

Tesi di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

**ANALISI E PROGETTAZIONE DI UN
CONVERTITORE DC/DC DI TIPO
RISONANTE LLC PER IL PILOTAGGIO DI
UNA STRINGA DI LED**

Laureando: Alberto BUFFON

Relatore: prof. Giorgio SPIAZZI

A.A. 2009/2010

INDICE

	pag.
Capitolo 1: Analisi architettura attuale e possibili opzioni	4
1.1 Alimentatore	6
1.2 Scheda LED driver	7
1.3 Valutazioni sull'attuale struttura e alternative	10
Capitolo 2: Analisi del convertitore risonante LLC	16
2.1 Introduzione	16
2.2 Considerazioni introduttive sul circuito LLC	18
2.3 Analisi con approssimazione di prima armonica delle grandezze elettriche nel convertitore risonante LLC	20
2.4 Analisi topologica	28
Capitolo 3: Dimensionamento del convertitore LLC	48
3.1 Introduzione	48
3.2 Dimensionamenti da ispezione delle forme d'onda delle correnti nel carico risonante	50
3.3 Dimensionamenti secondo l'analisi First Harmonic Approximation (FHA)	62
Capitolo 4: Dimensionamento del mutuo induttore	74
4.1 Scelte iniziali e parametri da realizzare	74
4.2 Analisi delle perdite e dimensionamento del mutuo induttore	76
4.3 Dimensionamenti realizzati	81
4.4 Misure sui due prototipi realizzati	83
4.5 Misure sulle induttanze singole utilizzate	90
Capitolo 5: Realizzazione di un prototipo	92
5.1 Schema circuitale completo per controllo in catena aperta	92
5.2 Setup di misura del rapporto di conversione	

Indice

e dell'efficienza del prototipo	98
5.3 Osservazioni riguardo le forme d'onda rilevate con oscilloscopio	111
Capitolo 6: Conclusioni	118
Appendice: Script MatLAB utilizzati	122
Bibliografia	147

CAPITOLO 1: ANALISI ARCHITETTURA ATTUALE E POSSIBILI OPZIONI.

L'attuale sistema di pilotaggio LED bianchi di potenza (Fig.1) prevede una coppia di alimentatori commerciali da rete Mean Well, mod.RSP-1000, con uscite in serie, a cui seguono i driver di pilotaggio dei LED, costituiti da un massimo di 12 schede, di cui una in configurazione master e fino a 11 in configurazione slave, tutte con la stessa capacità di alimentare 5 stringhe da 28 LED ciascuna. Ogni stringa è pilotata da un convertitore buck controllato indipendentemente dagli altri, ciascuno con un integrato che preleva la tensione comune dall'uscita degli alimentatori.

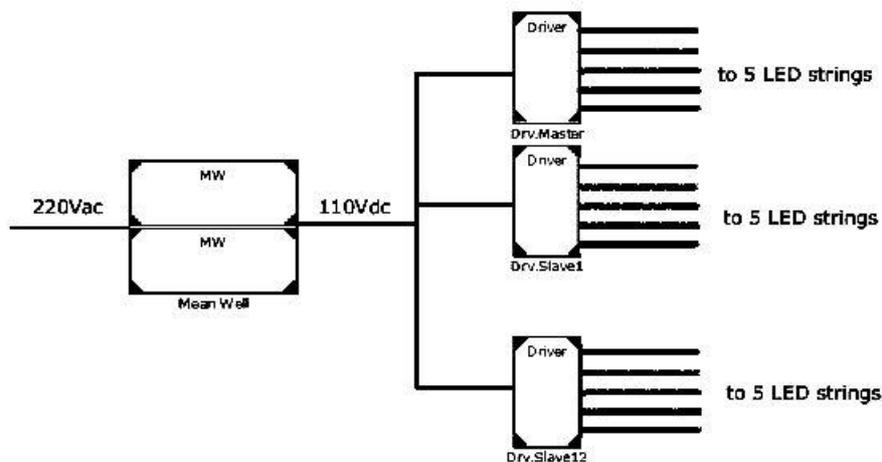


Figura 1: schema a blocchi del sistema attuale.

