

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
SEDE DECENTRATA DI VICENZA



FACOLTÀ DI INGEGNERIA
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE
IN INGEGNERIA MECCATRONICA

ALIMENTATORE RISONANTE PER LAMPADE
A STATO SOLIDO

Relatore

Ch.mo Prof. SIMONE BUSO

Laureando

ANDREA BONOMI

ANNO ACCADEMICO 2010/11

INDICE

Introduzione

CAP 1. Lampade a Led

- 1.1 *Finalità del progetto*
- 1.2 *Asymmetrical h-b flyback*
- 1.3 *Duty cycle asimmetrico e soft switching*

CAP 2. Dimensionamento del circuito di potenza

- 2.1 *Caratteristiche fisiche del circuito*
- 2.2 *Criteri di dimensionamento*
- 2.3 *Analisi delle fasi di conduzione del circuito*
- 2.4 *Primo metodo di dimensionamento*
- 2.5 *Secondo metodo di dimensionamento*
- 2.6 *Scelta del metodo utilizzato discussione dei risultati*
- 2.7 *Scelta del simulatore*
- 2.8 *Simulazioni*

CAP 3. Controllo del circuito

- 3.1 *Problematiche e performance*
- 3.2 *Scelta del controllore*
- 3.3 *Sintesi del controllore ed esposizione risultati con modello semplificato*
- 3.4 *Simulazioni su circuito completo*
- 3.5 *Analisi risultati*

CAP 4. Realizzazione fisica del circuito e del controllore

- 4.1 *Differenze tra le ipotesi di progetto e condizioni reali*
- 4.2 *Pcb schema e dettagli*
- 4.3 *Rete che realizza il controllo del duty-cycle*
- 4.4 *Rete che realizza il controllo della frequenza di commutazione*

CAP 5. Risultati ottenuti con controllore in feedforward

5.1 *Grandezze monitorate*

5.2 *Esposizione dei risultati*

5.3 *Analisi delle armoniche*

5.4 *Sviluppi e possibili ottimizzazioni*

Conclusioni

Sommario

L'illuminazione a stato solido (SSL), ovvero l'illuminazione che si basa su semiconduttori per trasformare l'elettricità in luce, si sta espandendo in modo considerevole visto il guadagno notevole per quanto riguarda il rendimento e la durata delle lampade impiegate. In particolare le lampade a LED ad alta intensità luminosa ricoprono una componente importante di questo tipo di illuminazione.

Lo scopo di questa tesi è il dimensionamento e la successiva realizzazione fisica di un alimentatore per lampade a LED in grado di garantire un flusso luminoso di circa un migliaio di lumen. Per ottenere tale risultato si procederà inizialmente con una parte teorica per il dimensionamento del convertitore DC-DC, e quindi del circuito di potenza dell'alimentatore, seguito dalla scelta e progetto del controllore utilizzato.

La scelta di un particolare convertitore isolato con topologia risonante e di un controllo in feedforward per la regolazione delle grandezze d'uscita caratterizzano il lavoro svolto.

Introduzione

L'illuminazione a stato solido (SSL), ovvero l'illuminazione che si basa su semiconduttori per trasformare l'elettricità in luce, si sta espandendo in modo considerevole visto il guadagno notevole per quanto riguarda il rendimento e la durata delle lampade impiegate. In particolare le lampade a LED ad alta intensità luminosa ricoprono una componente importante di questo tipo di illuminazione.

L'obiettivo che questo lavoro si pone è la progettazione e realizzazione di un alimentatore per lampade LED, ovvero la realizzazione di una lampada LED che possa essere connessa direttamente alla rete di distribuzione e che potenzialmente possa sostituire le più comuni lampade per l'illuminazione: lampade ad incandescenza o fluorescenti.

L'alimentatore deve essere quindi in grado di pilotare una serie di 5 LED partendo dalla tensione di rete. Per fare questo, esso comprende un primo stadio dove la tensione alternata a 50 Hz viene raddrizzata. Per soddisfare le norme sull'assorbimento di armoniche (EN61000 3-2) e per rendere il circuito di raddrizzamento semplice e poco costoso, evitando così l'utilizzo di raddrizzatori ad elevato fattore di potenza (PFC), si sceglie di inserire un piccolo condensatore in uscita al ponte di Graetz, accettando però che la tensione in ingresso al convertitore, che costituisce il secondo stadio, possa variare in modo considerevole (200V-330V).

La scelta sulla topologia di convertitore da utilizzare è caduta sull'asymmetrical half bridge (AHB) flyback. Tale convertitore presenta alcuni pregi, come il dimezzamento delle perdite per commutazione e l'utilizzo delle non idealità del trasformatore nel funzionamento del circuito stesso, che ne hanno determinato la scelta.

Il lavoro si sviluppa quindi in una prima parte dove si analizza il funzionamento del convertitore seguito dal suo dimensionamento. Viene poi scelto il controllore che si vuole utilizzare per il controllo della tensione che alimenta la serie dei LED e tramite simulazioni lo si dimensiona. Nel capitolo successivo, viene mostrato il circuito fisico (scheda PCB) ed infine vi è la presentazione dei risultati sperimentali trovati.

1. Lampade a LED

1.1 Finalità del progetto

Scopo del presente progetto è quello di realizzare una lampada a LED tale da poter essere connessa direttamente alla rete di distribuzione elettrica, contenendo sia i costi che la complessità circuitale e mantenendone comunque elevata l'efficienza.

Ora, come comunemente noto, le lampade LED sono alimentate mediante tensione continua, che può andare da pochi Volt a massimo poche decine, dove il valore dipende dal tipo di lampada scelta. Questo comporta la necessità di dover raddrizzare la tensione di linea ed abbassarne il valore fino a portare il bus di alimentazione al valore desiderato. Per motivi di sicurezza, vi è inoltre la necessità di avere l'uscita, ovvero l'alimentazione dei LED, isolata.

Per fare tutto questo, si è deciso di eseguire il raddrizzamento mediante un semplice ponte di Graetz con una capacità in uscita, mentre si è delegata la regolazione del valore di tensione, e relativo controllo, al convertitore a commutazione di potenza che segue. In particolare si è scelto di utilizzare un convertitore non convenzionale: l'half-bridge asimmetrico flyback.

1.2 Asymmetrical half-bridge flyback

Il convertitore a commutazione a mezzo ponte flyback con duty-cycle asimmetrico di Fig.1.1 è una particolare estensione del semplice convertitore flyback.

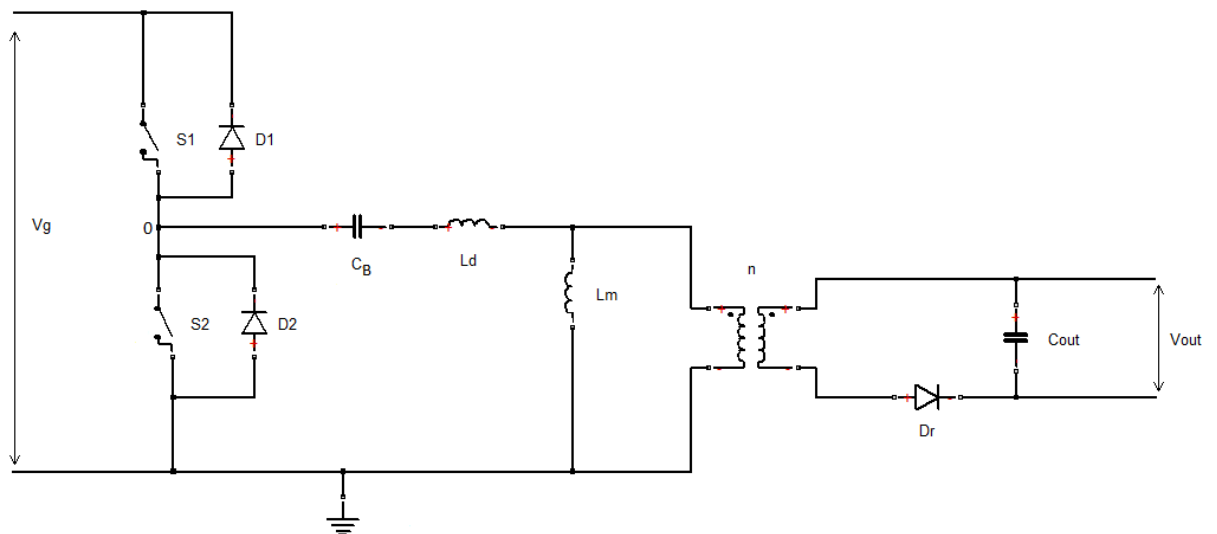


Figura 1.1: HB flyback

Il semplice convertitore flyback è un convertitore a commutazione di tipo buck-boost isolato, per il quale, regolando adeguatamente il valore del duty-cycle, vi è la possibilità di poter alzare o abbassare la tensione in uscita rispetto a quella di ingresso.

La scelta di tale convertitore deriva da alcuni aspetti interessanti che lo caratterizzano:

- La necessità di avere l'uscita isolata viene soddisfatta

- Vi è ampia libertà nell'adattamento e regolazione della tensione tramite il duty-cycle e il rapporto spire del trasformatore, n
- Le non idealità del trasformatore vengono sfruttate nel funzionamento del circuito

Tutte queste caratteristiche, combinate con la possibilità di operare il soft switching, illustrato nel paragrafo 1.3, hanno determinato la scelta di questa topologia di circuito.

1.3 Duty cycle asimmetrico e soft switching

Caratteristica importante del circuito di Fig.1 è di poter effettuare il soft switching, ovvero la riduzione sostanziale delle perdite per commutazione, unendo il comportamento risonante del circuito LC al primario con un duty-cycle di tipo asimmetrico.

Per comprendere il funzionamento del circuito di Fig.1.1 prendiamo in considerazione i comandi agli interruttori mostrati in Fig.1.2.

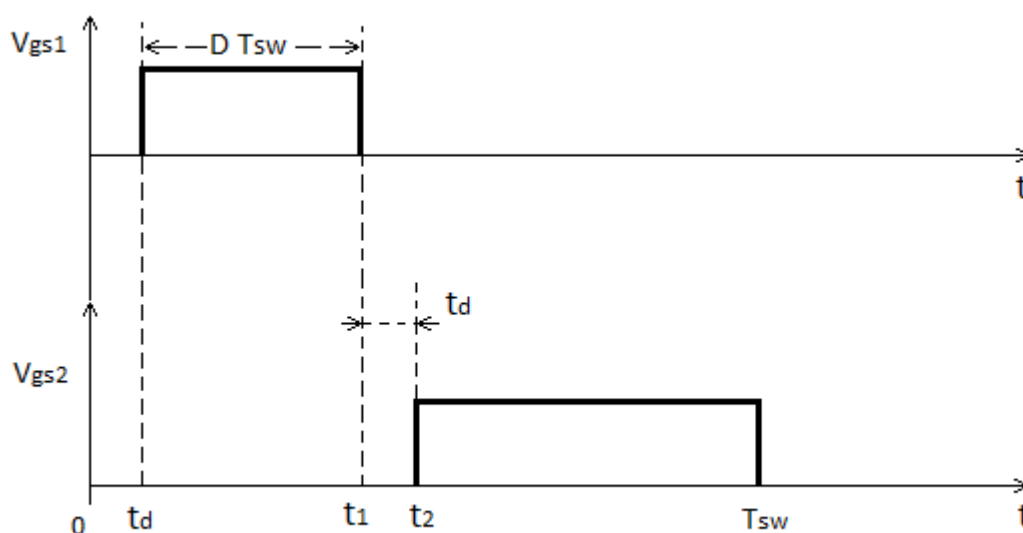


Figura 1.2: Comandi agli interruttori

Supponiamo inizialmente che la corrente sull'induttanza L_d sia negativa ed entrambi gli interruttori siano spenti. Tale corrente scarica la capacità parassita dell'interruttore S_1 e carica quella dell'interruttore S_2 , portando il nodo 0 ad assumere un valore di tensione superiore al valore di soglia per la conduzione del diodo D_1 e permettendo così che la corrente circoli nel diodo di ricircolo D_1 . Ora chiudiamo l'interruttore S_1 : tale commutazione avviene in assenza di perdite, perché a tensione nulla (zero voltage switching, ZVS), ovvero abbiamo ottenuto il soft switching per l'interruttore S_1 . Condizioni necessarie per ottenere questo, però, sono: avere un tempo morto t_d tale da permettere la scarica e carica delle capacità parassite e, lo stesso tempo morto, non eccessivamente grande, in modo da garantire la commutazione mentre la corrente scorre ancora sul diodo di ricircolo.

Dato un certo duty-cycle, all'istante t_1 avverrà l'apertura dell'interruttore S_1 ; la corrente I_{ld} , ora positiva, scaricherà la capacità parassita di S_2 e caricherà quella di S_1 portando il nodo 0 ad assumere un valore negativo e permettendo quindi il passaggio della corrente stessa sul diodo

D₂. Lasciando trascorrere un tempo morto t_d sufficiente da far completare questo passaggio si può chiudere anche l'interruttore S₂ in condizioni di soft switching.

La possibilità di effettuare tutte queste operazioni viene data dallo sfruttamento dell'energia immagazzinata nell'induttanza di dispersione del trasformatore. Durante i tempi morti, questa entra in risonanza con le capacità parassite degli interruttori, permettendone la carica e scarica senza la quale non sarebbe possibile effettuare il soft switching.

Il circuito di Fig. 1.1 combina quindi sia gli effetti positivi dei convertitori standard, per quanto riguarda le perdite per conduzione, che possono essere rese le più basse possibili con una scelta adeguata degli interruttori, sia basse perdite per commutazione. Il convertitore viene detto asimmetrico in quanto i comandi ai due interruttori non mantengono lo stesso duty-cycle.

Per far funzionare il tutto, è necessario stimare inizialmente un valore per i tempi morti di commutazione, quindi procedere con il dimensionamento del circuito risonante. Nel capitolo seguente verranno analizzate due modalità di progetto e si arriverà al dimensionamento del circuito.

2. Dimensionamento del circuito di potenza

2.1 Caratteristiche fisiche del circuito

Il circuito si presenta, come già visto al paragrafo 1.1, composto essenzialmente da tre parti principali: una parte di collegamento alla rete di distribuzione, ovvero la parte di raddrizzamento, una seconda parte data dal convertitore a commutazione ed infine una terza parte data dai LED .

Il raddrizzamento della tensione di linea avviene mediante l'utilizzo di un ponte di Graetz seguito da un condensatore. Tale condensatore si vorrebbe il più grande possibile, in modo tale da avere la tensione in ingresso al convertitore, cioè il bus di alimentazione, stabile ad un valore preciso.

Questa scelta sul condensatore non può essere fatta a causa della natura impulsiva che la corrente assorbita assumerebbe, comportando quindi uno spettro incompatibile con le norme CEI/IEC in vigore per quanto riguarda la compatibilità elettromagnetica. Per rendere il progetto semplice, economico ed al tempo stesso in grado di soddisfare le norme, si è scelto di abbassare notevolmente il valore della capacità d'ingresso in modo tale da far assumere una forma più conveniente alla corrente assorbita.

Tale scelta comporta però una variazione notevole della tensione sul bus (V_g in Fig.1.1) che complica il seguente lavoro di dimensionamento e di controllo.

Data una capacità d'ingresso $C_{in}=2\mu F$ l'intervallo di tensione che assumiamo è pari a $V_g=200\div 330V$.

Il convertitore half-bridge flyback, come si può vedere in Fig.1.1, è costituito da due n-mosfet con in parallelo due diodi, per quanto riguarda gli interruttori, una capacità C_B , un trasformatore ad alta frequenza ed al secondario un ulteriore diodo.

La particolarità di questa topologia di convertitore deriva dall'utilizzo delle induttanze parassite del trasformatore nel funzionamento effettivo del circuito. L'induttanza di dispersione L_d e quella magnetizzante L_m sono quindi parametri di progetto e non elementi puramente parassiti come avviene normalmente.

I LED infine rappresentano il carico da alimentare. Si vuole ottenere una lampada che fornisca circa 1000÷1500 lm; poiché un singolo LED non è in grado da solo di fornire l'intensità luminosa richiesta vengono connessi in serie 5 LED con le seguenti caratteristiche:

- Corrente nominale 400mA
- Caduta di tensione per singolo led 3.5V
- Intensità luminosa 200 lm

2.2 Criteri di dimensionamento

Il dimensionamento del circuito di Fig.1.1 è particolarmente delicato, poiché non vi è un singolo modo per procedere, ma molteplici. Questo è dovuto al numero limitato di vincoli per un numero elevato di componenti che rende il problema ad infinite soluzioni.

Si presentano in questo lavoro al paragrafo 2.3 due possibili soluzioni al problema. Entrambe le soluzioni partono da alcune ipotesi sul circuito di elevata importanza:

- La capacità del nodo 0 viene trascurata: non si considerano le capacità parassite dei due interruttori
- I tempi morti sono trascurati
- Alla minima tensione di ingresso (massimo duty-cycle) suppongo di trovarmi al limite tra modo di funzionamento continuo (CCM) e discontinuo (DCM).

Vengono inoltre modellizzati i LED mediante un singolo resistore di valore opportuno. In Fig. 2.1 è riproposto lo schema circuitale completo di carico.

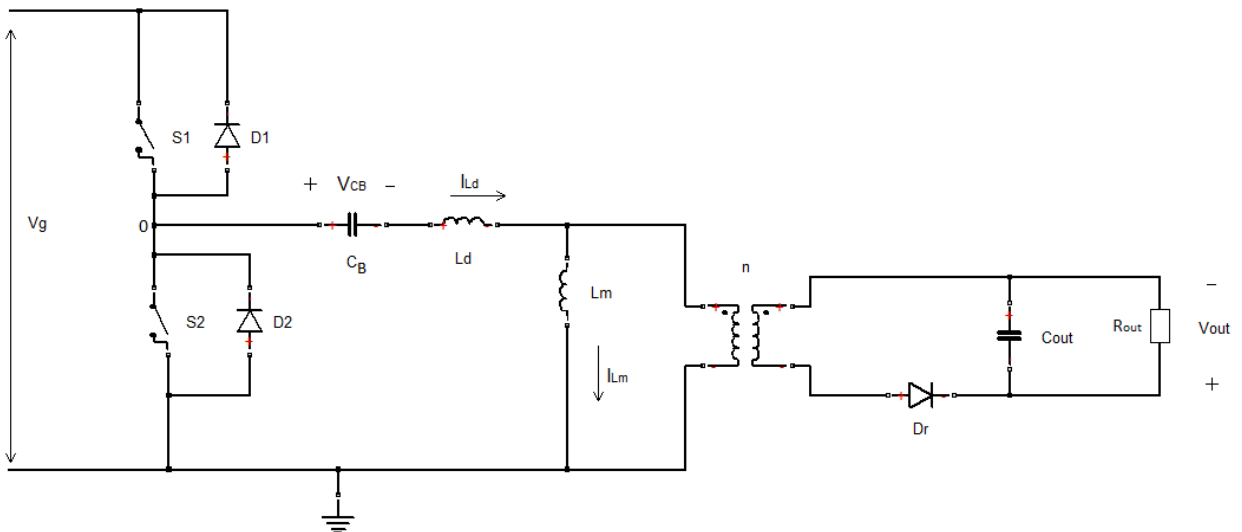


Figura 2.1: HB flyback e carico

2.3 Analisi delle fasi di conduzione del circuito

I due metodi si differenziano principalmente per come trattano le grandezze elettriche: nel primo metodo vengono considerati i valori medi, mentre nel secondo si utilizzano e risolvono le equazioni differenziali del circuito.

Prima di presentare i metodi di dimensionamento, si introduce una descrizione accurata delle varie fasi in cui il circuito si trova, dati i comandi degli interruttori di Fig.1.2.

La tensione media su L_d e L_m in un periodo di commutazione T_{sw} (vedi fig.1.2) deve essere zero, poiché la condizione di regime impone che l'ondulazione di corrente durante l'intervallo di chiusura di S_1/S_2 sia uguale a quella durante l'intervallo di apertura. Posso scrivere:

$$(Vg - Vcb)D \frac{Lm}{Lm+Ld} - \frac{Vout}{n21}(1 - D - \varepsilon) - Vcb \frac{Lm}{Lm+Ld} \varepsilon = 0 \quad (2.1)$$

$$(Vg - Vcb)D \frac{Ld}{Lm+Ld} + \left(\frac{Vout}{n21} - Vcb \right) (1 - D - \varepsilon) - Vcb \frac{Ld}{Lm+Ld} \varepsilon = 0 \quad (2.2)$$

con ε che tiene conto del funzionamento in DCM; ottengo

$$Vcb = Vg D \quad \forall \varepsilon \in [0,1] \quad (2.3)$$

cioè, comunque operi il circuito, la tensione media su C_B è sempre $V_g * D$.

