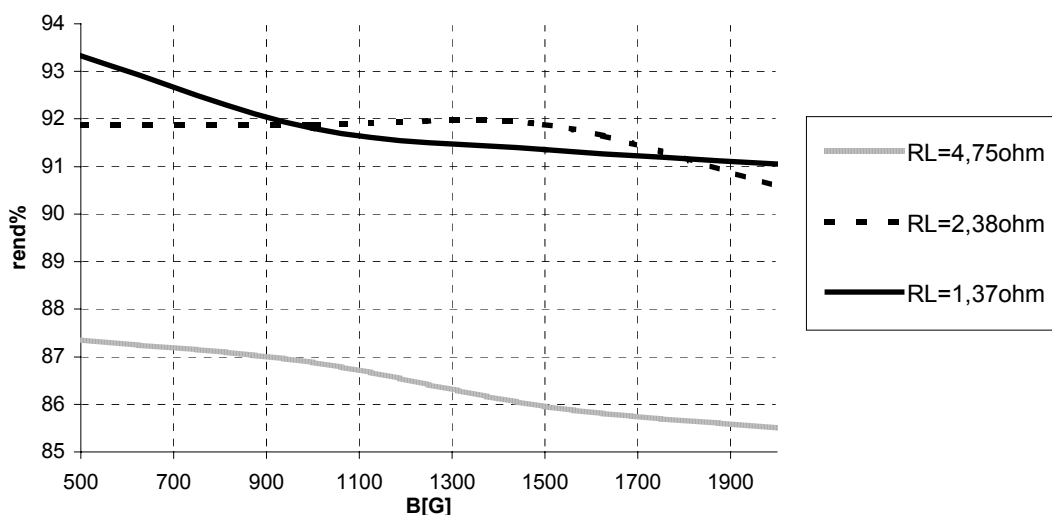


Figura 7.6

Nei tre casi, caratterizzati da tre differenti valori della resistenza di carico, l'andamento è sempre decrescente anche se, per carichi elevati ed in corrispondenza di $B_{MAX} = 2kG$, il rendimento rimane superiore al 90%.

In conclusione si può affermare che, in corrispondenza di $B_{MAX} = 2kG$, i nuclei dei vari componenti magnetici (trasformatore ed induttanza di uscita) non raggiungono la saturazione, la quale provoca una drastica diminuzione del rendimento; in questo caso, il rendimento rimane elevato, quindi entro le specifiche richieste.

Dato che il loop dell'alimentatore tende a mantenere costante la potenza di uscita, la leggera diminuzione del rendimento si ripercuote sul valor efficace della corrente d'ingresso (I_{RMS}) e sulla potenza attiva erogata da ogni singola fase (P_{FASE}); infatti, in corrispondenza dell'aumento dell'intensità del campo magnetico, essi aumentano in modo tale da mantenere la potenza d'uscita costante.

Come si può vedere dai valori indicati nelle tabelle precedenti, le tensioni prelevate dai vari punti di mezzo non sono influenzate dal campo magnetico e rimangono grossomodo costanti.

Le misure effettuate sull'AC/DC nella sua configurazione convenzionale, ovvero quella in cui i due alimentatori sono connessi in parallelo, sono riportate nella tabella sottostante:

| B[G] | Vrms[V] | Irms[A] | Pfase[W] | Vout[V] | Iout[A] | η% |
|-------------|----------------|----------------|-----------------|----------------|----------------|-----------|
| 500 | 227 | 7,3 | 1128 | 48 | 68 | 96,45 |
| 1000 | 226 | 7,45 | 1130 | 48 | 68 | 96,28 |
| 1500 | 227 | 7,57 | 1135 | 48 | 68 | 95,85 |
| 2000 | 227 | 7,8 | 1140 | 48 | 68 | 95,43 |

I parametri sono stati ricavati in condizioni di carico elevato dato che, come è stato visto precedentemente, il materiale utilizzato per realizzare i nuclei del trasformatore e dell'induttanza di uscita si avvicina alla saturazione in corrispondenza di elevate potenze di uscita.

Anche in questo caso le specifiche vengono rispettate infatti, per $B_{MAX} = 2kG$, il rendimento è sempre molto elevato: il suo andamento è rappresentato nel grafico sottostante (fig. 7.7):