Dati di interesse MW RSP-1000 (2 in serie):

Output voltage: 86 ~112V (+/- 1%),

Potenza max: 1KW,

Power fact. >0.95,

Efficiency 90%,

Input voltage 230V_{ac}.

Capitolo1: Analisi architettura attuale e possibili opzioni.

Dati di interesse LED-driver:

Input voltage: 110Vdc,

Efficiency 90% (dichiarata, a corrente di carico nominale),

Output voltage: 110V_{dc} (nominale),

Output current: 350mA (nominale).

1.1 ALIMENTATORE

Nello schema a blocchi sottostante (Fig.2) si nota che l'alimentatore include un PFC e un post-regolatore della tensione isolato, nonché il filtro EMI e un limitatore di transitori di accensione a monte dei suddetti due stadi. Inoltre ci sono anche i circuiti di controllo per la sovratensione (O.V.P.) e per il sovraccarico (O.L.P.) ed una sorgente ausiliaria ($5V_{dc}$) di cui può servirsene l'utente esterno, anche quest'ultima isolata, che alimenta anche le ventole di raffreddamento.

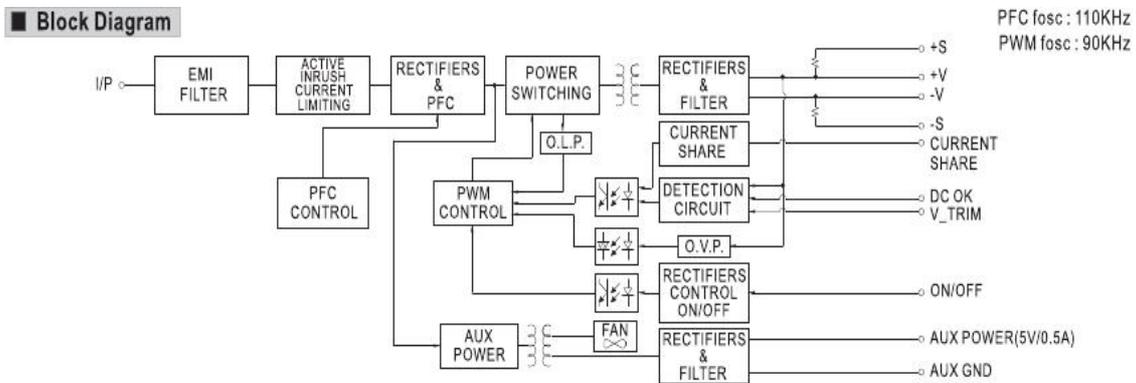


Figura 2: schema a blocchi dell'alimentatore MW RSP-1000.

Sono state svolte alcune misure di efficienza dell'alimentatore con le seguenti condizioni:

tensione di rete: $230V_{ac}$ (50Hz),

tensione di uscita: $110V_{dc}$.

Una misurazione con circa il 40% del carico nominale (390W in uscita) con 2 esemplari con uscite in serie, ottenendo un'efficienza piuttosto bassa, pari al 71%. La seconda misurazione su altri 2 esemplari è stata effettuata al carico nominale e il risultato è stato migliore, raggiungendo un'efficienza del 90,5%, come indicato nel datasheet alla voce efficienza nominale. La misurazione della tensione di rete è stata effettuata con tester (opzione voltmetro AC), la corrente di ingresso dalla rete e la corrente sul carico (stringhe di LED) è stata misurata con sonda di corrente collegata ad oscilloscopio, la tensione di stringa è stata misurata con oscilloscopio e sonda di tensione riferita a massa.

Si consideri il LED come un carico equivalente dato dalla serie di una tensione costante, V_f , e una resistenza, R_d , (a meno di rotture¹). La tensione di uscita risente poco delle variazioni di carico, dato che la resistenza equivalente è poco variabile. Le maggiori variazioni di frequenza e di duty cycle sono dovute alle variazioni della tensione di ingresso: nel caso attuale la variazione è molto contenuta, avendo un alimentatore che ha tolleranza di +/-1%. Complessivamente la frequenza di switching varia poco nel funzionamento a regime.