Supponiamo ora che, durante il tempo morto, la tensione del nodo 0 abbia raggiunto V_g , determinando l'accensione del diodo D_1 ; al tempo t_d S_1 si accende in ZVS (zero voltage switching). Detta $I_L(t_d)$ la corrente iniziale sulla serie L_d , L_m e ipotizzando che:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{Cb(Lm+Ld)}} \ll f_{sw} \quad (2.4)$$

si può scrivere

$$i_L(t) = i_{Ld}(t) = i_{Lm}(t) = I_L(t_d) + \frac{Vg(1-D)}{Ld+Lm}(t - t_d) = \frac{Vg(1-D)}{Lm(1-\lambda)}(t - t_d) \quad (2.5)$$

essendo $\lambda = \frac{Ld}{Lm}$ e con $t > t_d$.

Quindi,

$$I_L(DT_{sw} + t_d) = I_L(t_d) + \frac{VgD(1-D)}{Lm(1-\lambda)f_{sw}} = \hat{I}_L \quad (2.6)$$

Successivamente all'istante $DT_{sw} + t_d$ S_1 viene spento. Nuovamente la corrente I_L scarica la capacità del nodo 0 in modo risonante; la tensione arriva a zero accendendo così D_2 e consentendo all'istante $DT_{sw}+2t_d$ l'accensione ZVS di S_2 . Durante questa fase la tensione al primario è

$$V_\emptyset - DVg - \frac{Lm}{Lm+Ld} = -\frac{DVg}{1+\lambda} + V_\emptyset \quad (2.7)$$

se tale tensione è sufficientemente alta, durante questo intervallo il diodo D_r si accende. Ciò avviene sicuramente se

$$\frac{DVg}{1+\lambda} > \frac{Vout}{n21} \quad (2.8)$$

dove n_{21} è il rapporto spire tra secondario e primario. Finché D_r conduce, la tensione di uscita si riflette al primario e cade su L_m , la cui corrente diminuisce

$$i_{Lm}(t) \neq i_{Ld} = \hat{I}_L - \frac{Vout}{n_{21}Lm}(t - DT_{sw} + 2t_d), \quad (2.9)$$

dove si è trascurata la durata della transizione risonante del nodo 0.

Durante la conduzione del diodo D_r la corrente su L_d varia secondo un andamento risonante che coinvolge C_B .

La corrente su L_d che circola sul circuito di Fig. 2.2 risulta quindi essere:

$$i_{Ld}(t) = \hat{I}_L \cos(\omega_r(t - t_2)) + \frac{1}{Z_r} \left(\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB\emptyset} \right) \sin(\omega_r(t - t_2)) \quad (2.10)$$

$$\text{con } Z_r = \sqrt{\frac{L_d}{C_b}}, \quad V_{CB\emptyset} = V_{CB}(t_2) \quad V_{Ld} = \frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB}(0) \quad (2.11)$$

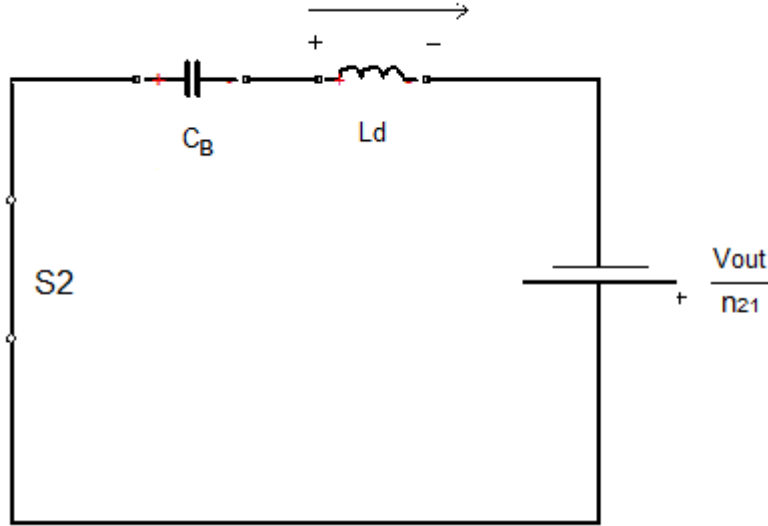


Fig.2.2: Circuito al primario con diodo D_r acceso

La differenza tra la corrente i_{Ld} e la corrente i_{Lm} è la corrente primaria quindi

$$i_{DR} = \frac{I_{Lm}(t) - I_{Ld}(t)}{n_{21}} \quad (2.12)$$

Quando la corrente i_{DR} diventa zero, il diodo D_r si spegne e la corrente su L_d e L_m scorre attraverso S_2 . Definisco il tempo t_3 quell'istante in cui:

$$i_{Ld}(t) = i_{Lm}(t) = I_L(t_3) - \frac{DV_g}{L_m(1+\lambda)}(t - t_3) \quad (2.13)$$

Tutto prosegue fino allo spegnimento di S_2 al tempo $t = T_{sw}$.

2.4 Primo metodo di dimensionamento

Ora è possibile analizzare le due metodologie utilizzate.

Nella prima, si vuole imporre un funzionamento in DCM (discontinuous conduction mode) al secondario in modo che il diodo D_r si spenga naturalmente.

La cosa risulta essere più difficile alla minima tensione d'ingresso, quindi con il massimo duty-cycle..

Considero quindi il punto di lavoro caratterizzato da tensione d'ingresso $V_g = V_{gmin} = 200V$ $D = D_{max} = 0.8$ e al limite tra DCM e CCM. Il bilancio di tensione su L_m porta:

$$(V_{g_{\text{MIN}}} - V_{\text{CB}})D_{\text{MAX}} \frac{Lm}{Ld+Lm} - \frac{V_{\text{out}}}{n_{21}}(1 - D_{\text{MAX}}) = 0 \quad \varepsilon = 0, V_{\text{CB}} = V_{g_{\text{MIN}}}D_{\text{MAX}} \quad (2.14)$$

$$V_{g_{\text{MIN}}}(1 - D)D_{\text{MAX}} \frac{1}{1+\lambda} = \frac{V_{\text{out}}}{n_{21}}(1 - D_{\text{MAX}}) \quad (2.15)$$

$$V_{\text{out}} = \frac{V_{g_{\text{MIN}}} D_{\text{MAX}} n_{21}}{1+\lambda} \quad (2.16)$$

dove la (2.16) rappresenta il rapporto di conversione in CCM.

La corrente media su C_B deve essere zero a regime, perciò la corrente media su L_m deve essere

$$\bar{I}_{Lm} = n_{21} I_{\text{OUT}} \quad (2.17)$$

essendo I_{OUT} la corrente di carico. Posso allora trovare \hat{I}_L , che vale

$$\hat{I}_{Lm} = n_{21} I_{\text{OUT}} + \frac{V_{g_{\text{MIN}}} D_{\text{MAX}} (1 - D_{\text{MAX}})}{2Lm(1+\lambda)f_{\text{SW}}} = n_{21} I_{\text{OUT}} + \frac{V_{\text{OUT}} (1 - D_{\text{MAX}})}{2n_{21} Lm f_{\text{SW}}} \quad (2.18)$$

e la corrente di valle che vale (sempre al limite tra DCM e CCM)

$$\check{I}_{Lm} = n_{21} I_{\text{OUT}} - \frac{V_{\text{OUT}} (1 - D_{\text{MAX}})}{2n_{21} Lm f_{\text{SW}}} \quad (2.19)$$

Ora la corrente \hat{I}_L (e \check{I}_L) deve essere tale da consentire la scarica della capacità del nodo 0 nel tempo t_d , quindi si deve avere:

$$C_0 V_g \leq \hat{I}_L t_d \quad \text{quindi} \quad \hat{I}_L \geq \frac{C_0 V_g}{t_d} \quad (2.20)$$

esiste dunque un valore minimo per \hat{I}_L sotto il quale si perde il soft-switching. Il caso peggiore si ha per $V_g = V_{g_{\text{MAX}}}$ e $t_d = t_{d_{\text{MIN}}}$.

Noti i valori di $V_{g_{\text{MIN}}}$, $t_{d_{\text{MIN}}}$, C_0 si può trovare il valore per \hat{I}_L ; si considera poi che \hat{I}_L sia pari almeno a tale valore anche quando $V_g = V_{g_{\text{MIN}}}$ per prudenza. Dalla 2.18 si può risalire, assumendo noti D_{MAX} , V_{OUT} , f_{SW} alla quantità $n_{21} L_m$ ma n_{21} può essere ricavato dalla (2.16). Si riesce quindi a determinare L_m .

Rimangono da fissare C_B e L_d : la risonanza $L_d * C_B$ è responsabile della condizione di DCM.

Condizione necessaria è che la corrente i_{Ld} ritorni al valore di i_{Lm} prima di T_{SW} come in Fig. 2.3.

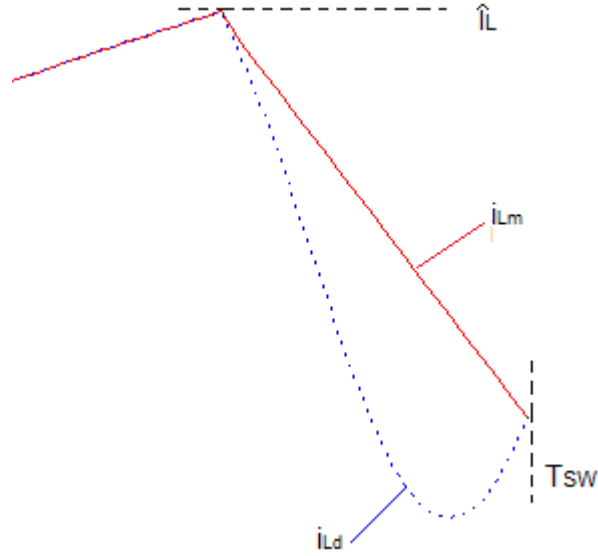


Fig. 2.3: Condizione per la determinazione di C_B e L_d

questa condizione può essere sviluppata in due sotto-condizioni:

$$\bullet \quad \frac{2\pi}{\omega r} \frac{1}{4} \leq 1 - D_{max} \quad \Leftrightarrow \quad \omega_r \geq \frac{2\pi}{4(1-D_{MAX})} \quad (2.21)$$

$$\bullet \quad \left(\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB\emptyset} \right) \frac{1}{Z_r} \geq \check{I}_L \quad \text{con} \quad V_{CB\emptyset} \cong V_{gMIN} D_{MAX} \quad (2.22)$$

dove la (2.22) è approssimata; dalla (2.21) e (2.22) trovo

$$\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB\emptyset} \geq Z_r \left(n_{21} I_{OUT} - \frac{V_{out} (1-D_{MAX})}{2n_{21} L m f_{SW}} \right) \quad (2.23)$$

e quindi

$$Z_r \leq \frac{\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{VB\emptyset}}{n_{21} I_{OUT} - \frac{V_{out} (1-D_{MAX})}{2n_{21} L m f_{SW}}} \quad (2.24)$$

Al limite tra CCM e DCM, la corrente su L_d torna a coincidere con quella su L_m esattamente all'istante T_{sw} (ipotesi di caso peggiore). I vincoli che devono essere soddisfatti per raggiungere tale condizione sono:

$$1. \quad \hat{I}_L \cos(\omega_r t_\emptyset) + \frac{1}{Z_r} \left(\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB(0)} \right) \sin(\omega_r t_\emptyset) = \check{I}_L \quad (2.25)$$

$$2. \quad \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw} \rightarrow t_\emptyset} \left(\hat{I}_L \cos(\omega_r t) + \frac{1}{Z_r} \left(\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB(0)} \right) \sin(\omega_r t) - \hat{I}_L + \frac{V_{out}}{n_{21}} \frac{1}{L m} t \right) dt = -n_{21} I_{OUT} \quad (2.26)$$

dove nella (2.25) si impone che la corrente i_{Ld} raggiunga il valore \check{I}_L dopo un tempo t_0 e nella (2.26) si impone che la differenza istantanea $i_{Ld} - i_{Lm}$ abbia media nel periodo pari a $I_{OUT} * n_{21}$.

Sviluppando la (2.26) e combinandola con la (2.25) ottengo¹:

$$\frac{2f_{SW}}{\omega_r} \left(\frac{1 - \cos\left[\frac{\omega_r}{f_{SW}}(1 - D_{MAX})\right]}{\sin\left[\frac{\omega_r}{f_{SW}}(1 - D_{MAX})\right]} \right) + D_{MAX} = 0 \quad (2.27)$$

La 2.27 fornisce, una volta risolta numericamente, il valore di ω_r , il valore di Z_r risulta quindi:

$$Z_r = \left[\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB}(0) \right] \sin \left[\frac{\omega_r}{f_{SW}} (1 - D_{MAX}) \right] \frac{1}{\hat{I}_L - \hat{I}_L \cos \left[\frac{\omega_r}{f_{SW}} (1 - D_{MAX}) \right]} \quad (2.28)$$

Dalla coppia Z_r, ω_r si trova:

$$Ld = \frac{Z_r}{\omega_r} \quad \text{e} \quad C_B = \frac{1}{Z_r \omega_r}^2$$

$$\text{essendo } Z_r = \sqrt{\frac{Ld}{C_B}} \quad \text{e} \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{Ld C_B}}.$$

2.5 Secondo metodo di dimensionamento

Si analizza ora il secondo metodo di dimensionamento visto.

$$^1 \text{Sviluppo la (2.26): } f_{SW} \left(\hat{I}_L \frac{\sin(\omega_r t)}{\omega_r} + \frac{1}{Z_r} \left(\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB}(0) \right) * \left(\frac{1}{\omega_r} - \frac{\cos(\omega_r t_0)}{\omega_r} \right) - \hat{I}_L t_0 + \frac{V_{out}}{n_{21}} \frac{1}{Lm} \frac{t_0^2}{2} \right) = -n_{21} I_{OUT}$$

Chiamo $\theta_0 = \omega_r t_0$, ottenendo

$$\frac{f_{SW}}{\omega_r} \hat{I}_L \sin(\theta_0) + \frac{1}{Z_r} \frac{f_{SW}}{\omega_r} \left(\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB}(0) \right) * (1 - \cos(\theta_0)) - \hat{I}_L f_{SW} t_0 + \frac{V_{out}}{n_{21}} \frac{1}{Lm} f_{SW} \frac{t_0^2}{2} = -n_{21} I_{OUT} = -n_{21} I_{OUT}$$

Dalla (2.25) trovo:

$$\frac{1}{Z_r} = \frac{\hat{I}_L - \hat{I}_L \cos(\theta_0)}{\left(\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB}(0) \right) \sin(\theta_0)} \quad \text{sostituisco in quella sopra ottenendo}$$

$$\frac{f_{SW}}{\omega_r} \hat{I}_L \sin(\theta_0) + \frac{f_{SW}}{\omega_r} (\hat{I}_L - \hat{I}_L \cos(\theta_0)) \left(\frac{1 - \cos(\theta_0)}{\sin(\theta_0)} \right) - \hat{I}_L f_{SW} t_0 + \frac{V_{out}}{n_{21}} \frac{1}{Lm} f_{SW} \frac{t_0^2}{2} = -n_{21} I_{OUT} = -n_{21} I_{OUT}$$

sviluppando e raccogliendo trovo:

$$\frac{f_{SW}}{\omega_r} \left[\frac{\hat{I}_L \sin(\theta_0)^2 + \hat{I}_L (1 - \cos(\theta_0)) - \hat{I}_L \cos(\theta_0) + \hat{I}_L \cos(\theta_0)^2}{\sin(\theta_0)} \right] - \hat{I}_L f_{SW} t_0 + \frac{V_{out}}{n_{21}} \frac{1}{Lm} f_{SW} \frac{t_0^2}{2} = -n_{21} I_{OUT} = -n_{21} I_{OUT}$$

$$\frac{f_{SW}}{\omega_r} \frac{(\hat{I}_L + \hat{I}_L)(1 - \cos(\theta_0))}{\sin(\theta_0)} - f_{SW} t_0 \left(\hat{I}_L - \frac{V_{out}}{n_{21}} \frac{1}{2Lm} t_0 \right) + n_{21} I_{OUT} = 0 \quad \text{dove } \hat{I}_L + \hat{I}_L = 2\hat{I}_L = 2n_{21} I_{OUT},$$

$$\frac{V_{out}}{n_{21}} \frac{1}{2Lm} t_0 = \Delta I_L / 2$$

e $\hat{I}_L - \Delta I_L / 2 \cong n_{21} I_{OUT}$ quindi

$$\frac{f_{SW}}{\omega_r} \left(\frac{1 - \cos(\theta_0)}{\sin(\theta_0)} \right) 2n_{21} I_{OUT} + n_{21} I_{OUT} (1 - f_{SW} t_0) = 0 \quad \text{con } (1 - f_{SW} t_0) = D_{MAX} \quad \text{trovo:}$$

$$\frac{2f_{SW}}{\omega_r} \left(\frac{1 - \cos\left[\frac{\omega_r}{f_{SW}}(1 - D_{MAX})\right]}{\sin\left[\frac{\omega_r}{f_{SW}}(1 - D_{MAX})\right]} \right) + D_{MAX} = 0$$

² La determinazione di Z_r si basa sull'assunzione che $V_{CB}(0) = D V_g$; questo non è affatto vero in generale (vedere simulazioni) quindi il dimensionamento è approssimato.

Tale metodo si differenzia da quello visto nel paragrafo 2.3 per il modo in cui vengono trattate le grandezze elettriche in particolare la tensione sul condensatore C_B .