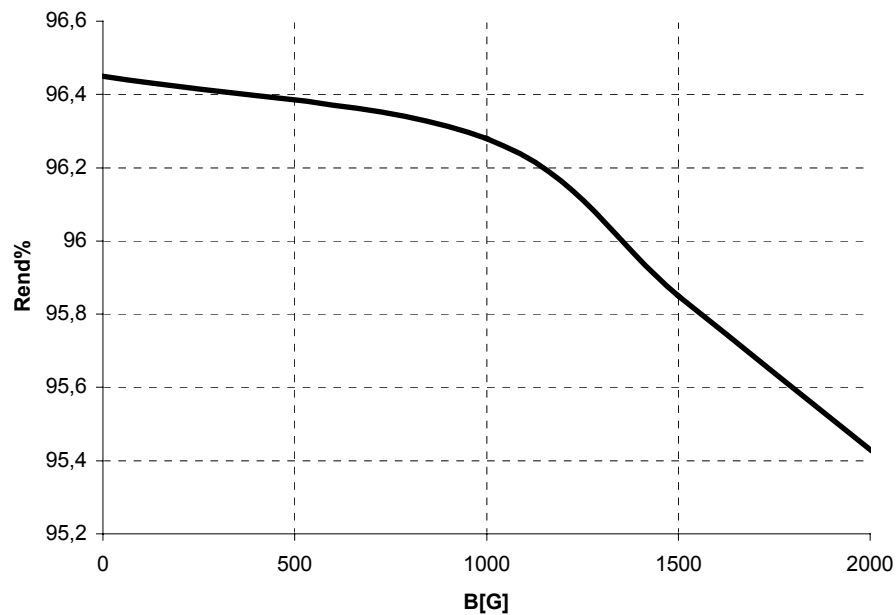


Figura 7.7

8 Test in campo radiativo

8.1 Effetti delle radiazioni

Se il sistema viene utilizzato in un ambiente caratterizzato da radiazioni di varia natura ed intensità, esso può uscire dalle specifiche e funzionare in maniera anomala. In particolare, i componenti che risentono del fenomeno radiativo, sono i MOS.

Gli effetti introdotti dalle radiazioni sono i seguenti:

- Single Event Latch-up: si ha l'innescò di un SCR parassita che, se ciò non viene fermato in tempo, provoca la rottura del transistor.
- Single Event Upset: si tratta di uno sporadico rilascio locale di carica prodotta da ionizzazione che altera, ad esempio, i dati immagazzinati in una cella di memoria mandando in tilt una logica programmabile o invalidando un dato. Tale fenomeno non causa la rottura del MOS.

Dunque, le parti critiche del sistema A3486, ovvero quelle che risentono dell'effetto delle radiazioni, sono i quattro convertitori DC/DC dei canali (i quattro MOS presenti nel Primary Side) e la scheda di controllo A1000, contenente il μ C ed un blocco memorie.

8.2 Test effettuati

Il sistema A3486, in particolare il modulo AC/DC che normalmente è sottoposto a campi magnetici e radiazioni, è stato sottoposto ad una serie di sorgenti radiative di varia natura.

I test effettuati sono i seguenti:

- Test effettuato presso il Centro Ricerche della Casaccia ENEA: il sistema, posizionato a 180cm dalla sorgente di Cobalto-60, è stato sottoposto ad una dose di raggi γ pari a 50Gy/h per un periodo di 4 ore e 16 minuti. La dose effettiva alla quale i componenti sono stati sottoposti è pari a 48Gy/h dato che il pannello introduce un'attenuazione del 4%.

- Test effettuato presso Uppsala: il sistema è stato sottoposto per 1 ora e 15 minuti ad un fascio protonico di densità pari a $6 \cdot 10^7 p/cm^2$; la dose fornita è pari a $182Gy$.

In entrambi i casi, sia la parte di controllo che quella relativa alla conversione DC/DC non assumono dei funzionamenti anomali mantenendo così il sistema entro le specifiche.

Bibliografia

Articoli:

- *Richard Redl, Ivo Barbi, Nathan O. Sokal, Roger Gules “DC–DC Converter: Four Switches $V_{pk} = V_{in}/2$, Capacitive Turn-Off Snubbing, ZV Turn-On”*
- *On Semiconductor “Switchmode Power Supplies”*
- *Unitrode, Design Note by Laszlo Balogh “The Current-Doubler Rectifier: An Alternative Rectification Technique For Push-Pull And Bridge Converters”*
- *Università degli Studi di Padova “Trasformatori ad alta frequenza”*
- *Aalborg University, Institute of Energy Technology Department of Electrical Energy Conversion “Power converters AC/DC and DC/AC - MM2”*
- *Fairchild Semiconductor AN42047 “Power Factor Correction (PFC) Basics”*

Conclusioni

Il lavoro di analisi e caratterizzazione effettuato, ha comportato l'utilizzo di particolari strumenti di acquisizione dati e di analisi quali, ad esempio, Pspice, il sistema multifunzione WT1600, il generatore trifase ELGAR e l'oscilloscopio.

I dati ottenuti sono stati utilizzati per introdurre varie modifiche e, in particolare, sono risultati fondamentali per la successiva realizzazione e perfezionamento del Notch Filter.

È necessario fare presente che le migliorie introdotte dal Notch Filter potevano essere ottenute anche grazie ad un Power Factor Corrector; quest'ultima soluzione, in termini di ingombro e quindi di costo, è nettamente migliore della soluzione implementata ma risulta essere più complessa in termini di progetto dato che richiede l'utilizzo di elementi attivi.

La scelta di risolvere i problemi introdotti dal collegamento diretto dell'AC/DC al trifase tramite l'utilizzo di un filtro passivo, deriva dalla semplicità e dalla conseguente rapidità di realizzazione; infatti, l'esigenze aziendali hanno portato ad immettere il prodotto rapidamente sul mercato quindi la soluzione più rapida è risultata essere quella del Notch Filter.

Ovviamente, tale soluzione è provvisoria dato che sta partendo il progetto per la realizzazione del PFC.

La normativa trattata in questo elaborato non è l'unica di cui bisogna tenere conto; ne esistono altre come, ad esempio, quella che si occupa dei disturbi condotti. Tali problematiche sono attualmente trattate.