Il controllo effettuato dall'HV9910B (fig.3b) consiste nel comparare la tensione sulla resistenza di sensing, messa in serie con il source del MOSFET di potenza (attualmente un STD22NM20N di STMicroelectronics) con il valore minore tra la tensione massima generata internamente di 250mV e la tensione di linear dimming fornita dall'esterno (minore di 250mV) per regolare la corrente continua dei LED. Quando la tensione misurata supera il valore minimo sopracitato comanda in apertura il MOS per il tempo costante impostato. La regolazione della corrente media è dovuta anche al valore dell'induttanza: più grande è il valore minore sarà il ripple di corrente, maggiore la corrente media d'uscita.

Block Diagram

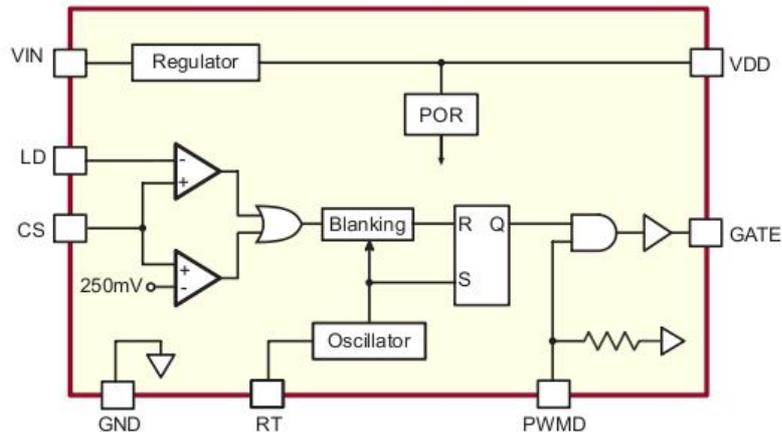


Figura 3b: schema a blocchi dell'integrato Supertex HV9910B.

¹ nel caso di rottura si trasforma in un circuito aperto, alcuni modelli prevedono un diodo in antiparallelo per evitare il failure di tutta la stringa. Altrimenti si può provvedere con un circuito che si accorga del circuito aperto e bypassi il guasto.

Capitolo1: Analisi architettura attuale e possibili opzioni.

Da misurazioni effettuate su un esemplare della scheda di pilotaggio è stata misurata un'efficienza globale del 90% circa, come indicato nelle specifiche. Le condizioni di misura sono quelle nominali:

tensione ingresso: $110V_{dc}$,

carico: 28 LED bianchi di potenza (CREE, mod. XR-E 7090).

Le tensioni di ingresso ed uscita sono state misurate con oscilloscopio e sonda riferita a massa, le correnti di ingresso ed uscita con sonda di corrente.

1.3 VALUTAZIONI SULL'ATTUALE STRUTTURA E ALTERNATIVE.

Nella configurazione attuale si possono isolare 3 stadi principali che permettono l'alimentazione da rete dei LED:

1. stadio di raddrizzamento con PFC switching non isolato;
2. stadio di regolazione della tensione isolato;
3. stadio di regolazione della corrente di carico (Buck inverso) non isolato.

L'efficienza globale del sistema alimentatori MW + LED-driver risulta essere 80%.

L'obiettivo da raggiungere nel pilotaggio dei LED è quello di fornire una corrente costante controllata alla stringa.

Il flusso luminoso emanato da ciascun LED è legato alla corrente che lo attraversa, in modo direttamente proporzionale: il pilotaggio è conveniente che avvenga controllando la corrente media nella stringa, piuttosto che la tensione ai capi della stessa. La caratteristica corrente vs. tensione di ogni diodo risente molto delle variazioni di temperatura, al contrario la caratteristica flusso luminoso vs. corrente. Per la precisione, le caratteristiche ottiche ed elettriche sono influenzate della temperatura di giunzione del diodo LED.

Si possono relazionare, inoltre, le caratteristiche ottiche alla temperatura ambiente conoscendo le impedenze termiche di ciascun LED verso l'ambiente (solitamente un dissipatore di supporto). La misurazione della temperatura può avvenire sul supporto metallico dei LED, che è la zona accessibile più vicina al LED stesso, senza dover aggiungere altre impedenze termiche (dal supporto verso il dissipatore). La potenza termica è ricavabile dalla potenza elettrica fornita e dall'efficienza luminosa dichiarata, oppure, sovrastimando la potenza termica con tutta la potenza elettrica entrante.