Si consideri il circuito risonante durante l'intervallo di chiusura dell'interruttore S1 di fig.2.4:

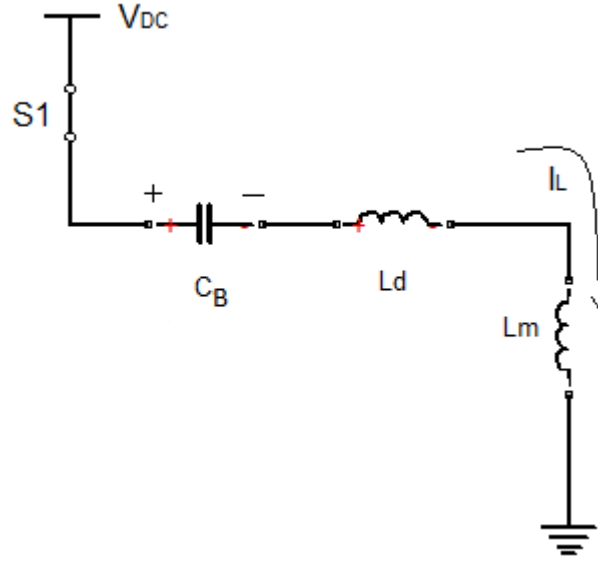


Fig. 2.4: circuito risonante durante $T_{on} = DT_{sw}$

si possono scrivere le equazioni differenziali che ne caratterizzano l'evoluzione:

$$\begin{cases} V_{DC} = v_{CB}^{ON}(t) + (L_d + L_m)i_L(t) \\ C_B \dot{v}_{CB}^{ON}(t) = i_L(t) \end{cases} \quad (2.29)$$

Sviluppando si ricava:

$$(L_d + L_m)C_B \ddot{i}_L(t) + i_L(t) = 0 \quad (2.30)$$

Risolvendo la 2.30 si trova:

$$\begin{cases} i_L(t) = A \cos(\omega_{rtot} t) + B \sin(\omega_{rtot} t) \\ v_{CB}^{ON}(t) = V_{DC} - (L_m + L_d)[-A\omega_{rtot} \sin(\omega_{rtot} t) + B\omega_{rtot} \cos(\omega_{rtot} t)] \end{cases} \quad (2.31)$$

con

$$\omega_{rtot} = \frac{1}{\sqrt{(L_d + L_m)C_B}} \quad , \quad Z_{rtot} = \sqrt{\frac{L_d + L_m}{C_B}}$$

date le condizioni iniziali

$$i_L(0) = A = I_{L_val} \quad , \quad v_{CB}^{ON}(0) = V_{DC} - (L_m + L_d) B \omega_{rtot} \Leftrightarrow B = \frac{V_{DC} - v_{CB}^{ON}(0)}{Z_{rtot}} \quad \text{ed inserite nelle (2.31):}$$

$$v_{CB}^{ON}(t) = V_{DC} + Z_{rtot} I_{L_val} \sin(\omega_{rtot} t) - [V_{DC} - v_{CB}^{ON}(0)] \cos(\omega_{rtot} t) \quad (2.32)$$

ricombinando i termini:

$$\begin{cases} v_{CB}^{ON}(t) = V_{DC}(1 - \cos(\omega_{rtot} t)) + Z_{rtot} I_{L_val} \sin(\omega_{rtot} t) + v_{CB}^{ON}(0) \cos(\omega_{rtot} t) \\ i_L^{ON}(t) = I_{L_val} \cos(\omega_{rtot} t) + \frac{V_{DC} - v_{CB}^{ON}(0)}{Z_{rtot}} \sin(\omega_{rtot} t) \end{cases} \quad (2.33)$$

Si consideri ora il circuito risonante durante l'intervallo in cui l'interruttore S_2 è chiuso, di Fig. 2.5,

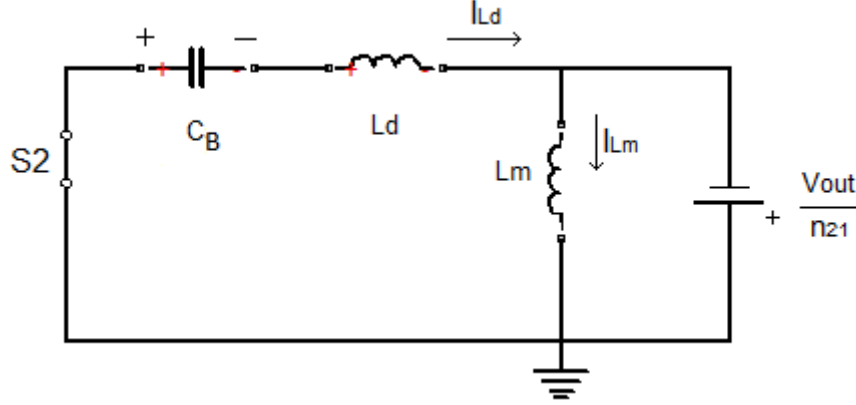


Fig.2.5: circuito risonante durante $T_{off} = (1-D)T_{sw}$

le equazioni differenziali in questo caso sono, ipotizzando che il diodo al secondario D_r conduca nel medesimo istante di chiusura di S_2 :

$$\begin{cases} L_M \dot{i}_{Lm} = -\frac{v_{out}}{n_{21}} \\ v_{CB}^{OFF}(t) + L_d \dot{i}_{Ld}(t) = \frac{v_{out}}{n_{21}} \\ C_B v_{CB}^{OFF}(t) = i_{Ld}(t) \end{cases} \quad (2.34)$$

dalla seconda e terza delle 2.34 si trova:

$$L_d C_B \ddot{i}_{Ld}(t) + i_{Ld}(t) = 0 \quad (2.35)$$

La corrente i_{Lm} si può esprimere come:

$$i_{Lm}(t) = i_L(DT_{SW}) - \frac{1}{L_m} \frac{v_{out}}{n_{21}} t = I_{L_pk} - \frac{1}{L_m} \frac{v_{out}}{n_{21}} t \quad (2.36)$$

La 2.35 dà come soluzione:

$$\begin{cases} i_{Ld}(t) = A \cos(\omega_r t) + B \sin(\omega_r t) \\ v_{CB}^{OFF}(t) = \frac{v_{out}}{n_{21}} + L_d A \omega_r \sin(\omega_r t) - L_d B \omega_r \cos(\omega_r t) \end{cases} \quad (2.37)$$

le cui condizioni iniziali sono:

$$i_{Ld}(0) = A = i_L(DT_{SW}) = I_{L_pk} \quad (2.38)$$

e

$$v_{CB}^{OFF}(0) = \frac{v_{out}}{n_{21}} - L_d B \omega_r \Leftrightarrow B = \left(\frac{v_{out}}{n_{21}} - v_{CB}^{OFF}(0) \right) \frac{1}{Z_r} \quad (2.39)$$

che inserite nelle (2.37) danno:

$$\begin{cases} i_{Ld}(t) = I_{Lpk} \cos(\omega_r t) + \left(\frac{v_{out}}{n_{21}} - v_{CB}^{OFF}(0) \right) \frac{1}{Z_r} \sin(\omega_r t) \\ v_{CB}^{OFF}(t) = \frac{v_{out}}{n_{21}} (1 - \cos(\omega_r t)) + Z_r I_{Lpk} \sin(\omega_r t) + v_{CB}^{OFF}(0) \cos(\omega_r t) \end{cases} \quad (2.40)$$

Dalle equazioni che contraddistinguono il comportamento del circuito nel primo e secondo intervallo, si possono esprimere cinque condizioni di continuità:

da $i_L^{ON}(DT_{SW}) = i_{Ld}^{OFF}(0)$, $i_{Ld}^{OFF}(T_{SW}) = I_{Lval}$ e $v_{CB}^{ON}(DT_{SW}) = v_{CB}^{OFF}(0)$ trovo:

1. $v_{CB}^{ON}(0) = \frac{v_{out}}{n_{21}} (1 - \cos(\omega_r T_{SW})) + Z_r I_{Lpk} \sin(\omega_r T_{SW}) + v_{CB}^{OFF}(0) \cos(\omega_r T_{SW})$
2. $v_{CB}^{OFF}(0) = V_{DC} (1 - \cos(\omega_{rtot} DT_{SW})) + Z_{rtot} I_{Lval} \sin(\omega_{rtot} DT_{SW}) + v_{CB}^{ON}(0) \cos(\omega_{rtot} DT_{SW})$
3. $I_{Lpk} = I_{Lval} \cos(\omega_{rtot} DT_{SW}) + \frac{V_{DC} - v_{CB}^{ON}(0)}{Z_{rtot}} \sin(\omega_{rtot} DT_{SW})$
4. $I_{Lval} = I_{Lpk} \cos(\omega_r T_{SW}) + \left(\frac{v_{out}}{n_{21}} - v_{CB}^{OFF}(0) \right) \frac{1}{Z_r} \sin(\omega_r T_{SW})$
5. $I_{Lval} = I_{Lpk} - \frac{1}{Lm} \frac{v_{out}}{n_{21}} \frac{1-D}{f_{sw}}$

(2.41)

dove le prime quattro delle (2.41) sono equazioni nelle incognite: $v_{CB}^{ON}(0)$, $v_{CB}^{OFF}(0)$, Z_r , ω_r , mentre dalla quinta delle (2.41) si può trovare V_{out} .

2.6 Scelta del metodo utilizzato e discussione dei risultati

I due metodi esposti nei paragrafi 2.4 e 2.5 hanno dato luogo alla stesura di due progetti Mathcad[®]. Entrambi i progetti, i cui listati si trovano in appendice A, presentano pregi e difetti differenti.

Entrambi i progetti partono comunque da considerazioni comuni:

- Si ipotizza un funzionamento al limite tra DCM e CCM
- Si impone un valore iniziale di $\lambda = \frac{Ld}{Lm}$

dalla condizione (2.20) si calcola il valore minimo per la corrente I_{Lm} per il quale può avvenire il soft-switching:

$$I_{Lm_min} = C_0 V_{g_max} \frac{1}{t_{d_min}} \quad (2.42)$$

Successivamente tramite la 2.16, ovvero tramite il rapporto di conversione in condizione limite tra DCM e CCM, si trova una stima per il rapporto spire:

$$n_{21} = v_{out} (1 + \lambda) \frac{1}{V_{g_min} D_{max}} \quad (2.43)$$

Poi dalla (2.18), considerando un certo margine d'incertezza (+20%) si ricava il valore di L_m :

$$Lm = \frac{v_{OUT}}{2 f_{sw}} \frac{(1-D_{max})}{n_{21}} \frac{1}{(1.2 I_{Lm_min} - n_{21} I_{OUT})} \quad (2.44)$$

I due progetti in questo punto differiscono: nel primo, per soddisfare il criterio per il DCM, si ipotizza che la corrente sul diodo al secondario si annulli all'ultimo momento utile; si impone quindi che la corrente risonante sia tale da produrre una corrente media al secondario pari a I_{LED} .

Risolta numericamente la (2.27) si trova un valore per ω_r rispettando i vincoli espressi nelle (2.21) e quindi si trova tramite la (2.28) il valore dell'impedenza Z_r . Da Z_r , infine, si ricava il valore di L_d e C_B . Si confronta il valore trovato di λ con quello ipotizzato inizialmente e se non vi è corrispondenza si ripete il progetto, variando i parametri iniziali, finché non si converga al valore ipotizzato per λ . Tale metodo non presenta difficoltà dal punto di vista numerico, in quanto la risoluzione della (2.27) e della (2.28) avviene rapidamente; presenta però difficoltà per quanto riguarda la convergenza a valori che in simulazione risultino efficaci, a causa delle approssimazioni effettuate.

Il secondo progetto prevede, dopo la determinazione di L_m , di imporre il valore di L_d e C_B in ragione di λ e ω_r stimati:

$$L_d = \lambda L_m \quad C_B = \frac{1}{L_d \left(\frac{\pi f_{SW}}{1-D_{MAX}} \right)}$$

per difficoltà nella convergenza del sistema di equazioni rappresentato dalle (2.41) è necessario sfruttare la simulazione del circuito con i valori di dimensionamento precedenti come "seme" per la risoluzione numerica delle equazioni di progetto. La simulazione preliminare, descritta nel paragrafo (2.6), fornisce i valori di $v_{CB}^{ON}(0)$, $v_{CB}^{OFF}(0)$, v_{OUT} ; si possono quindi calcolare i valori di I_{L-pk} e I_{L-val} . Usando i valori precedentemente individuati come valori di partenza per la soluzione numerica, si può ora determinare la soluzione analitica delle equazioni del circuito. Con valori troppo lontani da quelli "veri" la soluzione numerica infatti non converge.

Per maggior rapidità nell'ottenere risultati che risultino essere "buoni" in simulazione, si preferisce utilizzare il secondo metodo per il dimensionamento del circuito. Tuttavia, risolvendo il problema di dimensionamento tramite il primo metodo partendo dai valori ottenuti con il secondo, i risultati che si trovano sono i medesimi.

Dati:

- Frequenza di commutazione $F_{SW} = 250$ kHz
- Tensione d'ingresso minima $V_{g_min} = 200$ V
- Tensione d'ingresso massima $V_{g_max} = 330$ V
- Duty cycle massimo $D_{max} = 0.8$
- Tensione d'uscita $V_{out} = 17.5$ V
- Corrente d'uscita $I_{OUT} = 0.4$ A
- Minimo tempo morto $t_d = 100$ ns
- Capacità attesa sul nodo 0 $C_\emptyset = 0.1$ nF
- Rapporto tra L_d e L_m $\lambda = 0.018$

dal progetto di dimensionamento risulta:

- Rapporto di conversione $n_{21} = 0.111$
- Corrente di magnetizzazione minima $I_{Lm_min} = 0.33$ A
- Induttanza di magnetizzazione $L_m = 1.789 \cdot 10^{-4}$ H
- Induttanza di dispersione $L_d = 3.294$ μ H
- Capacità circuito risonante $C_B = 1.728 \cdot 10^{-8}$ F
- Impedenza risonante $Z_r = 13.807$ Ω
- Pulsazione circuito risonante $\omega_r = 4.192$ MHz

Gli andamenti ideali delle grandezze elettriche, ottenute tramite il secondo metodo, si possono vedere in Fig.2.6 e Fig.2.7 mentre quelle ottenute tramite il primo metodo in Fig.2.8.

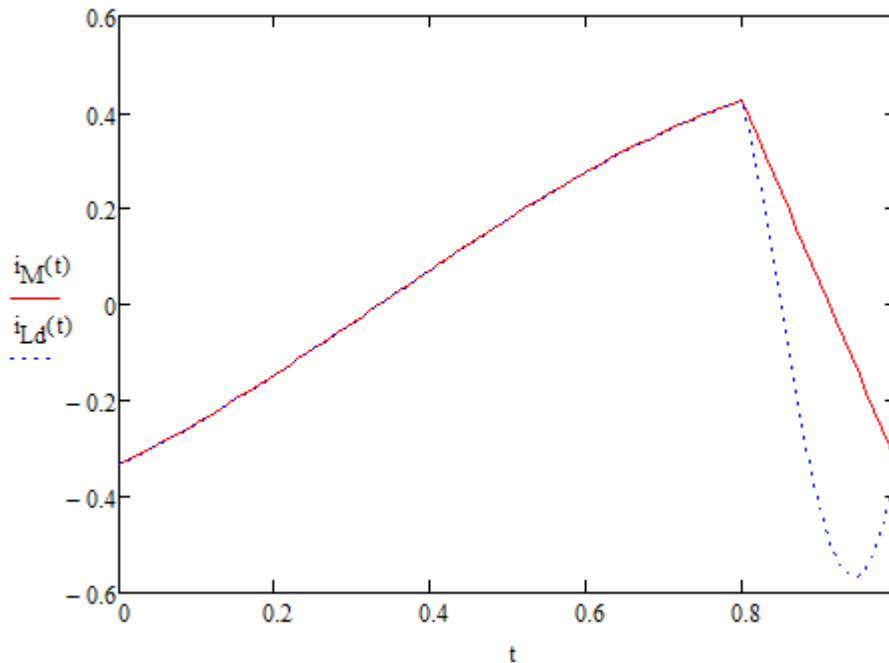


Fig.2.6: andamento delle correnti su L_m e L_d in un periodo T_{sw}

In Fig.2.6 e Fig.2.7 si vede come l'andamento delle grandezze rappresentate sia di tipo cisoidale; questo aspetto deriva direttamente dal modo in cui è stato affrontato il problema di design del circuito. Confrontando la Fig. 2.6 con la Fig. 2.8 infatti si nota che la corrente sul circuito risonante durante la fase DT_{sw} nella prima segue un andamento cisoidale mentre nella seconda è rettilinea. Tuttavia la differenza più evidente nel modo in cui i due metodi affrontano il problema di dimensionamento si riscontra guardando la Fig. 2.7 e considerando che il primo metodo considera la tensione sulla capacità C_B costante durante tutto il periodo.

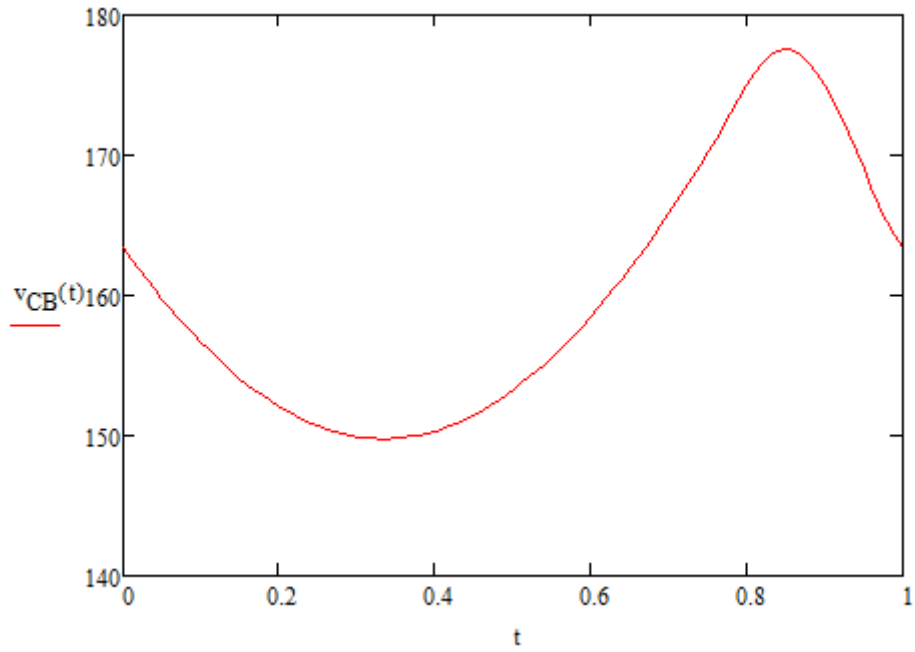


Fig.2.7: tensione sulla capacità C_B durante un periodo T_{SW}

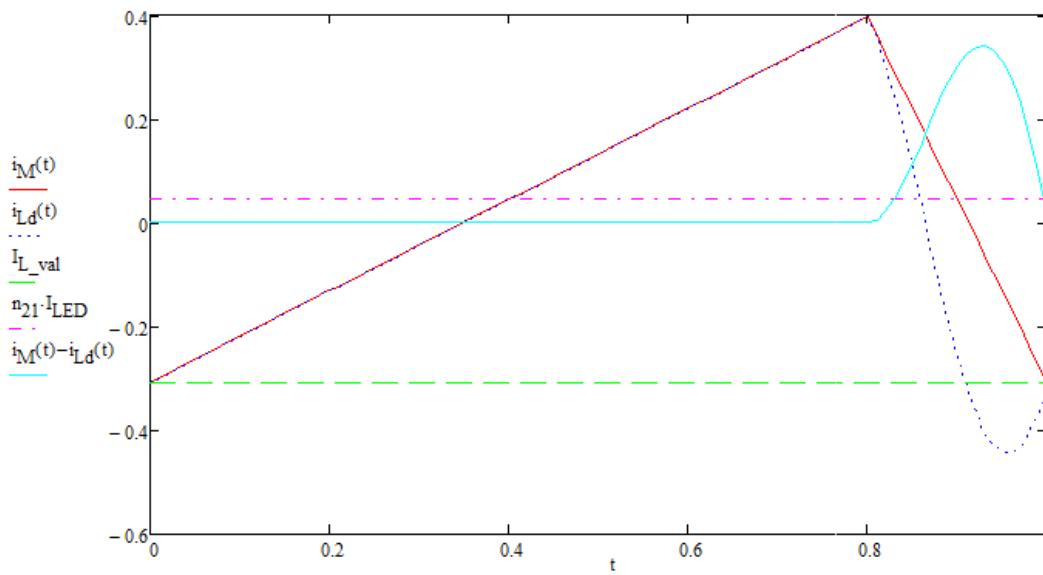


Fig.2.8: grandezze durante un periodo T_{SW} : $I_{LED}=I_{OUT}$

Come si nota dalle Fig.2.6 e Fig.2.8 la parte del periodo che effettivamente serve a trasferire energia al secondario, quindi ai LED, è molto ristretta rispetto al periodo completo; per questo motivo, si cerca di mantenere il picco di I_{Lm} costante. Nel capitolo 3 si discutono in modo più approfondito queste considerazioni.

2.7 Scelta del simulatore

Nel progetto si è deciso di utilizzare per tutte le simulazioni Simulink; in particolare un toolbox di Simulink ovvero Simscape. Tale strumento consente di effettuare simulazioni di circuiti fisici con la possibilità di utilizzare tutti gli strumenti di Simulink. Questo rende facile la manipolazione dei segnali e delle grandezze del circuito, necessaria alla visualizzazione ed al controllo.

In Fig.2.9 si mostra il circuito utilizzato per le simulazioni:

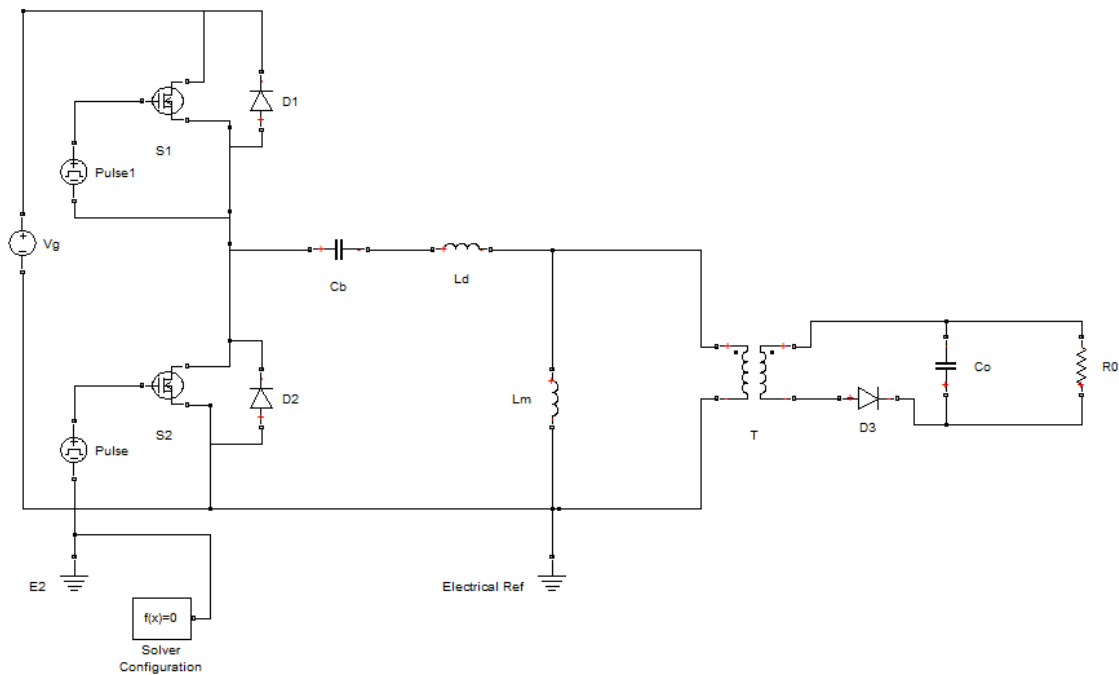


Fig.2.9: circuito usato per le simulazioni

2.8 Simulazioni

Con i valori trovati al paragrafo 2.5 si è eseguita la simulazione per verificare la validità del progetto stesso.