Capitolo1: Analisi architettura attuale e possibili opzioni.

Per le motivazioni sopracitate il controllo della luminosità sarà implementato controllando la corrente di stringa: ai LED sarà fornita una corrente media costante per regolarne la luminosità.

Tuttavia, per basse correnti continue (circa 150mA, 15% rispetto alla corrente nominale dei LED CREE, mod. XR-E 7090) si ha una variabilità elevata della luminosità da esemplare a esemplare, quindi è preferibile utilizzare una differente regolazione.

Si utilizza un'onda rettangolare a frequenza sufficientemente elevata da non far percepire flickering di luminosità all'occhio umano (sono sufficienti 60Hz): l'attuale scheda ha una frequenza di 250Hz. La luminosità è in questo caso modulata variando il duty cycle dell'onda quadra di corrente fornita ai LED. L'integrato HV9910B riceve un'onda quadra di riferimento che viene convertita nella forma d'onda di corrente ai LED con le stesse caratteristiche. Il massimo di corrente è dato, come prima, dal confronto con il minimo tra riferimento interno e riferimento di linear dimming.

La forma dell'onda quadra di corrente è riprodotta con poca distorsione (il tempo di salita e discesa è breve), dato che la capacità tipica dei LED è piccola: la capacità di uscita si può omettere, dato che utilizzo un topologia buck (per boost e buck-boost si deve utilizzare la capacità per alimentare i LED nel periodo di chiusura dello switch).

Le alternative alla presente configurazione a cui si può pensare sono di due tipologie principali ed entrambe puntano ad eliminare lo stadio intermedio di regolazione della tensione, mantenendo PFC e LED driver. Si differenziano per il posizionamento dell'isolamento (obbligatorio secondo normativa) da inserire lato nel PFC oppure nel driver. L'obiettivo da raggiungere è quello di fornire una corrente costante al carico, quindi si vogliono indagare le possibili topologie circuitali e di controllo che non risentano delle tipiche fluttuazioni di tensione in uscita da uno stadio PFC.

Il compromesso che si presenta a questo punto è il seguente: la regolazione della tensione data dal PFC è meno costante, presentando l'ondulazione residua a 100Hz, rispetto alla configurazione con alimentatore stabilizzato di tensione, quindi si deve progettare un LED-driver che eroghi una corrente costante, che non risenta delle variazioni di tensione all'ingresso del driver.

L'elemento di isolamento galvanico, trasformatore o mutuo induttore, nel caso precedente era posizionato nello stadio centrale (Fig.2). Le topologie PFC isolate (ad es. Flyback) solitamente hanno un rendimento notevolmente inferiore rispetto a quelle non isolate (ad es. Boost), che possono raggiungere efficienze del 95%.

A questo punto si può osservare che la configurazione buck per lo stadio finale di pilotaggio ha il vantaggio che non necessita, diversamente dai convertitori boost e buck-boost, del condensatore di accumulo di grossa taglia, solitamente un elettrolitico, dato che l'induttore è sempre in serie al carico durante il periodo di commutazione. E' sufficiente un condensatore che filtri rumore ad alta frequenza.

Un'altra motivazione che fa propendere verso un convertitore di tipo step-down di tensione per il driver è che partiamo dalla tensione di rete monofase raddrizzata, quindi da circa $320V_{dc}$, che possono essere mantenuti anche a valle del PFC (isolato o meno).

Quindi per pilotare una stringa di LED, in cui ogni LED ha circa una caduta di 3.3V alla corrente nominale, costituita da 50 LEDs si ha bisogno di almeno 165V. Per quanto riguarda il numero massimo di LED da pilotare bisogna considerare anche la probabilità di rottura di un LED o del driver che spegnerebbe tutta la stringa, causando una zona oscura tanto più grande quanto maggiore è il numero di dispositivi in serie.