Si sono svolte più simulazioni, in particolare variando il modello per la rappresentazione dei LED: prima considerando una singola resistenza di valore opportuno e successivamente modellizzando i LED tramite la serie di una resistenza e di un generatore di tensione.

Tutte le simulazioni sono state svolte trascurando la capacità del nodo 0 ed i tempi morti nel pilotaggio dei due interruttori. Solo come ultima analisi si sono inseriti tutti i parametri, verificando così il corretto funzionamento in soft-switching del circuito.

Si considera la capacità di uscita C_0 pari a $2\mu\text{F}$.

In Fig.2.10 si mostrano le correnti al primario nel circuito con i LED modellizzati tramite una singola resistenza di valore pari a $R_0 = 43.75\Omega$

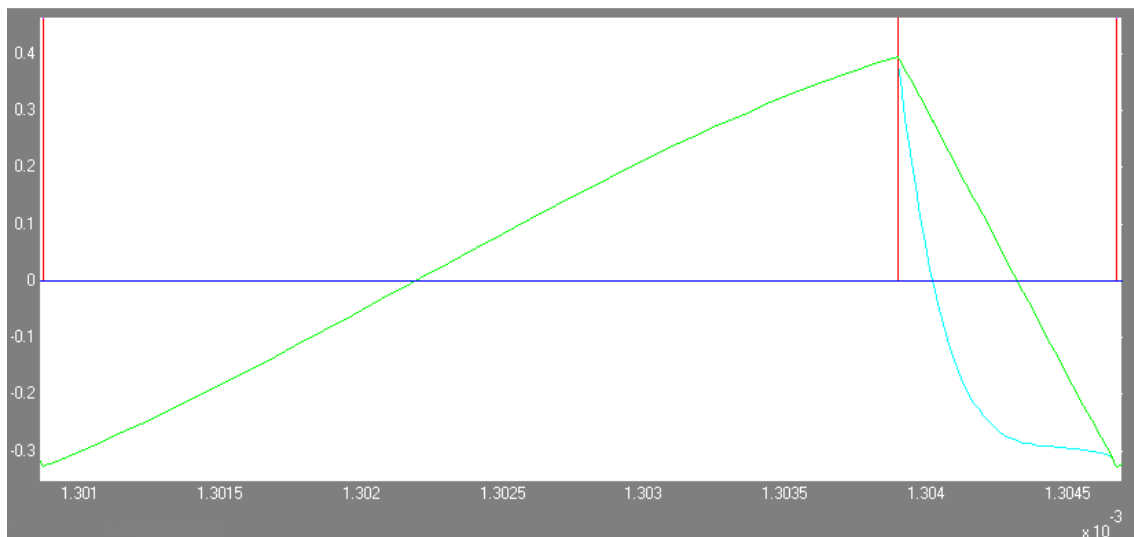


Fig.2.10: correnti al primario: I_{Lm} in verde, I_{Ld} in azzurro

come si nota l'andamento delle correnti rispetta quello ottenuto nelle fasi di progetto di Fig. 2.6.

In Fig.2.11 si mostrano le correnti al primario nel circuito con i LED modellizzati tramite la serie di una resistenza di valore pari a $R_o = 8.75\Omega$ e di un generatore di tensione pari a $V_{Led} = 14V$.

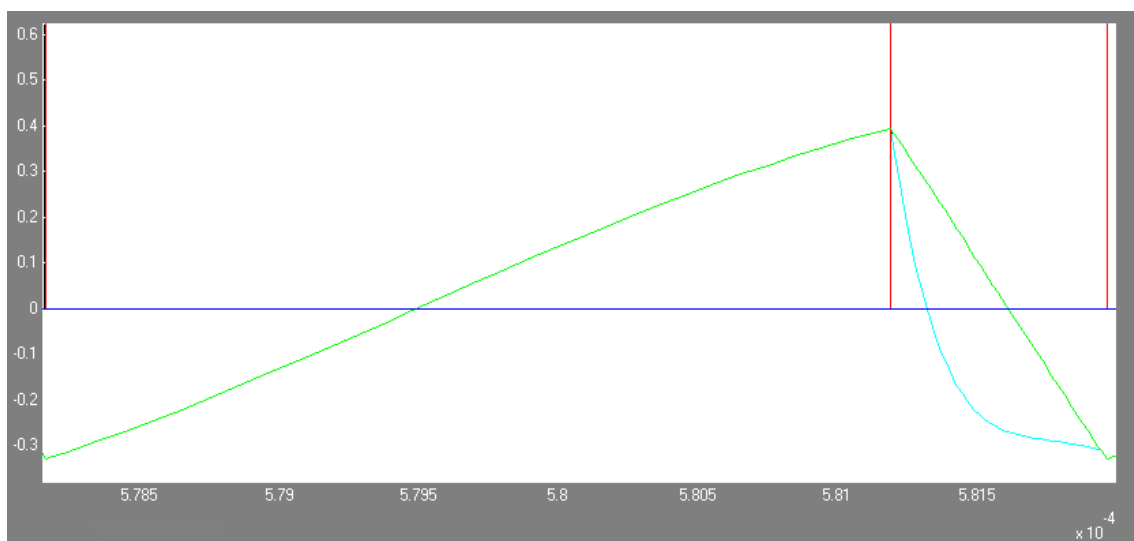


Fig.2.11: correnti al primario: I_{Lm} in verde, I_{Ld} in azzurro

Come si nota, l'andamento delle correnti rispetta quello ottenuto nelle fasi di progetto di Fig. 2.6, inoltre non vi sono grandi differenze tra il comportamento dei due modelli.

In Fig. 2.12 si riporta la tensione sul condensatore C_B in un periodo con il modello puramente resistivo

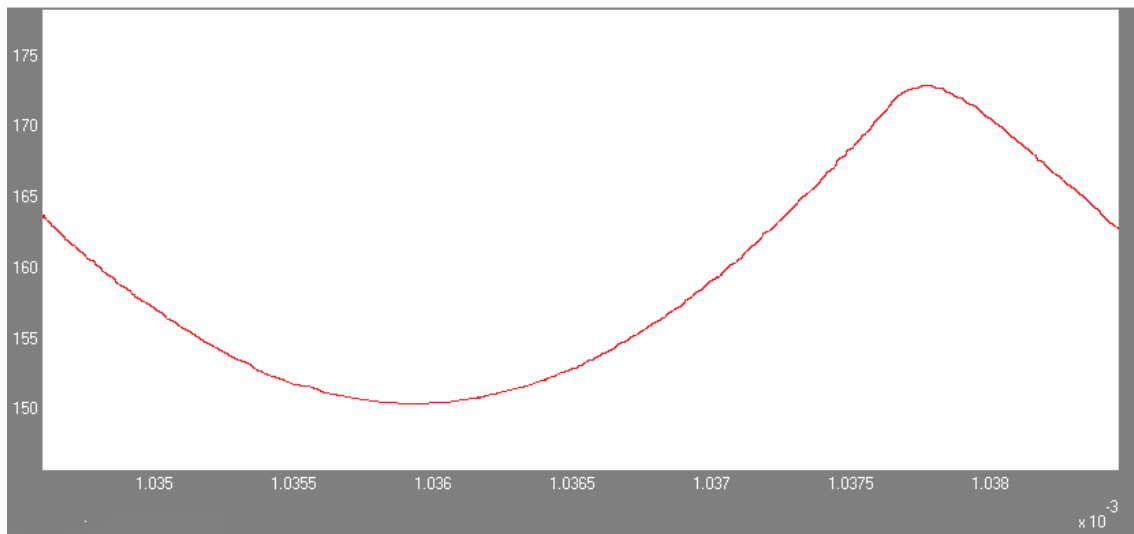


Fig.2.12: tensione V_{CB}

come si può notare confrontandola con la Fig. 2.7 l'andamento è quello previsto.

3. Controllo del circuito

3.1 *Problematiche e performance*

Fissati i parametri del circuito, con il design effettuato al capitolo 2, si pone il problema di ottenere risultati analoghi a quelli ottenuti nel punto di lavoro in cui si è effettuato il dimensionamento per tutta l'escursione della tensione in ingresso. La tensione raddrizzata infatti, a causa della piccola capacità in uscita al ponte di Graetz, varia il suo valore in modo considerevole, avendo un'escursione che va dai 200 ai 330V.

Si vuole inoltre che, oltre a mantenere stabile e costante la corrente e la tensione d'uscita, il controllo renda stabile il valore di picco della corrente sull'induttanza L_m .

Per soddisfare entrambe le richieste, devo variare sia la frequenza di commutazione, in modo tale da mantenere costante il picco di corrente, sia il duty-cycle regolando così la tensione d'uscita.

3.2 *Scelta del controllore*

Si deve quindi scegliere un controllore che soddisfi le richieste esposte al paragrafo 3.1. Per esigenze di costo e semplicità si sceglie un controllore feedforward di tipo lineare.

Si realizza quindi un controllo separato in feedforward sia per la frequenza di commutazione sia per il duty-cycle. Tale scelta dovrebbe garantire un controllo sulle variabili d'interesse sufficiente per il corretto funzionamento dell'alimentatore.

3.3 *Sintesi del controllore ed esposizione dei risultati con modello semplificato*

Si sono svolte simulazioni per tracciare le curve per il controllore feedforward: al variare della tensione d'ingresso devono variare linearmente la frequenza di commutazione e il duty-cycle.

I risultati delle simulazioni, riportati in tabella Tab.3.1, Tab.3.2 Tab.3.3 e Tab.3.4, hanno permesso di tracciare le curve di Fig. 3.1 e Fig. 3.2, dove si è scelto di considerare solo il modello in cui i LED vengono rappresentati dalla serie di una resistenza e di un generatore di tensione, ovvero Tab.3.3 e Tab.3.4.

Vin	Fsw
[V]	[Khz]
200	250
210	295
220	330
230	375
240	407
250	440
260	470
270	500
280	530
290	560
300	580
310	600
320	620
330	640

Vin	D
[V]	
200	0,805
210	0,775
220	0,742
230	0,712
240	0,683
250	0,658
260	0,634
270	0,611
280	0,59
290	0,57
300	0,551
310	0,534
320	0,517
330	0,502

Tab.3.1, Tab.3.2: frequenza F_{sw} e duty-cycle Dal variare della tensione d'ingresso V_{IN} : modello a singola resistenza

Vin	Fsw
[V]	[Hz]
200	250000
210	295000
220	330000
230	375000
240	407000
250	440000
260	470000
270	500000
280	530000
290	560000
300	580000
310	600000
320	620000
330	640000

Vin	D
[V]	
200	0,805
210	0,775
220	0,742
230	0,712
240	0,684
250	0,658
260	0,634
270	0,611
280	0,59
290	0,57
300	0,551
310	0,534
320	0,517
330	0,502

Tab.3.3, Tab.3.4: frequenza F_{sw} e duty-cycle D al variare della tensione d'ingresso V_{IN} : modello resistenza più generatore

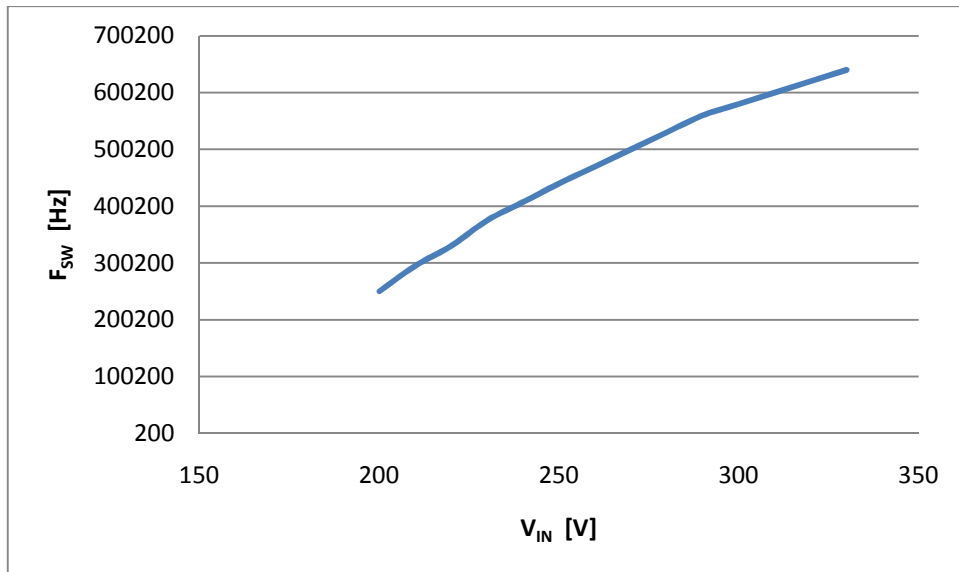


Fig.3.1: frequenza di commutazione F_{SW} al variare della tensione d'ingresso V_{IN}

L'andamento non lineare delle curve di Fig. 3.1 e Fig. 3.2 è stato linearizzato con due spezzate di equazioni (3.1) e (3.2).

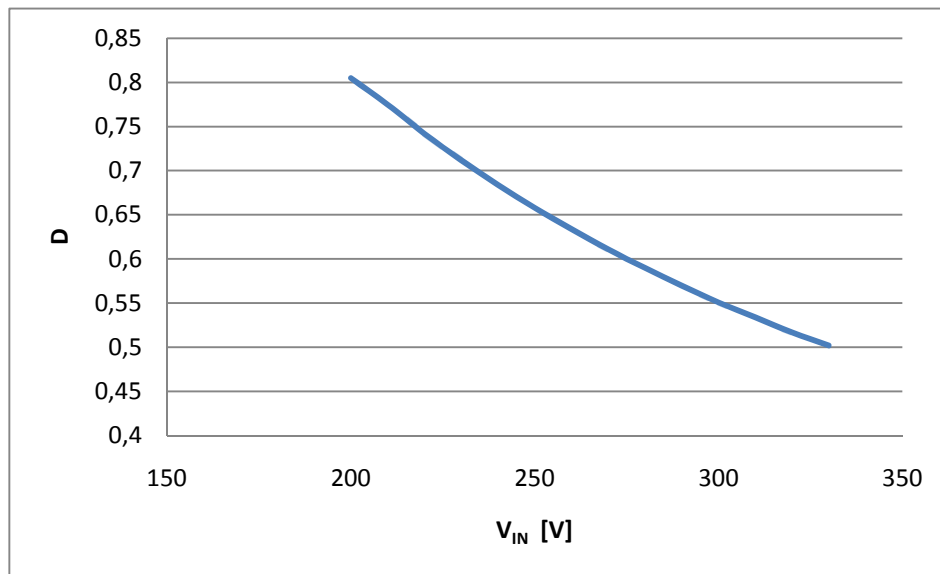


Fig.3.2: duty-cycle D al variare della tensione d'ingresso V_{IN}

$$\begin{cases} F_{SW} = 3396 V_{IN} - 416300 & [200,290] V \\ F_{SW} = 2000 V_{IN} - 20000 & (290,330] V \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} D = -0.002621 V_{IN} + 1.32 & [200,290] V \\ D = -0.0017 V_{IN} + 1.062 & (290,330] V \end{cases} \quad (3.2)$$

Dalle (3.1) e (3.2), simulando il circuito, si trovano i valori riportati in tabella Tab.3.5

Vin	Fsw	D	ILpk	Vout	Iout
[V]	[Khz]		[A]	[V]	[A]
200	262,9	0,7958	0,394	17,3	0,375
210	296,86	0,76959	0,4	17,42	0,39
220	330,82	0,74338	0,404	17,53	0,405
230	364,78	0,71717	0,407	17,65	0,415
240	398,74	0,69096	0,409	17,7	0,423
250	432,7	0,66475	0,409	17,7	0,423
260	466,66	0,63854	0,407	17,65	0,415
270	500,62	0,61233	0,404	17,4	0,405
280	534,58	0,58612	0,398	17,5	0,395
290	560	0,569	0,398	17,45	0,395
300	580	0,552	0,402	17,5	0,4
310	600	0,535	0,403	17,5	0,4
320	620	0,518	0,403	17,5	0,4
330	640	0,501	0,403	17,47	0,395

Tab.3.5: frequenza F_{sw} , duty-cycle D, valore di picco corrente I_L , tensione d'uscita V_{OUT} e corrente d'uscita I_{OUT} al variare della tensione d'ingresso V_{IN} : modello resistenza più generatore

Analizzando i valori trovati in Tab.3.5, si può notare come la corrente e la tensione d'uscita (medie) restino quasi costanti sui valori di progetto. Vi è naturalmente un piccolo ripple sovrapposto che dipende dal condensatore d'uscita scelto. Gli scostamenti dai valori di progetto si deve alla non perfetta rappresentazione delle curve di Fig. 3.1 e 3.2 con sole due spezzate.

Tutti i risultati trovati in questo paragrafo sono stati ottenuti simulando il circuito semplificato, trascurando cioè i tempi morti nei comandi agli interruttori e la capacità del nodo 0. Al paragrafo 3.4 si mostrano alcune prove effettuate con il circuito completo.

3.4 Simulazioni sul circuito completo

Tutti i risultati del paragrafo 3.3 si sono ottenuti simulando il circuito semplificato, non considerando quindi i tempi morti e la capacità del nodo 0. Per verificare la validità del progetto, soprattutto il funzionamento in soft-switching che ha determinato la scelta del circuito stesso, in questo paragrafo si mostrano i risultati ottenuti simulando il circuito completo di tempi morti e capacità parassite degli interruttori.

Si sono svolte alcune prove a determinati valori di tensione d'ingresso: in particolare dove l'approssimazione delle curve di controllo si discosta maggiormente da quelle di fig.3.1 e fig.3.2.

In Fig.3.3 si mostrano le curve ottenute con tensione d'ingresso V_{IN} pari a 200V

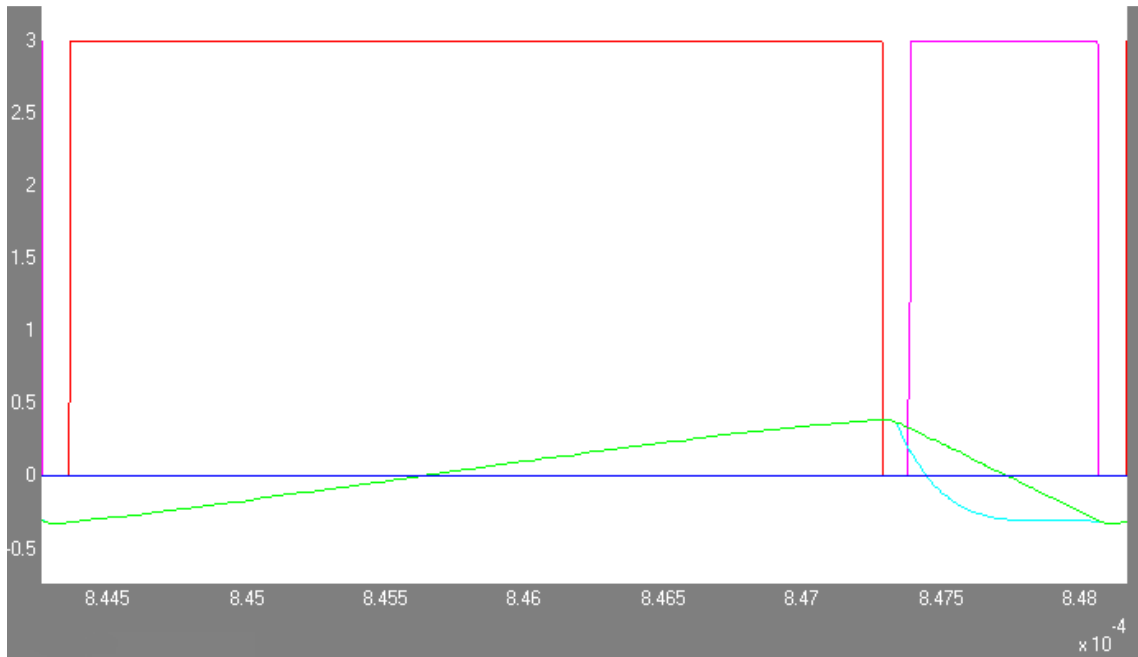


Fig.3.3: comandi agli interruttori (rosso e viola), correnti I_{Ld} (azzurro) e I_{Lm} (verde) con tensione d'ingresso $V_{IN} = 200V$

gli andamenti rispettano sempre quelli di progetto: il funzionamento in soft-switching è verificato, infatti i comandi di switch-on dati agli interruttori avvengono sempre quando la corrente I_{Ld} circola nei diodi di libera circolazione D1 e D2.