Si riportano alcune possibili configurazioni circuitali per un LED driver isolato:

- topologia a carico risonante serie, con seguente raddrizzamento ed opzionale inserimento di una capacità in parallelo alla stringa LED. Si potrebbe utilizzare un trasformatore piezoelettrico per diminuire lo spazio occupato, se le potenze in gioco fossero compatibili con i limiti tipici dei trasformatori piezoelettrici (entro 30W);
- flyback che alimenti i LED, con circuito snubber attivo per limitare le perdite dovute all'induttanza di dispersione. Se non si utilizza una capacità in parallelo con i LED, si ha una corrente di driving a dente di sega. Dato che la corrente media necessaria è bassa (350mA), si può innalzare la tensione ed ottenere stringhe LED più lunghe;

Capitolo1: Analisi architettura attuale e possibili opzioni.

- topologia a singolo stadio a mezzo ponte asimmetrico a pompa di carica, che integra PFC e regolatore di tensione, con regolatore di corrente in serie ai LED per linear dimming e PWM dimming (IEEE transaction on Ind.Elect.; *“LED Backlight Driving System for Large-Scale LCD Panels”*, vol.54, no.50, october 2007). Da valutare con qualche riserva la potenza massima ottenibile (il documento presenta un prototipo da 90W in uscita) dalla fusione dello stadio PFC e driver. Inoltre, il funzionamento discontinuo del ponte a diodi in ingresso necessita di un filtro EMI.

Al momento le proposte più plausibili sono:

- unico PFC isolato e semplici LED driver a buck inverso con controllo in retroazione di corrente di picco (Fig.5);

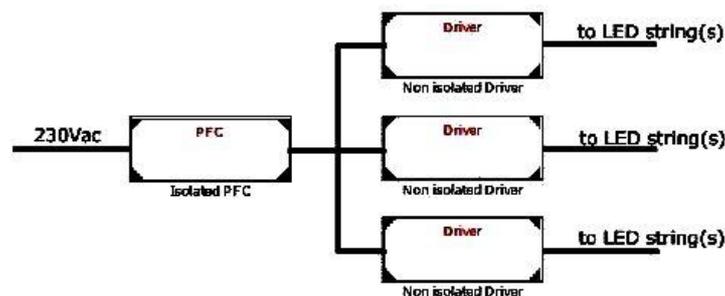


Figura 5: schema a blocchi singolo PFC isolato + driver non isolati.

- PFC isolati di tipo flyback e LED driver di tipo buck: per raggiungere la potenza di 750-800W per modulo si possono realizzare più PFC da 100-120W (Fig.5a).



Figura 5a: schema a blocchi PFC flyback + driver non isolati.

Capitolo1: Analisi architettura attuale e possibili opzioni.

- PFC non isolato (boost) e driver di tipo risonante isolato (es: carico serie, LLC) oppure di tipo flyback (Fig.6);

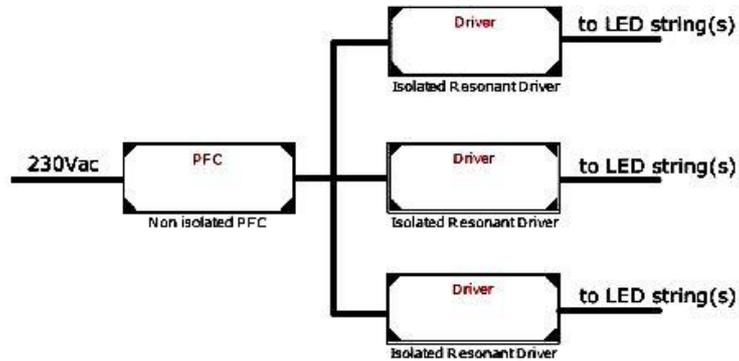


Figura 6: schema a blocchi PFC non isolato (es.Boost) + driver isolati (topologie risonante o flyback).