In Fig.3.4, Fig.3.5 e Fig.3.6 sono riportati i risultati ottenuti rispettivamente con tensione d'ingresso pari a

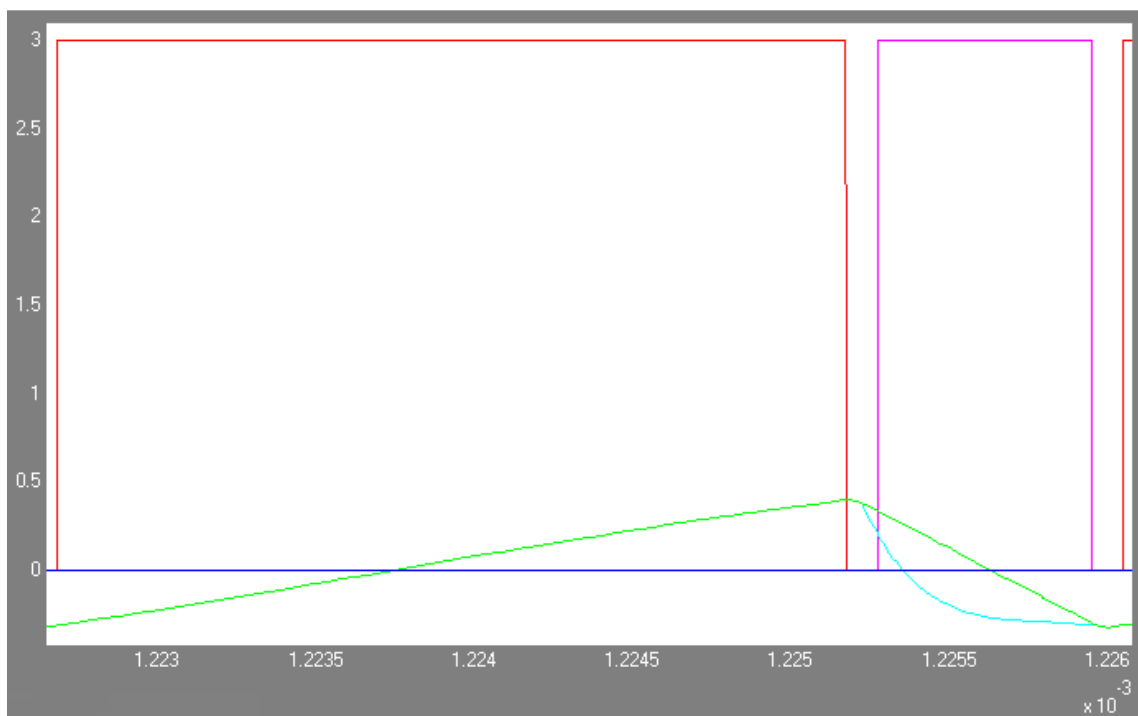


Fig.3.4: comandi agli interruttori (rosso e viola), correnti I_{Ld} (azzurro) e I_{Lm} (verde) con tensione d'ingresso $V_{IN} = 210V$

210V, 240V e 250V.

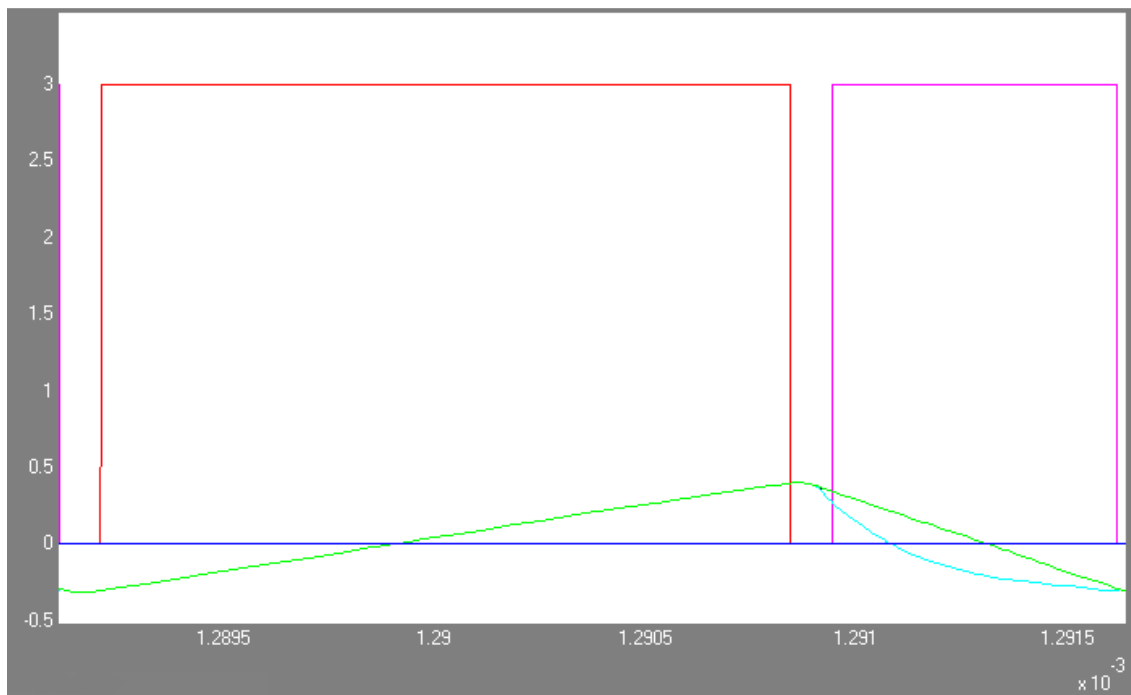


Fig.3.5: comandi agli interruttori (rosso e viola), correnti I_{Ld} (azzurro) e I_{Lm} (verde) con tensione d'ingresso $V_{IN} = 240V$

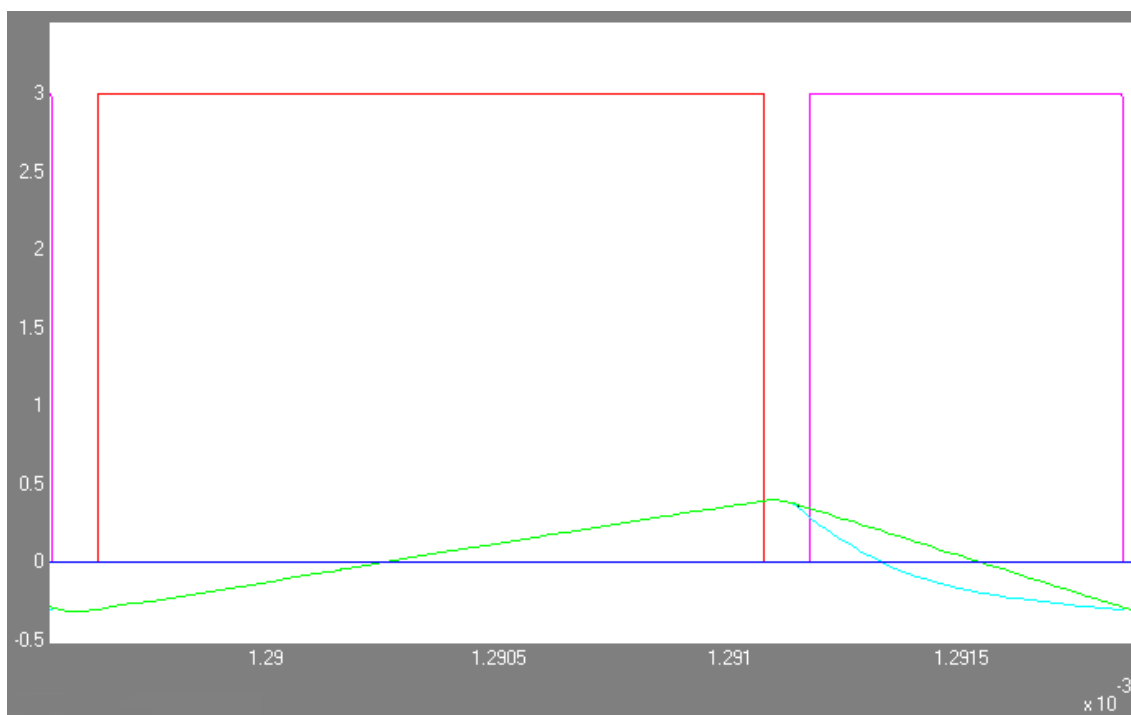


Fig.3.6: comandi agli interruttori (rosso e viola), correnti I_{Ld} (azzurro) e I_{Lm} (verde) con tensione d'ingresso $V_{IN} = 250V$

In Fig.3.7 infine vengono visualizzate le tensioni D-S dei due MOSFET

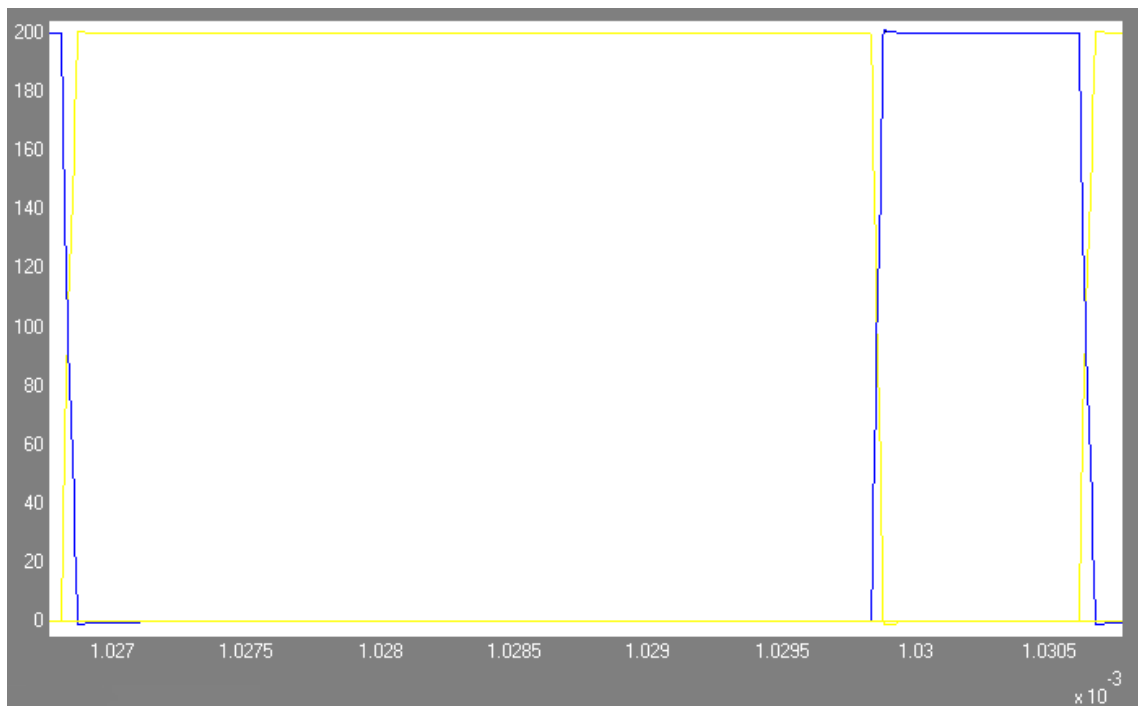


Fig.3.7: tensioni D-S dei MOSFET durante un periodo di commutazione: tensione $V_{IN}=200V$

come si nota l'andamento delle tensioni in corrispondenza delle commutazioni risulta essere controllato (i.e. senza scalini), comportamento tipico del funzionamento in soft-switching.

3.5 Analisi dei risultati

Con le simulazioni effettuate ed i risultati ottenuti, riportati nei paragrafi 3.3 e 3.4, si conclude la prima parte del presente lavoro. Verificato il dimensionamento del circuito di potenza e il buon funzionamento del controllore si può passare all'implementazione fisica di tutto quanto progettato.

CAP 4. Realizzazione fisica del circuito e del controllore

4.1 Differenze tra le ipotesi di progetto e condizioni reali

Nell'implementazione fisica di quanto progettato precedentemente si sono riscontrate alcune differenze che hanno portato a delle modifiche del controllore dimensionato.

In particolare le caratteristiche fisiche dei LED utilizzati si discostano leggermente da quelle descritte al paragrafo 2.6; le condizioni di lavoro reali sono:

- Tensione d'uscita $V_{OUT} = 15.5V$
- Corrente d'uscita $I_{OUT} = 0.35A$

Dalle nuove condizioni di lavoro, seguendo lo stesso procedimento descritto nel capitolo 2, il circuito fisico realizzato si compone di:

- Capacità circuito risonante $C_B = 17 \text{ nF}$
- Induttanza di dispersione (misurata) $L_d = 4.7 \text{ } \mu\text{H}$
- Induttanza di magnetizzazione (misurata) $L_M = 220 \text{ } \mu\text{H}$

Dal nuovo dimensionamento, con i valori reali, sono state svolte ulteriori simulazioni per determinare in modo analogo a quello seguito nel capitolo 3 le nuove leggi di controllo.

Nelle tabelle 4.1 e 4.2 si trovano i nuovi valori di frequenze e duty-cycle che si vogliono raggiungere per ogni decade di frequenza

Vin	Fsw
[V]	[Khz]
200	301,5
210	322,2
220	339,63
230	355,8
240	370,6
250	388,2
260	396,8
270	404,4
280	412,3
290	420,4
300	427,4
310	434,6
320	440,6
330	447

Vin	D
[V]	
200	0,696
210	0,665
220	0,637
230	0,611
240	0,587
250	0,565
260	0,544
270	0,525
280	0,507
290	0,49
300	0,474
310	0,459
320	0,445
330	0,432

Tab.4.1, Tab.4.2: frequenza F_{sw} e duty-cycle D al variare della tensione d'ingresso V_{IN}

Dalla tabella 4.1 si ricavano le nuove leggi di controllo:

$$\begin{cases} F_{SW} = 1619.7 V_{IN} - 19390 & [200,255] V \\ F_{SW} = 725.26 V_{IN} + 208540 & (255,330]V \end{cases} \quad (4.1)$$

$$\begin{cases} D = -0.002616 V_{IN} + 1.217 & [200,255]V \\ D = -0.0016203 V_{IN} + 0.964 & (255,330] V \end{cases} \quad (4.2)$$

I risultati delle simulazioni eseguite con tali leggi portano a risultati analoghi a quelli ottenuti nel capitolo 3; si passa quindi nel paragrafo 4.2 alla descrizione fisica della scheda che realizza il controllo del circuito dimensionato.

4.2 PCB: schema e dettagli

Il progetto del circuito e del controllore hanno dato luogo al progetto fisico della scheda PCB (Printed Circuit Board).

In Fig.4.1 si mostra il circuito Orcad[®] (solo lo schema elettrico) della scheda che contiene sia il circuito di potenza che quello che realizza il controllore

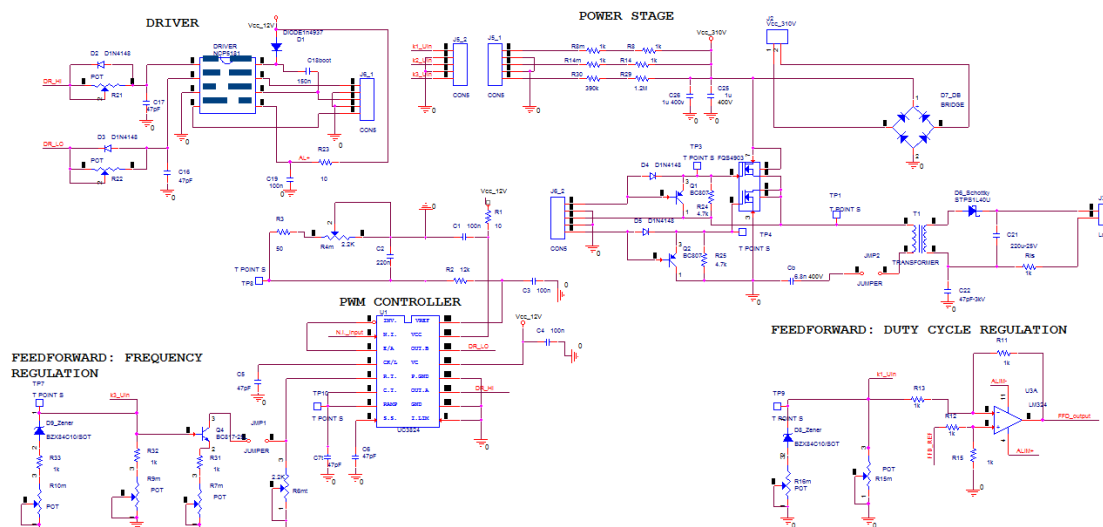


Fig.4.1: schema elettrico della scheda realizzata

Si notano le varie componenti: circuito di potenza, rete che realizza il controllo del duty-cycle, rete che realizza il controllo di frequenza oltre al modulatore PWM e al driver per i due interruttori.

4.3 Rete per il controllo del duty-cycle

L'implementazione delle 4.2 avviene tramite la rete di Fig.4.2

FEEDFORWARD: DUTY CYCLE REGULATION

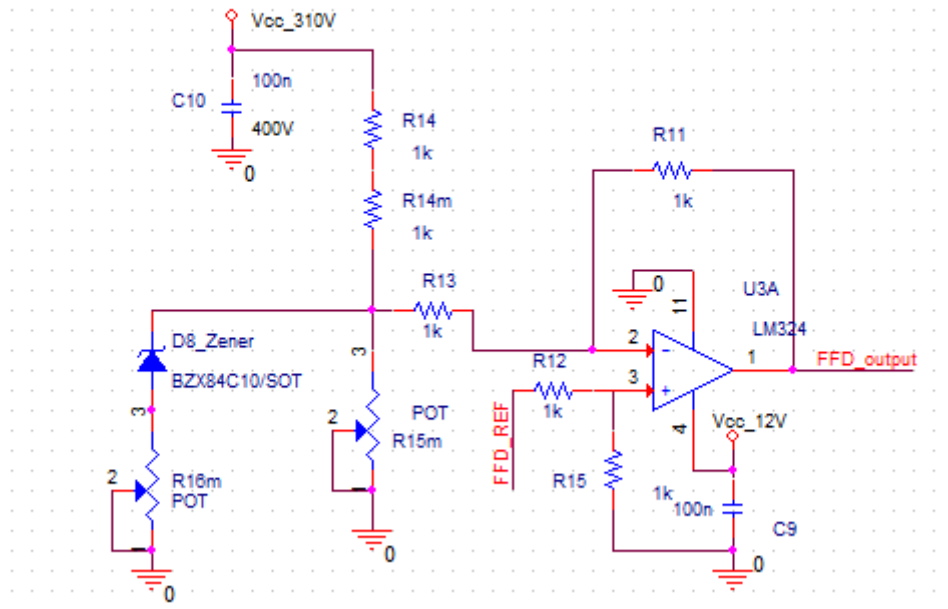


Fig.4.2: rete per il feedforward del duty_cycle

Il circuito di Fig.4.2 si compone di una serie di resistenze, un diodo zener e di un amplificatore differenziale.

In ingresso al piedino invertente dell'operazionale si trova la tensione d'ingresso opportunamente scalata mentre all'ingresso non invertente dell'operazionale vi è il riferimento. In uscita all'amplificatore deve essere presente una tensione che, inviata in ingresso al piedino 2 del modulatore PWM, come si vede in Fig.4.1, determina il duty-cycle degli interruttori.