- raddrizzatore a ponte a diodi con carico capacitivo (senza PFC) e filtro attivo in parallelo (Fig.7);

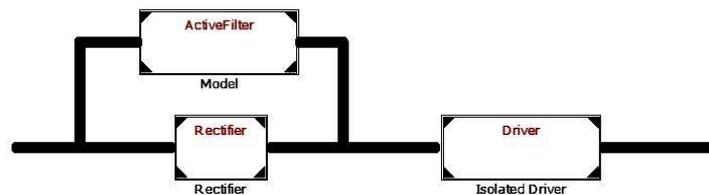


Figura 7: schema a blocchi del raddrizzatore con filtro attivo in parallelo e driver isolato.

- charge pump asimmetrical half-bridge converter (AHB) e controllo lineare (elemento serie) della corrente dei LED (Fig.8 e 8a);

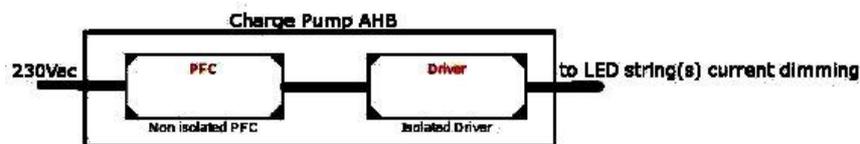


Figura 8: schema a blocchi del charge pump AHB.

Capitolo1: Analisi architettura attuale e possibili opzioni.

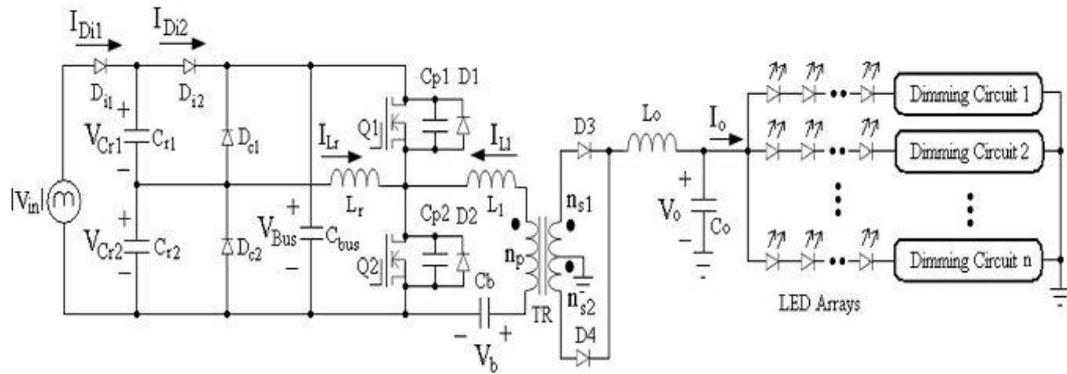


Figura 8a: charge pump AHB topology.

CAPITOLO 2: ANALISI DEL CONVERTITORE RISONANTE LLC

2.1 Introduzione

Il convertitore risonante LLC (Fig.8) è stato scelto perché grazie ad esso è possibile raggiungere rendimenti teorici molto buoni, essendo pilotabile in soft-switching di tipo ZVS (Zero Voltage Switching) per gli interruttori del mezzo ponte e in ZCS (Zero Current Switching) per i diodi del ponte di raddrizzamento in uscita.