In Fig.4.3 viene riportato il diagramma a blocchi che rappresenta il funzionamento del modulatore PWM utilizzato.

BLOCK DIAGRAM

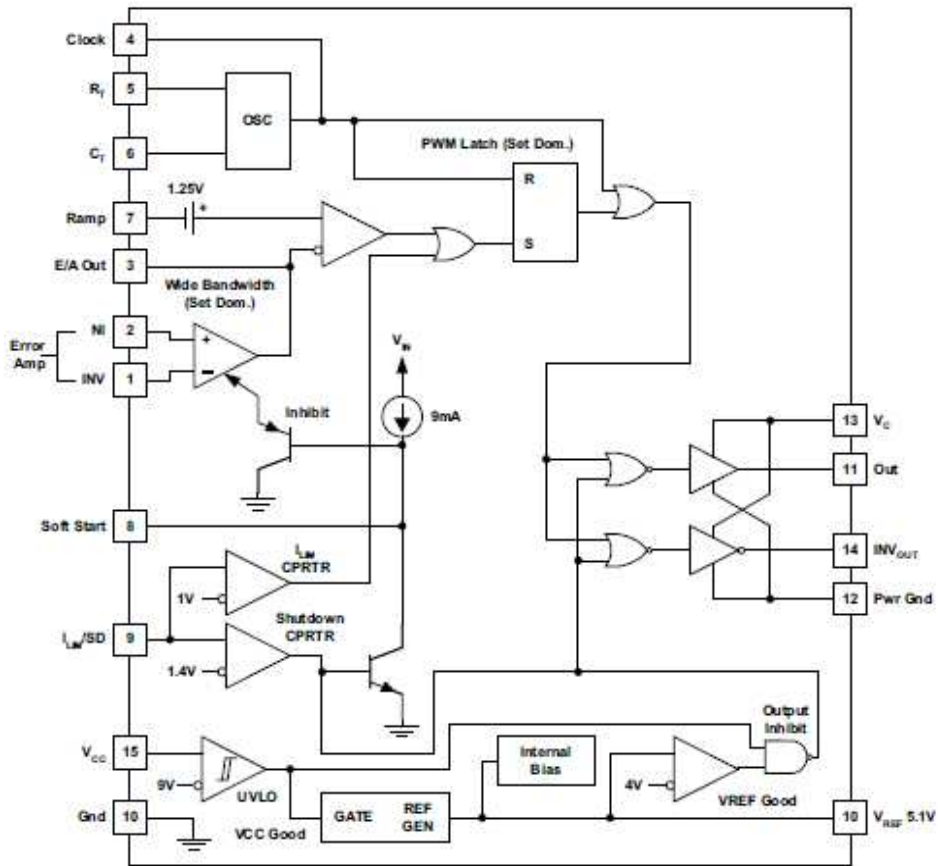


Fig.4.3: schema a blocchi modulatore PWM: UC3824

Il riferimento viene determinato dal partitore della tensione pari a 5.1V, che l'integrato mette a disposizione al piedino 10, realizzato dalle resistenze R2, R3 e R4m di Fig.4.4.

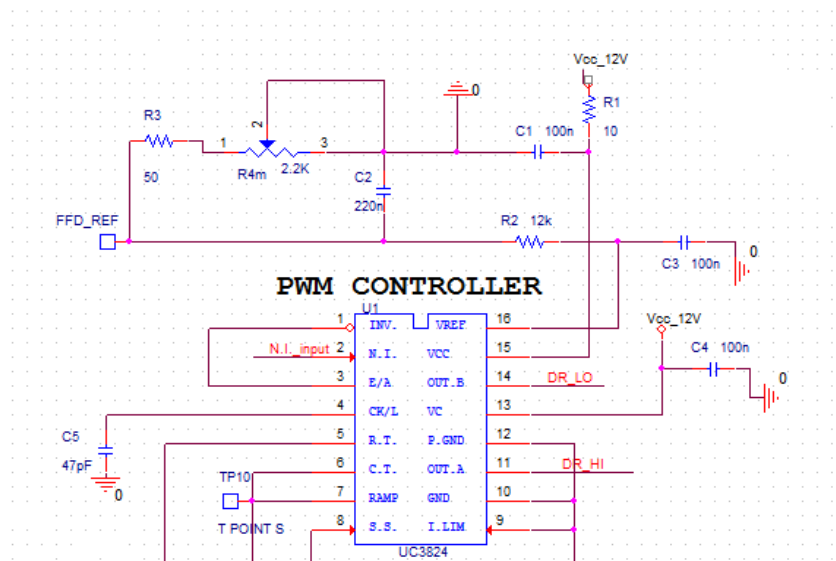


Fig.4.4: parte del circuito che realizza il riferimento per il controllo del duty-cycle

La rete che vi è tra la tensione V_{IN} e l'ingresso invertente dell'amplificatore deve quindi realizzare le due leggi date dalle 4.2: alla tensione V_{IN} pari a 255V deve entrare in conduzione il diodo zener per realizzare la seconda delle 4.2 mentre la combinazione di tutte deve garantire entrambe le leggi di controllo.

La tensione V_m in ingresso al modulatore al piedino 2 viene confrontata con la rampa del circuito oscillatore interno all'integrato per determinare il duty-cycle D ; vale quindi, leggendo i valori da datasheet:

$$D = \frac{V_m - (V_{RAMP_MIN})}{(V_{RAMP_MAX} - V_{RAMP_MIN})} = \frac{V_m - 2.03}{2.07} \quad (4.3)$$

Dall'eguaglianza tra la 4.3 alle 4.2 si ricava la tensione V_m al variare di V_{IN}

$$V_m = D * 2.07 - 2.03 \quad (4.4)$$

Le condizioni appena esposte danno luogo alla stesura di un file Mathcad per determinare il valore di tutte le resistenze interessate; le equazioni contenute in tale file sono (la resistenza R_{14} nelle equazioni sottostanti considera la serie delle resistenze R_{14}, R_{14m} di Fig.4.2):

$$V_{zen} = V_{in_p} * \frac{R_{15m}}{R_{15m} + R_{14}} \quad (4.5)$$

$$C_1 * 2.07 = \frac{R_{15m}}{R_{15m} + R_{14}} * \frac{R_{11}}{R_{13} + \frac{1}{\frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_{15m}}}} \quad (4.6)$$

$$C_2 * 2.07 + 2.03 = V_{ref} * \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{13} + \frac{1}{\frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_{15m}}}} \right) \frac{R_{15}}{R_{15} + R_{12} + \frac{R_2 * R_3}{R_2 + R_3}} \quad (4.7)$$

$$C_3 * 2.07 = \frac{R_{15m} * R_{16m}}{R_{15m} * R_{16m} + R_{14} * R_{16m} + R_{14} * R_{15m}} * \frac{R_{11}}{R_{13} + \frac{1}{\frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_{16m}} + \frac{1}{R_{15m}}}} \quad (4.8)$$

$$C_4 * 2.07 + 2.03 =$$

$$V_{ref} * \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{13} + \frac{1}{\frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_{16m}} + \frac{1}{R_{15m}}}} \right) \frac{R_{15}}{R_{15} + R_{12} + \frac{R_2 * R_3}{R_2 + R_3}} - \frac{R_{14} * R_{15m}}{R_{15m} * R_{16m} + R_{14} * R_{16m} + R_{14} * R_{15m}} \quad (4.9)$$

dove V_{zen} è la tensione di zener del diodo pari a 24V, V_{ref} è pari a 5.1V ed i coefficienti C_1, C_2, C_3, C_4 sono pari a:

$$C_1 = 0.002616, C_2 = 1.217, C_3 = 0.0016203, C_4 = 0.964$$

Il file restituisce i valori per tutte le resistenze che quindi sono state inserite nel circuito. La taratura successiva al montaggio ha portato ad avere la seguente configurazione di resistenze (misurate):

- $R_{14} + R_{14m} = 600 \text{ K}\Omega$
- $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$
- $R_3 + R_{4m} = 34 \text{ K}\Omega$
- $R_{11} = 33 \text{ K}\Omega$

- $R_{12} = 820 \Omega$
- $R_{13} = 510 \text{ K}\Omega$
- $R_{15} = 22 \text{ K}\Omega$
- $R_{15m} = 74.28 \text{ K}\Omega$
- $R_{16m} = 56.64 \text{ K}\Omega$

4.4 Rete per il controllo della frequenza di commutazione

L'implementazione delle 4.1 avviene tramite la rete di Fig.4.5.

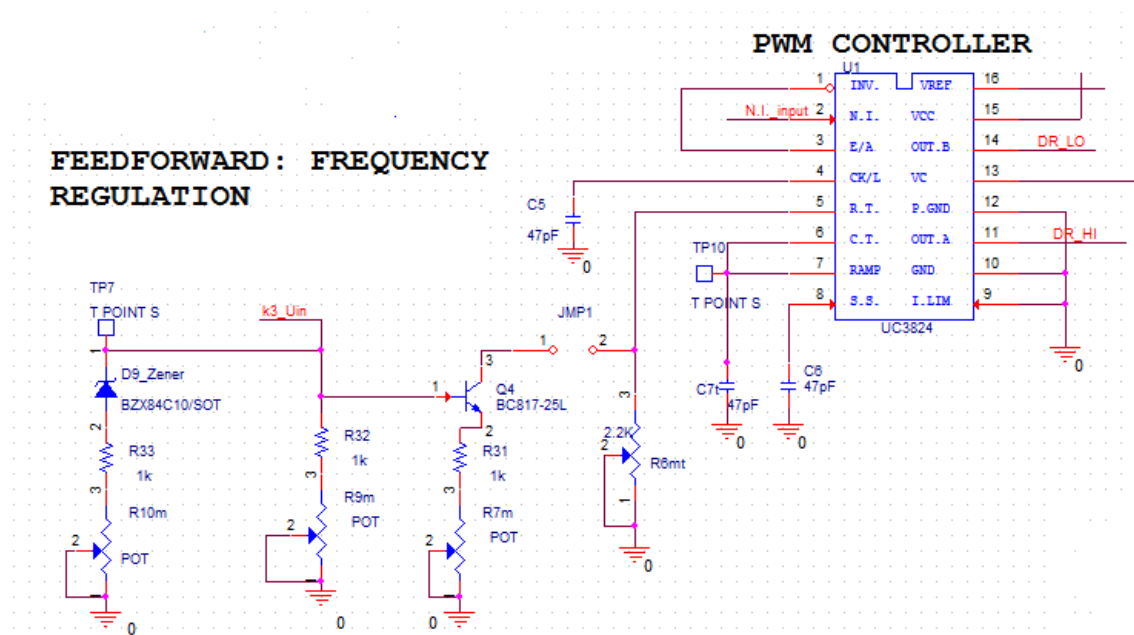


Fig.4.5: : rete per il feedforward della frequenza F_{sw}

Per comprendere il funzionamento della rete di feedforward della frequenza è necessario analizzare le Fig.4.6 e Fig.4.7 dove sono riportati il circuito oscillatore, interno al modulatore PWM, e la variazione della frequenza di commutazione al variare della coppia resistenza R_T (piedino 5 del modulatore PWM) / capacità C_T (piedino 6).

Oscillator Circuit

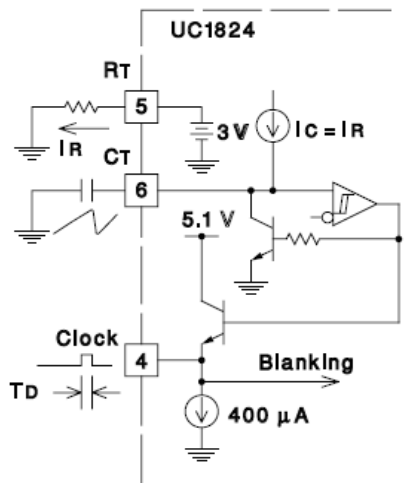


Fig.4.6: : circuito oscillatore interno al modulatore PWM

Timing Resistance vs Frequency

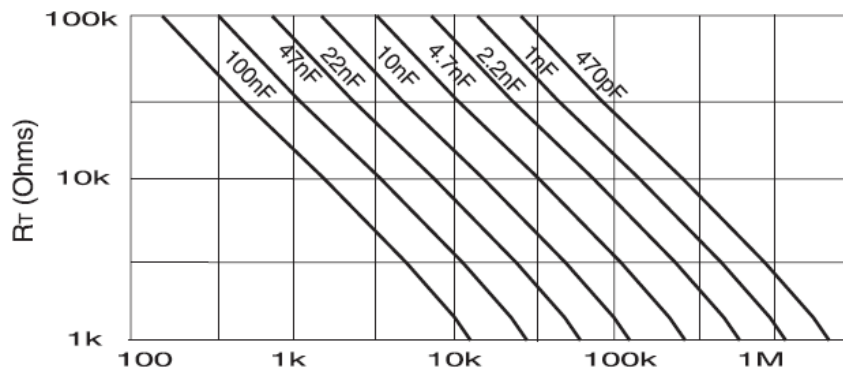


Fig.4.7: : F_{sw} al variare di R_T e C_T

Decidendo di inserire un condensatore C_T pari a 470 pF, volendo ottenere una variazione di frequenza da circa 300 KHz a circa 500 KHz, dalla Fig.4.7 si ricava l'andamento di R_T in funzione di F_{sw} e quindi l'andamento della corrente I_R (Fig.4.6) sempre in funzione di F_{sw} . Si trova, in modo approssimato:

$$I_R [A] = 1.2 * 10^{-9} * F_{sw}[Hz] \quad (4.10)$$

e quindi inserendo le 4.1 nella 4.10 si trova:

$$\begin{cases} I_R = (1619.7 V_{IN} - 19390) * 1.2 * 10^{-9} & [200,255] V \\ I_R = (725.26 V_{IN} + 208540) * 1.2 * 10^{-9} & (255,330)V \end{cases} \quad (4.11)$$

La rete di Fig.4.5, per ottenere il controllo della frequenza di commutazione, deve soddisfare le 4.11. Le equazioni che descrivono il circuito di controllo sono (le resistenze in serie di Fig.4.5 si considerano unite nelle equazioni sottostanti: $R_{31}+R_{7m}=R_{7m}$ ecc.):

$$V_{zen} = V_{in,p} * \frac{R_{9m}}{R_{9m}+R_8} \quad (4.12)$$

$$C_1 * C_5 = \frac{R_{9m}}{R_{9m} + R_8} * \frac{1}{\frac{1}{R_{7m} + \frac{1}{\frac{1}{R_{9m} + R_8} + \frac{1}{Bf}}}} \quad (4.13)$$

$$-C_2 * C_5 = \left(\frac{V_{CC} * \frac{1}{\frac{1}{R_{9m} + R_8} + \frac{1}{Bf}}}{Bf * R_{6mt}} - V_{be_on} + R_{7m} * \frac{V_{CC}}{R_{6mt}} \right) * \frac{1}{\frac{1}{R_{7m} + \frac{1}{\frac{1}{R_{9m} + R_8} + \frac{1}{Bf}}}} \quad (4.14)$$

$$C_3 * C_5 = \frac{R_{9m} * R_{10m}}{R_{9m} * R_{10m} + R_8 * R_{10m} + R_8 * R_{9m}} * \frac{1}{\frac{1}{R_{7m} + \frac{1}{\frac{1}{R_{9m} + R_{10m} + R_8} + \frac{1}{Bf}}}} \quad (4.15)$$

$$C_4 * C_5 = \left(\frac{V_{CC} * \frac{1}{\frac{1}{R_{9m} + R_{10m} + R_8} + \frac{1}{Bf}}}{Bf * R_{6mt}} - V_{be_on} + R_{7m} \frac{V_{CC}}{R_{6mt}} + V_{zen} \frac{R_{9m} * R_8}{R_{9m} * R_{10m} + R_8 * R_{10m} + R_8 * R_{9m}} \right) \frac{1}{\frac{1}{R_{7m} + \frac{1}{\frac{1}{R_{9m} + R_{10m} + R_8} + \frac{1}{Bf}}}} \quad (4.16)$$

dove V_{zen} è la tensione di zener del diodo pari a 1.8 V, V_{CC} è pari a 3V (si riferisce alla tensione interna all'integrato in corrispondenza del piedino 5), B_f è il guadagno in corrente del transistor (il BJT si trova a funzionare in zona attiva) pari a 250, V_{be_on} è la tensione tra base ed emettitore del BJT e vale 0.6V ed i coefficienti C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 , presi dalle 4.11, sono pari a:

$$C_1 = 1619.7 \quad , C_2 = 19390 A \quad , C_3 = 725.26 \quad , C_4 = 208540 A \quad , C_5 = 1.2 * 10^{-9}$$

Il file restituisce i valori per tutte le resistenze che quindi sono state inserite nel circuito. La taratura successiva al montaggio ha portato ad avere la seguente configurazione di resistenze (misurate):

- $R_8 = R_{29} + R_{30} = 600 \text{ K}\Omega$
- $R_{6mt} = 63.71 \text{ K}\Omega$
- $R_{7m} = R_{31} + R_{7m} = 3.322 \text{ K}\Omega$
- $R_{9m} = R_{32} + R_{9m} = 2 \text{ K}\Omega$
- $R_{10m} = 0 \Omega$

Rispetto alla taratura del circuito per il controllo della duty-cycle quella per il controllo della frequenza si è rilevata molto più difficile. Tale difficoltà è dovuta principalmente alle differenze che vi sono tra i parametri descritti nel datasheet del modulatore PWM: le curve di Fig.4.7 sono imprecise e la loro linearizzazione anche, ed ai parametri del BJT, tensione V_{be_on} e guadagno B_f , che sono poco precisi. Tutto questo condiziona il risultato del dimensionamento e quindi il punto di partenza per la successiva regolazione “sul campo”.

L'approssimazione della prima parte della curva di controllo, data dalla prima delle 4.1, si è raggiunta con buona precisione. La seconda parte, ovvero la zona in cui il diodo zener entra in conduzione, si è rilevata leggermente inesatta, in particolare il coefficiente angolare della retta risulta più grande del voluto come si può vedere dai risultati esposti al paragrafo 5.2.

5. Risultati ottenuti con controllore in feedforward

5.1 Grandezze monitorate

L'acquisizione delle forme d'onda caratteristiche al primario è stata effettuata tramite un oscilloscopio LeCroy® a quattro canali d'ingresso mentre per la tensione e corrente d'uscita si è scelto di utilizzare due semplici multimetri.

Le grandezze che si sono monitorate tramite l'oscilloscopio sono: la corrente I_{Ld} (canale 4 sull'oscilloscopio), la tensione sul nodo 0 di Fig.1.1, cioè la tensione di mezzo ponte (canale 3), il segnale di gate dell'interruttore "alto" (canale 1) e il segnale di gate dell'interruttore "basso" (canale 2).

Per la misura della corrente I_{Ld} si è utilizzata una sonda di corrente ad effetto Hall, per la tensione di mezzo ponte e il segnale di gate "basso" due sonde di tensione mentre per il segnale di gate "alto" una sonda differenziale di tensione.

5.2 Esposizione dei risultati

In Fig.5.1, Fig.5.2, Fig.5.3 e Fig.5.4 si mostrano le acquisizioni fatte a tensioni d'ingresso differenti

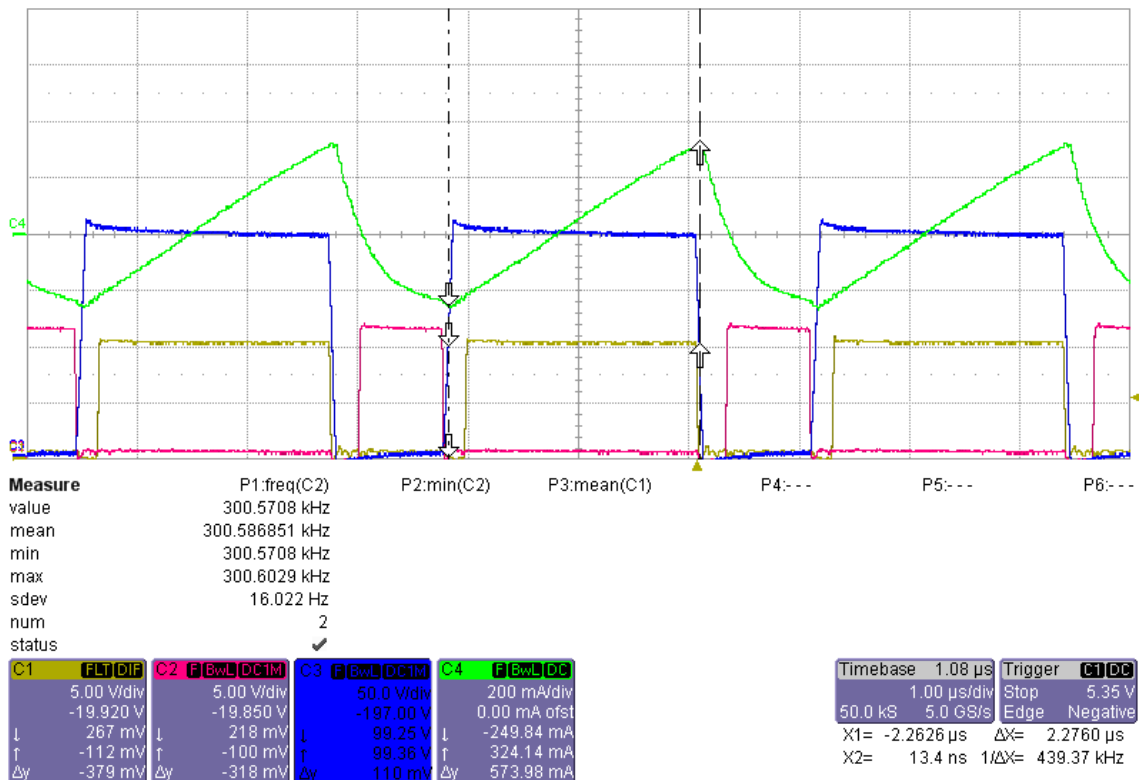


Fig.5.1: Prova con tensione d'ingresso $V_{IN} = 200V$

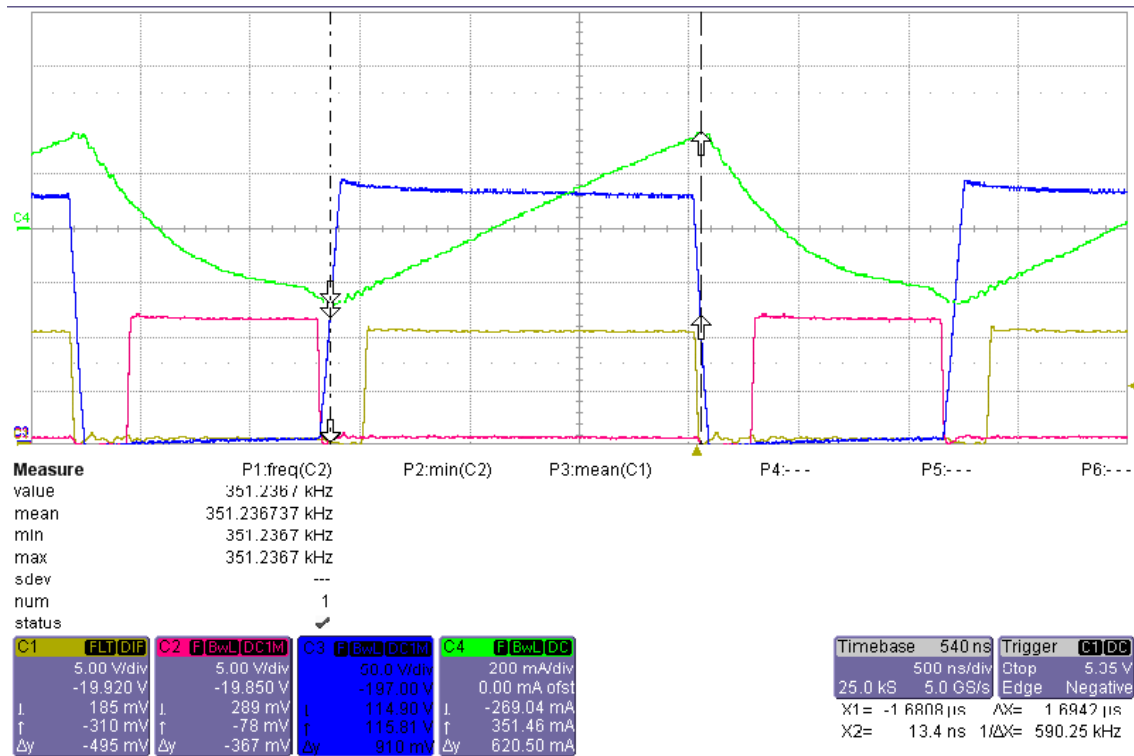


Fig.5.2: Prova con tensione d'ingresso $V_{IN} = 230V$

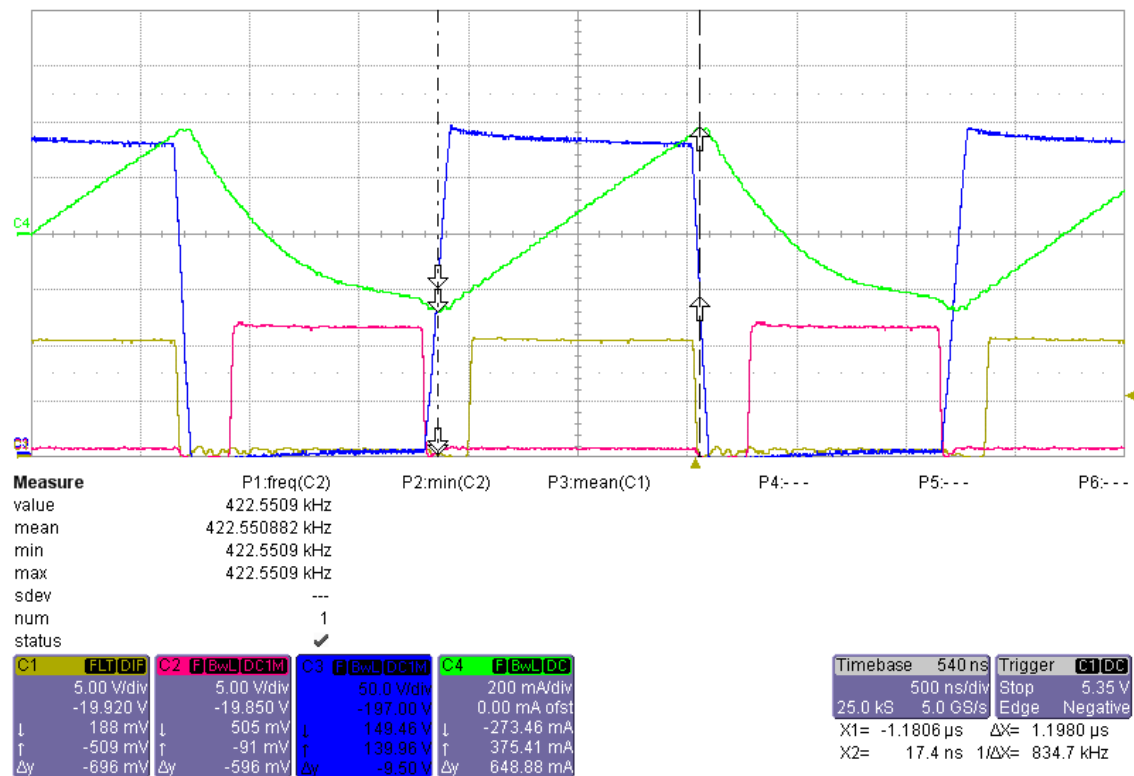


Fig.5.3: Prova con tensione d'ingresso $V_{IN} = 280V$

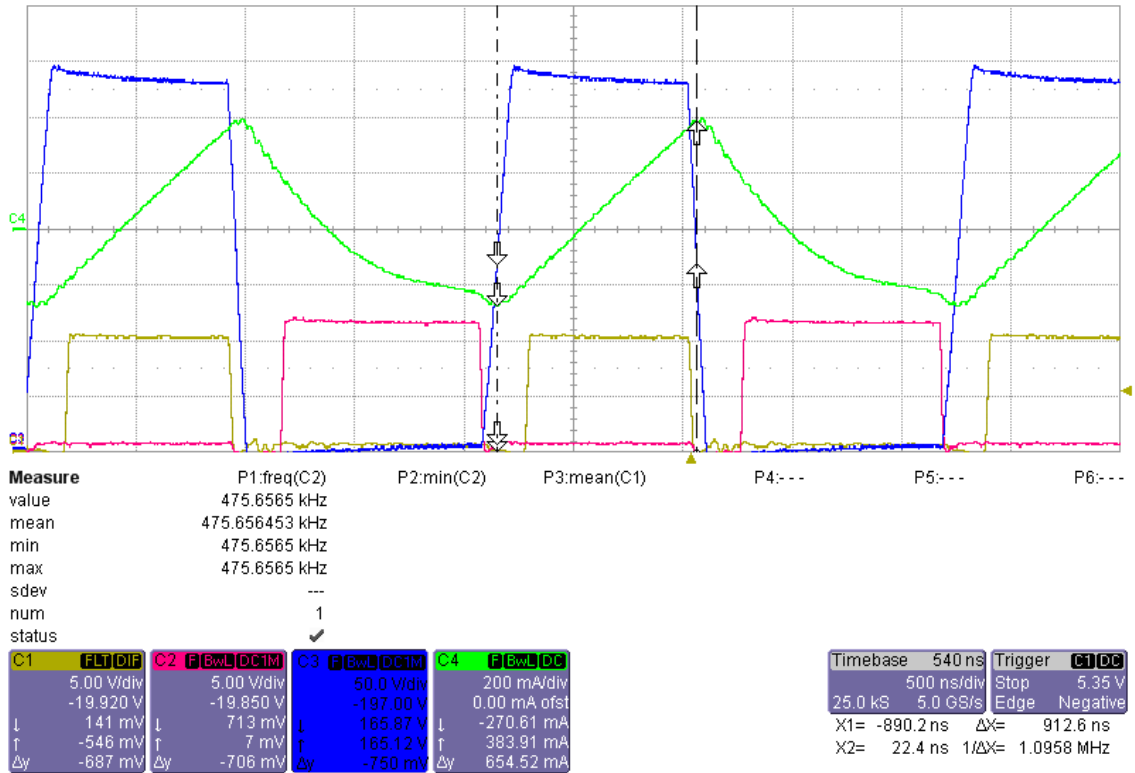


Fig.5.4: Prova con tensione d'ingresso $V_{IN} = 330V$

Si possono fare alcune importanti considerazioni dall'analisi delle figure sovrastanti: la corrente I_{Ld} rimane quasi costante nei suoi valori picco inoltre è verificato il buon funzionamento del circuito in soft-switching: le commutazioni di turn-on dei due interruttori avvengono quando la corrente scorre attraverso i diodi di ricircolo e la tensione di mezzo ponte segue l'andamento desiderato.

Per un'analisi più accurata è necessario valutare la Tab.5.1 in cui vengono riportate tutte le misure effettuate a diversi valori per la tensione d'ingresso V_{IN} .

Vengono inoltre riportati in tabella gli errori relativi percentuali per la frequenza ed il duty-cycle rispetto a quelli desiderati di Tab.4.1 e Tab.4.2.

U _{in} [V]	U _{O_RMS} [V]	I _{O_RMS} [mA]	Δi _{Ld} [mA]	f _{sw} [kHz]	ε _f [%]	Δt _{ON} [us]	D	ε _D [%]
200	15,50	309	577,20	300,57	-1,307%	2,276	0,684	-1,427%
210	15,53	316	589,65	318,05	-0,842%	2,051	0,652	-2,347%
220	15,53	315	599,48	335,51	-0,427%	1,865	0,626	-2,383%
230	15,49	306	620,50	351,23	-0,544%	1,694	0,595	-3,255%
240	15,56	321	627,53	366,19	-0,853%	1,566	0,573	-2,639%
250	15,74	365	622,68	382,77	-0,718%	1,464	0,560	-0,466%
260	15,82	392	634,63	396,11	-0,252%	1,369	0,542	-0,134%
270	15,89	414	638,83	410,46	1,506%	1,279	0,525	-0,194%
280	15,92	426	648,88	422,55	2,655%	1,198	0,506	-0,742%
290	15,84	415	649,00	434,84	3,813%	1,121	0,487	-1,325%
300	15,79	404	647,48	444,22	4,248%	1,059	0,470	-1,584%
310	15,76	396	646,50	457,05	5,462%	0,992	0,453	-1,863%
320	15,80	409	652,20	465,51	5,646%	0,948	0,441	-0,831%
330	16,01	468	654,52	475,65	6,200%	0,912	0,434	1,117%

Tab.5.1: Risultati a vari livelli di tensione V_{IN}

Come si nota le variazioni per quanto riguarda la corrente al primario sono molto limitate ($\Delta\% \Delta i_{Ld}[\text{mA}] = 13.396\%$) confermando la prima analisi fatta sulle Fig.5.1 e seguenti.

Per quanto riguarda le grandezze d'uscita si ottiene un controllo della tensione e della corrente abbastanza preciso considerando i valori nominali pari a 15,5V per la prima e di 350mA per la seconda.

I maggiori scostamenti si rilevano per tensioni elevate: questo aspetto è dovuto all'imperfetta realizzazione della seconda parte della legge di controllo della frequenza, come si nota dall'errore percentuale sulla frequenza in corrispondenza della tensione d'ingresso V_{IN} pari a 330V.

Si è voluta inoltre monitorare la temperatura di lavoro del circuito al variare della tensione: in Fig.5.5 e Fig.5.6 si mostrano due immagini prese da termocamera per due valori di tensione d'ingresso:

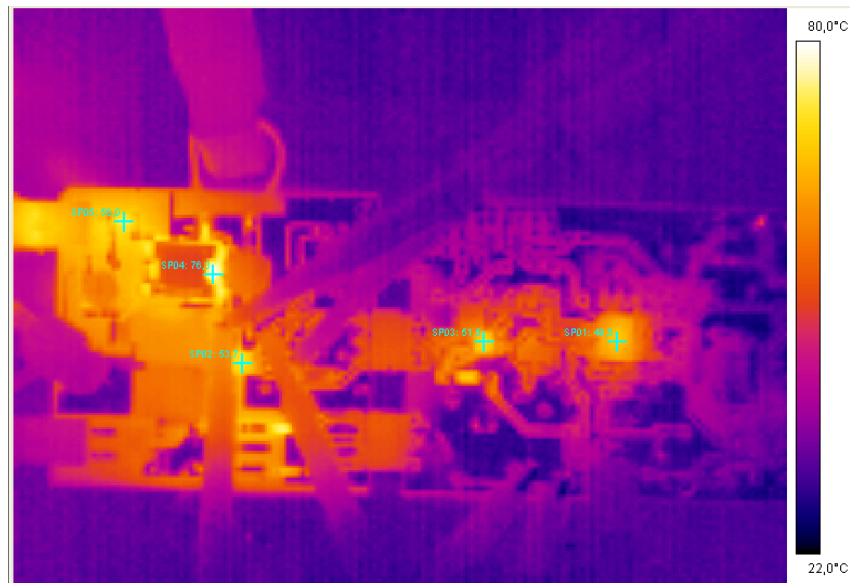


Fig.5.5: : immagine termo camera: tensione d'ingresso $V_{IN} = 330V$

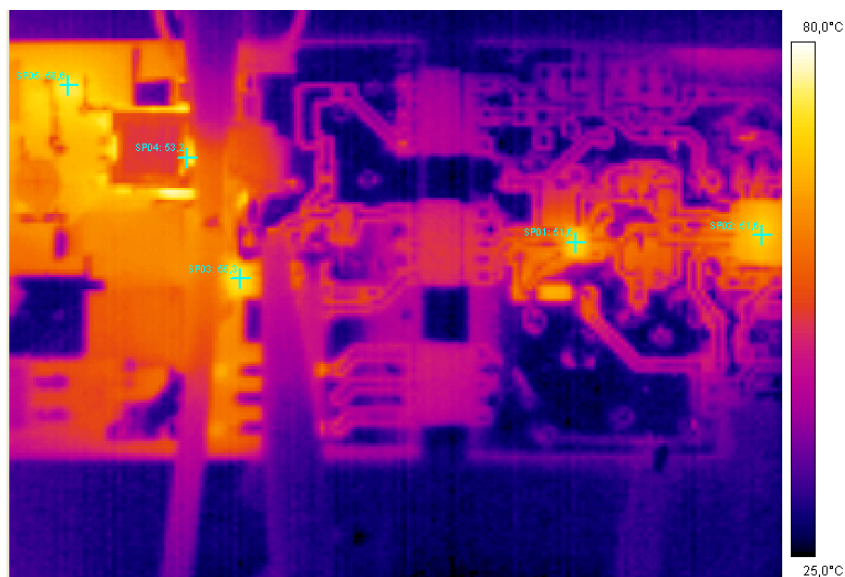


Fig.5.6: : immagine termocamera: tensione d'ingresso $V_{IN} = 200V$

La temperatura più elevata si riscontra in corrispondenza del trasformatore (zona in alto a sinistra circa 75°C); altri punti sensibili sono il driver ed il modulatore sulla parte destra della scheda mentre sulla sinistra vi sono i MOSFET (circa 53°C) ed il diodo al secondario (circa 58°C).

5.3 *Analisi delle armoniche*

La scelta progettuale di inserire una piccola capacità dopo il ponte a diodi per il raddrizzamento della tensione in ingresso ha lo scopo di ottenere una corrente assorbita dalla linea che soddisfi le norme di settore. Si sono quindi svolte alcune prove per convalidare queste ipotesi iniziali.

La norma di riferimento che si è presa in considerazione è la seconda versione della EN61000-3-2. Tale normativa impone dei limiti per quanto riguarda le armoniche di corrente per ogni classe di apparecchiature.

Nello specifico si deve soddisfare:

- 3^a armonica inferiore all'86% della fondamentale
- 5^a armonica inferiore al 61% della fondamentale
- La forma d'onda della corrente in ingresso deve avere origine e picco a meno di 60° e fine oltre i 90° (assumendo che la forma della tensione d'ingresso abbia l'attraversamento a tensione nulla a 0°)

Le misure, eseguite con tensione d'ingresso $V_{IN} = 230V$ rms 50 Hz, sono:

1^a armonica: 39.3 mA

3^a armonica: 31.8 mA (80.91%)

5^a armonica: 20.9 mA (53.18%)

I valori per le due armoniche soddisfano la normativa confermando la bontà delle ipotesi iniziali del progetto. Si riportano in Fig.5.7 la tensione e corrente assorbite

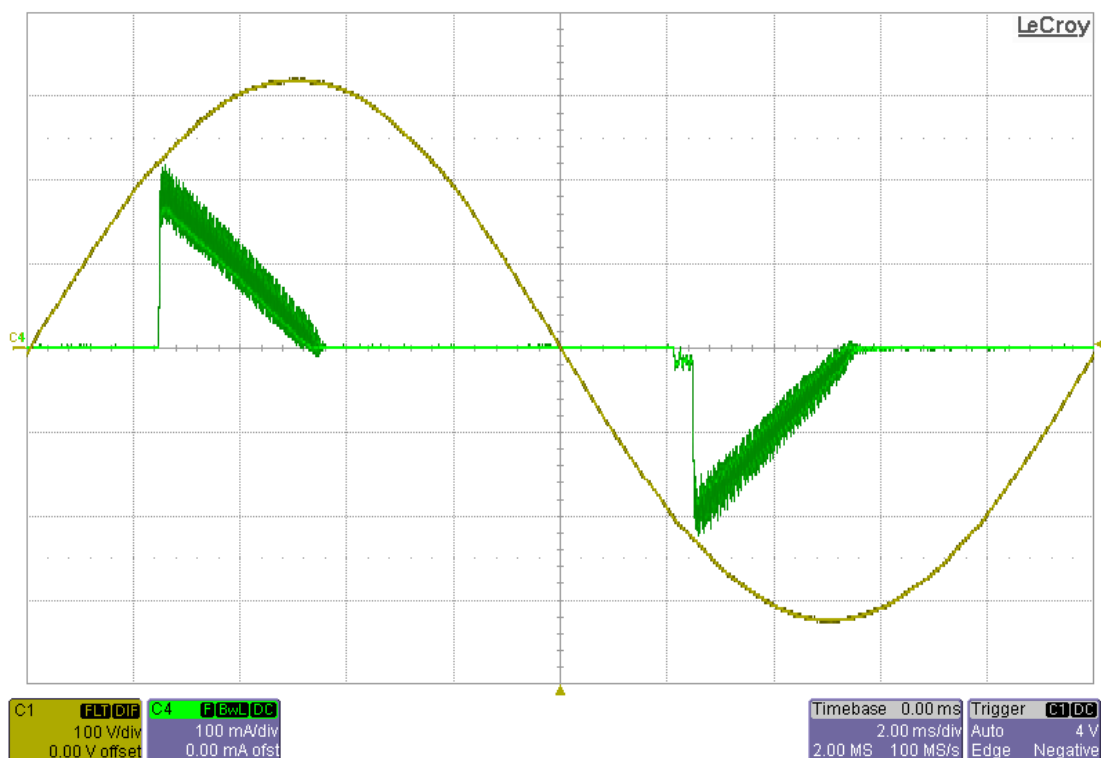


Fig.5.7: : tensione (marrone) e corrente (verde) assorbite: $V_{IN} = 230V$ rms

L'andamento della corrente e della tensione in Fig.5.7 rispettano la normativa. Rimane comunque l'andamento non sinusoidale della corrente dovuto agli intervalli di carica del condensatore.

5.4 *Sviluppi e possibili ottimizzazioni*

Il controllo della corrente d'uscita tramite il solo controllore in feedforward non permette di raggiungere elevate precisioni lasciando ampi margini di miglioramento. Per ottenere risultati migliori quindi si può integrare il controllo in feedforward con una regolazione in feedback della corrente d'uscita. Il controllo in feedforward garantisce di trovarsi nelle vicinanze del punto di lavoro ideale, aggiungendo un feedback si potrebbe ridurre notevolmente l'errore, avendo inoltre margini elevati nella progettazione del controllore considerando che l'azione del feedback è ristretta a piccole variazioni.

Vi è però sempre la necessità di tenere isolato il secondario quindi una semplice resistenza di sensing, inserita al secondario per ottenere il segnale per la retroazione, non è attuabile.

Si sono individuate alcune possibili soluzioni: tramite un sensore di corrente (sempre su circuito integrato) ottengo un segnale proporzionale alla corrente oppure utilizzo la corrente magnetizzante per calcolare la corrente di uscita. Entrambi i metodi presentano alcuni pregi e difetti.

Tutti e due i metodi soddisfano la necessità di avere un segnale di retroazione della corrente d'uscita mantenendo comunque l'uscita isolata. Il sensore ha come grosso difetto l'eccessivo costo che potrebbe rendere un eventuale prodotto poco appetibile sul mercato. Il secondo metodo prevede di misurare la corrente al primario su L_m prendendo in considerazione solo la parte che effettivamente passa al secondario, ricavandone poi il valore medio su un periodo ottenendo così una misura della corrente d'uscita; tale misura risulta essere meno precisa rispetto al primo metodo portando un miglioramento rispetto al solo controllo in feedforward ma meno preciso rispetto ad una misura diretta.

CONCLUSIONI

Le lampade a stato solido, in particolare quelle a LED, sono fonte di studio per l'elevato rendimento e durata che offrono rispetto alle lampade comunemente utilizzate nell'illuminazione.

Lo scopo di questo progetto consiste nel progettare e realizzare fisicamente un alimentatore che permette di pilotare la serie di 5 LED in grado di fornire un flusso di luce di circa 1000 lm. La scelta del convertitore da utilizzare è ricaduta su di una particolare tipologia, quella dei convertitori risonanti.

Il convertitore HB flyback asimmetrico adottato permette la conversione voluta con la particolarità di sfruttare le non idealità del trasformatore nel funzionamento del circuito stesso e il dimezzamento delle perdite per commutazione. Tali vantaggi consentono, unitamente al fatto di lavorare a frequenze elevate, di avere ingombri piccoli per i vari elementi: nello specifico induttanze e condensatore del circuito risonante.

Per rendere la parte di raddrizzamento estremamente semplice e al tempo stesso per rispettare i vincoli imposti dalle norme per l'assorbimento delle armoniche da rete, EN61000 3-2, si accetta di avere una tensione in ingresso al convertitore variabile in un intervallo ampio di tensioni (200V-330V).

La regolazione della tensione e corrente che alimentano i LED risulta essere più complessa rispetto al normale funzionamento dei convertitori risonanti che operano comunemente con tensioni d'ingresso e d'uscita fissate a priori. Per il controllo e la regolazione la tensione d'uscita e quindi la corrente che scorre attraverso i LED si è deciso di eseguire un controllo in feedforward. Il controllore prende in ingresso la tensione dopo che è avvenuto il raddrizzamento ed in uscita fornisce la frequenza e il duty-cycle per comandare gli interruttori del mezzo ponte (Half Bridge).

Il controllo in feedforward della frequenza di commutazione e del duty-cycle garantisce, come si può vedere dai risultati sperimentali, una buona regolazione della tensione e corrente che alimentano i LED. Performance migliori con questo tipo di controllo risultano essere difficili da ottenere poiché il controllo preciso della frequenza di commutazione, utilizzando un modulatore PWM UC3824, non è raggiungibile. Una futura integrazione nel controllo della corrente d'uscita con un feedback isolato potrà portare a risultati sicuramente migliori.

Tramite l'utilizzo di una termocamera si sono valutate le temperature di lavoro constatando che i punti più sensibili sono il trasformatore che raggiunge temperature di circa 75°C, il modulatore e gli interruttori che lavorano intorno ai 55°C.

Le misure effettuate per valutare l'assorbimento delle armoniche da rete ha dato riscontri positivi in quanto la norma che si è presa come riferimento è stata soddisfatta.

APPENDICI

APPENDICE A

Listati dei programmi Matcad utiizzati:

Primo metodo:

NOTA: il foglio di calcolo si basa sull'analisi del circuito in condizioni limite CCM/DCM con funzionamento a frequenza fissa e controllo PWM.

DATI

$V_{LED} := 3.5 \cdot V$	$I_{LED} := 400 \cdot mA$	Caratteristiche nominali dei LED
$N_{LED} := 5$		Numero di LED nella lampada
$P_{out} := V_{LED} \cdot I_{LED} \cdot N_{LED}$		Potenza di uscita
$\eta := 0.8$		Efficienza stimata
$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta}$		Potenza di ingresso
$f_{sw} := 0.25 \cdot MHz$		Frequenza di commutazione
$U_{g_min} := 200 \cdot V$		Tensione di ingresso (minima)
$U_{g_MAX} := 330 \cdot V$		Tensione di ingresso (massima)

I POTESI di dimensionamento: alla minima tensione di ingresso (massimo duty-cycle) suppongo di trovarmi al limite tra CCM e DCM.

$t_{d_min} := 100 \cdot 10^{-9} s$	Minimo tempo morto
-------------------------------------	--------------------

$$C_0 := 0.1 \cdot \text{nF}$$

Capacità attesa sul nodo di uscita dell'HB

$$I_{LM_min} := \frac{C_0 \cdot U_{g_MAX}}{t_{d_min}}$$

Minima corrente per il soft-switching

$$\lambda := 0.018$$

$$D_{MAX} := 0.8$$

Dal rapporto di conversione in condizione limite CCM/DCM si trova

$$n_{21} := \frac{N_{LED} \cdot V_{LED} \cdot (1 + \lambda)}{U_{g_min} \cdot D_{MAX}}$$

Dall' espressione della corrente di magnetizzazione e imponendo il valore I_{LM_min}

$$L_M := \frac{N_{LED} \cdot V_{LED} \cdot (1 - D_{MAX})}{2 \cdot n_{21} \cdot f_{sw} \cdot (1.2 I_{LM_min} - n_{21} \cdot I_{LED})}$$

$$L_d := \lambda \cdot L_M$$

Critero per il DCM: ipotizzo che la corrente sul diodo al secondario si annulli all'ultimo momento utile.
Impongo che la corrente risonante sia tale da produrre una corrente media al secondario pari a I_{LED} .

$$\Delta I_L := \frac{N_{LED} \cdot V_{LED} \cdot (1 - D_{MAX})}{n_{21} \cdot L_M \cdot f_{sw}}$$

$$I_{L_pk} := n_{21} \cdot I_{LED} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{L_val} := n_{21} \cdot I_{LED} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$\omega_0 := 3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sw}$$

Given

$$2 \cdot \frac{\left[1 - \cos \left[\frac{\omega_0}{f_{sw}} \cdot (1 - D_{MAX}) \right] \right]}{\left[\sin \left[\frac{\omega_0}{f_{sw}} \cdot (1 - D_{MAX}) \right] \right]} + \frac{D_{MAX}}{f_{sw}} \cdot \omega_0 = 0 \quad 1.5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \leq \omega_0 \leq 4 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sw}$$

$$\omega_r := \text{Find}(\omega_0)$$

$$wr1 := 2 \cdot \frac{\pi}{4 \cdot (1 - D_{MAX})}$$

Impongo il valore dell'impedenza caratteristica che consente di limitare il ripple sulla capacità risonante a valori ragionevoli. Ne controllo il valore calcolando i limiti (Zr1) ed il valore teorico (Zr2).

$$Z_r := 14 \cdot \Omega$$

$$Zr1 := \frac{\left(\frac{N_{LED} V_{LED}}{n_{21}} - U_{g_min} \cdot D_{MAX} \right)}{n_{21} \cdot I_{LED} - \frac{N_{LED} V_{LED} (1 - D_{MAX})}{2 \cdot n_{21} \cdot L_M \cdot f_{sw}}}$$

Di conseguenza ottengo:

$$Zr2 := \left(\frac{N_{LED} V_{LED}}{n_{21}} - U_{g_min} \cdot D_{MAX} \right) \cdot \sin \left[\omega_r \cdot \frac{(1 - D_{MAX})}{f_{sw}} \right] \cdot \frac{1}{I_{L_val} - I_{L_pk} \cos \left[\omega_r \cdot \frac{(1 - D_{MAX})}{f_{sw}} \right]}$$

$$C_B := \frac{1}{Z_r \cdot \omega_r}$$

$$\lambda_{\text{sw}} := \frac{L_d}{L_M} \quad L_{\text{min}} := \frac{Z_r}{\omega_r}$$

Bisogna comunque verificare che il ripple su C_B sia trascurabile. Ricavo gli andamenti delle forme d'onda in questo punto di lavoro.

$$t := 0, \frac{1}{100} .. 1$$

vettore tempo

$$U_g := U_{g_min}$$

tensione di ingresso

$$i_{M_H}(t) := I_{L_val} + \frac{U_g \cdot (1 - D_{MAX})}{1 + \lambda} \cdot \frac{t}{L_M \cdot f_{sw}}$$

$$i_{M_L}(t) := I_{L_pk} - \frac{N_{LED} \cdot V_{LED}}{n_{21}} \cdot \frac{t}{L_M \cdot f_{sw}}$$

$$i_M(t) := \text{if}(t > D_{MAX}, i_{M_L}(t - D_{MAX}), i_{M_H}(t))$$

Alcune verifiche

$$i_{Ld_res}(t) := I_{L_pk} \cdot \cos\left(\frac{\omega_r}{f_{sw}} \cdot t\right) + \frac{1}{Z_r} \cdot \left(\frac{N_{LED} \cdot V_{LED}}{n_{21}} - D_{MAX} \cdot U_g\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega_r}{f_{sw}} \cdot t\right)$$

$$I_M := \int_0^1 i_M(t) dt$$

$$i_{Ld}(t) := \text{if}(t > D_{MAX}, i_{Ld_res}(t - D_{MAX}), i_M(t))$$

$$I_{Ld} := \int_0^1 i_{Ld}(t) dt$$

Secondo metodo:

NOTA: il dimensionamento si basa sull'analisi del circuito in condizioni limite CCM/DCM con funzionamento a frequenza fissa e controllo PWM.

DATI

$V_{LED} := 3.5 \cdot V$ $I_{LED} := 400 \cdot mA$ Caratteristiche nominali dei LED

$N_{LED} := 5$ Numero di LED nella lampada

$P_{out} := V_{LED} \cdot I_{LED} \cdot N_{LED}$ Potenza di uscita

$\eta := 0.8$ Efficienza stimata

$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta}$ Potenza di ingresso

$f_{sw} := 0.25 \cdot MHz$ Frequenza di commutazione

$U_{g_min} := 200 \cdot V$ Tensione di ingresso (minima)

$U_{g_MAX} := 330 \cdot V$ Tensione di ingresso (massima)

IPOTESI di dimensionamento: alla minima tensione di ingresso (massimo duty-cycle) suppongo di trovarmi al limite tra CCM e DCM.

$t_{d_min} := 100 \cdot 10^{-9} s$

$\lambda := 0.018$ Rapporto (ipotetico) tra L_d e L_M

$D_{MAX} := 0.8$ Massimo duty-cycle

$C_0 := 0.1 \cdot nF$ Capacità attesa sul nodo di uscita dell'HB

$I_{LM_min} := \frac{C_0 \cdot U_{g_MAX}}{t_{d_min}}$ Minima corrente per il soft-switching

Dal rapporto di conversione in condizione limite CCM/DCM si trova una stima per il rapporto spire:

$$n_{21} := \frac{N_{LED} \cdot V_{LED} \cdot (1 + \lambda)}{U_{g_min} \cdot D_{MAX}} \quad n_{21} = 0.111$$

Dall' espressione della corrente di magnetizzazione e imponendo il valore della corrente minima I_{LM_min} , con un certo margine di sicurezza (+20%):

$$L_M := \frac{N_{LED} \cdot V_{LED} \cdot (1 - D_{MAX})}{2 \cdot n_{21} \cdot f_{sw} \cdot (1.2 I_{LM_min} - n_{21} \cdot I_{LED})} \quad L_M = 1.789 \times 10^{-4} \text{ H}$$

Impongo il valore di L_d e C_B in ragione di λ e della frequenza di risonanza attesa (stimata).

$$L_d := \lambda \cdot L_M$$

$$C_B := \frac{1}{L_d \cdot \left[\frac{\pi \cdot f_{sw}}{(1 - D_{MAX})} \right]^2}$$

Sfrutto la simulazione del circuito con i valori di dimensionamento precedenti come "seme" per la risoluzione numerica delle equazioni di progetto.

$$D := D_{MAX} \quad U_g := U_{g_min}$$

Dalla simulazione ricavo:

$$V_{CB_ON_0} := 162.7 \cdot V$$

$$V_{CB_OFF_0} := 171.1 \cdot V$$

e quindi:

$$I_{L_pk} := n_{21} \cdot I_{LED} + \frac{V_{out}}{2 \cdot n_{21} \cdot L_M \cdot f_{sw}} \cdot (1 - D)$$

$$I_{L_val} := n_{21} \cdot I_{LED} - \frac{V_{out}}{2 \cdot n_{21} \cdot L_M \cdot f_{sw}} \cdot (1 - D)$$

Usando i valori precedentemente individuati come valori di partenza per la soluzione numerica, posso ora determinare la soluzione analitica delle equazioni del circuito. Ciò risulta indispensabile, vista la scarsa robustezza della convergenza. Con valori troppo lontani da quelli "veri" la soluzione numerica infatti non converge.

Given

$$\frac{V_{out}}{n_{21}} \left(1 - \cos\left(\frac{1-D}{\sqrt{L_d \cdot C_B \cdot f_{sw}}}\right) \right) + \sqrt{\frac{L_d}{C_B}} \cdot I_{L_pk} \cdot \sin\left(\frac{1-D}{\sqrt{L_d \cdot C_B \cdot f_{sw}}}\right) + V_{CB_OFF_0} \cos\left(\frac{1-D}{\sqrt{L_d \cdot C_B \cdot f_{sw}}}\right) - V_{CB_ON_0} = 0$$

$$U_g \left[1 - \cos\left[\frac{D}{f_{sw} \cdot \sqrt{(L_d + L_M) \cdot C_B}}\right] \right] + \sqrt{\frac{L_d + L_M}{C_B}} \cdot I_{L_val} \cdot \sin\left[\frac{D}{f_{sw} \cdot \sqrt{(L_d + L_M) \cdot C_B}}\right] + V_{CB_ON_0} \cos\left[\frac{D}{f_{sw} \cdot \sqrt{(L_d + L_M) \cdot C_B}}\right] - V_{CB_OFF_0} = 0$$

$$I_{L_val} \cos\left[\frac{D}{f_{sw} \cdot \sqrt{(L_d + L_M) \cdot C_B}}\right] + \frac{U_g - V_{CB_ON_0}}{\sqrt{\frac{L_d + L_M}{C_B}}} \cdot \sin\left[\frac{D}{f_{sw} \cdot \sqrt{(L_d + L_M) \cdot C_B}}\right] - I_{L_pk} = 0$$

$$I_{L_pk} \cdot \cos\left(\frac{1-D}{\sqrt{L_d \cdot C_B \cdot f_{sw}}}\right) + \frac{\frac{V_{out}}{n_{21}} - V_{CB_OFF_0}}{\sqrt{\frac{L_d}{C_B}}} \cdot \sin\left(\frac{1-D}{\sqrt{L_d \cdot C_B \cdot f_{sw}}}\right) - I_{L_val} = 0$$

$$I_{L_pk} - \frac{1}{L_M} \cdot \frac{V_{out}}{n_{21}} \cdot \frac{1-D}{f_{sw}} - I_{L_val} = 0$$

$$\begin{pmatrix} V_{CB_ON_0} \\ V_{CB_OFF_0} \\ I_{L_pk} \\ C_B \\ V_{out} \end{pmatrix} := \text{Find}(V_{CB_ON_0}, V_{CB_OFF_0}, I_{L_pk}, C_B, V_{out})$$

$$\lambda := \frac{L_d}{L_M}$$

$$Z_r := \sqrt{\frac{L_d}{C_B}}$$

$$\omega_r := \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_B}}$$

Ricavo gli andamenti delle forme d'onda del circuito.

$$t := 0, \frac{1}{100} .. 1$$

vettore tempo

$$i_{M_HS}(t) := I_{L_val} \cdot \cos\left(\frac{\omega_r \cdot t}{f_{sw} \cdot \sqrt{1 + L_M \cdot \frac{\omega_r}{Z_r}}}\right) + \frac{U_g - V_{CB_ON_0}}{Z_r \cdot \sqrt{1 + L_M \cdot \frac{\omega_r}{Z_r}}} \cdot \sin\left(\frac{\omega_r \cdot t}{f_{sw} \cdot \sqrt{1 + L_M \cdot \frac{\omega_r}{Z_r}}}\right)$$

$$i_{M_LS}(t) := I_{L_pk} - \frac{V_{out}}{n_{21}} \cdot \frac{t - D}{L_M \cdot f_{sw}}$$

$$i_{Ld_HS}(t) := i_{M_HS}(t)$$

$$i_{Ld_LS}(t) := \text{if}\left[I_{L_pk} \cdot \cos\left[\frac{\omega_r \cdot (t - D)}{f_{sw}}\right] + \frac{V_{out} - V_{CB_OFF_0}}{n_{21} \cdot Z_r} \cdot \sin\left[\frac{\omega_r \cdot (t - D)}{f_{sw}}\right] < i_{M_LS}(t), I_{L_pk} \cdot \cos\left[\frac{\omega_r \cdot (t - D)}{f_{sw}}\right] + \frac{V_{out} - V_{CB_OFF_0}}{n_{21} \cdot Z_r} \cdot \sin\left[\frac{\omega_r \cdot (t - D)}{f_{sw}}\right], i_{M_LS}(t) \right]$$

$$v_{CB_HS}(t) := U_g \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\omega_r \cdot t}{f_{sw} \cdot \sqrt{1 + L_M \cdot \frac{\omega_r}{Z_r}}}\right) \right) + Z_r \cdot I_{L_val} \cdot \sqrt{1 + L_M \cdot \frac{\omega_r}{Z_r}} \cdot \sin\left(\frac{\omega_r \cdot t}{f_{sw} \cdot \sqrt{1 + L_M \cdot \frac{\omega_r}{Z_r}}}\right) + V_{CB_ON_0} \cdot \cos\left(\frac{\omega_r \cdot t}{f_{sw} \cdot \sqrt{1 + L_M \cdot \frac{\omega_r}{Z_r}}}\right)$$

$$v_{CB_LS}(t) := \frac{V_{out}}{n_{21}} \cdot \left[1 - \cos\left[\frac{\omega_r \cdot (t - D)}{f_{sw}}\right] \right] + Z_r \cdot I_{L_pk} \cdot \sin\left[\frac{\omega_r \cdot (t - D)}{f_{sw}}\right] + V_{CB_OFF_0} \cdot \cos\left[\frac{\omega_r \cdot (t - D)}{f_{sw}}\right]$$

$$v_{CB}(t) := \text{if}(t > D, v_{CB_LS}(t), v_{CB_HS}(t))$$

$$i_M(t) := \text{if}(t > D, i_{M_LS}(t), i_{M_HS}(t))$$

$$i_{Ld}(t) := \text{if}(t > D, i_{Ld_LS}(t), i_{Ld_HS}(t))$$