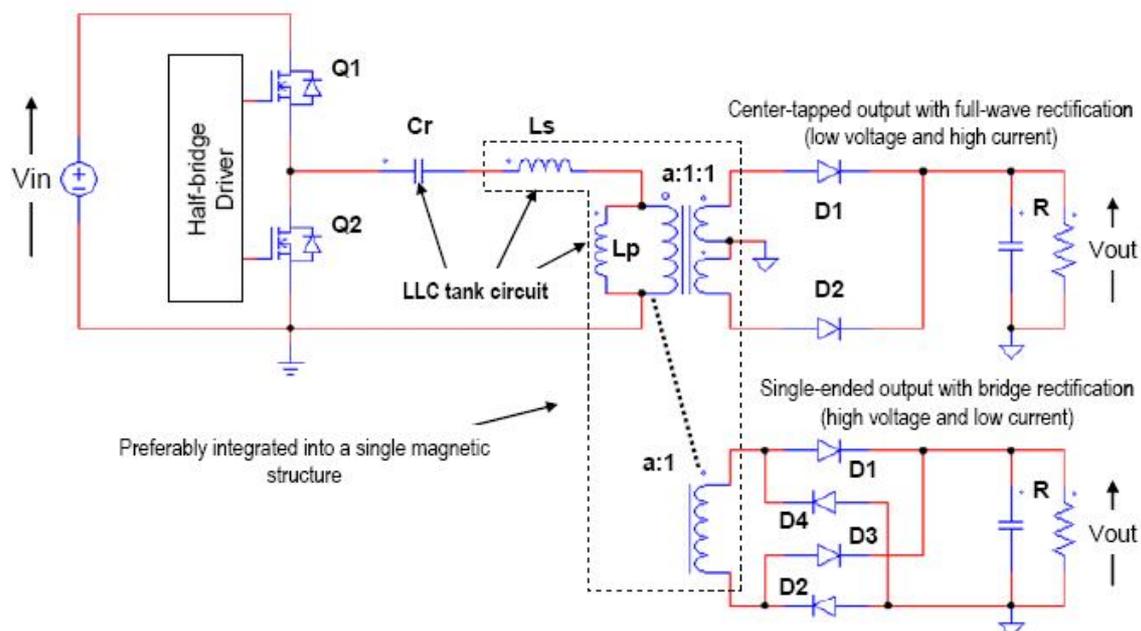


Fig.8: topologia LLC con trasformatore half-bridge (sopra) e full-bridge (sotto).

Inoltre, a differenza degli altri convertitori risonanti, anch'essi con potenziale rendimento alto, con la configurazione del tank LLC posso ottenere una regolazione della tensione di uscita anche senza carico con frequenza di switching limitata superiormente. Questo sarà utile per il pilotaggio dei LED in

PWMD: quando il mosfet in serie alla stringa è aperto si vuole mantenere una tensione di carico limitata, con corrente nulla.

La *necessità* di avere uno *stadio di pilotaggio isolato* e ad *alto rendimento* è convincente per abbandonare le scelte dei convertitori flyback, forward, push-pull perché, anch'essi con uscita isolata, ma con rendimenti teorici inferiori e complessità circuitale paragonabile. Lo stesso dicasi dei costi stimabili inizialmente, dato che tutti necessitano di un trasformatore/mutuo induttore che dovrebbe contare per la maggioranza relativa del costo totale. Inoltre, rispetto a quest'ultimi la categoria dei risonanti presenta delle caratteristiche favorevoli per quanto riguarda le emissioni condotte, essendo pilotabili in soft – switching.

Uno svantaggio che fin da ora si nota è che esistono pochi controllori integrati che sono progettati per questa tipologia di convertitori ed in particolare per la topologia LLC. In evidenza pongo l'integrato L6599 di STMicroelectronics, dato che il dimensionamento del convertitore avverrà principalmente seguendo due documenti IEEE redatti da tre ricercatori di STMicroelectronics.

Per un controllo generico del mezzo ponte simmetrico ci sono molti integrati in commercio, prodotti da molte aziende.

Un ulteriore vantaggio consiste nella possibile *integrazione* degli elementi induttivi in un *unico elemento magnetico*, trasformatore o mutuo induttore. Tuttavia si perde almeno un grado di libertà dovendo dimensionare e scegliere i materiali magnetici realizzando i valori desiderati per le induttanze equivalenti di dispersione e magnetizzazione.

2.2 Considerazioni introduttive sul circuito LLC

Il principio base dei convertitori risonanti consiste nell'utilizzo di un circuito risonante che permette alla tensione di mezzo ponte di portarsi al valore che permetterà la chiusura degli interruttori con tensione nulla i capi. Alla chiusura di un interruttore la corrente passerà nel diodo in antiparallelo all'altro interruttore (da porre se non già provvisto), portando la tensione di mezzo ponte al valore che consente la chiusura a tensione nulla dello stesso.

Si possono individuare dei blocchi fondamentali di principio (Fig.9) collegati successivamente nell'ordine seguente:

- una rete di switching,
- un circuito risonante,
- uno stadio di isolamento,
- un rettificatore,
- un filtro passa basso,
- il carico.

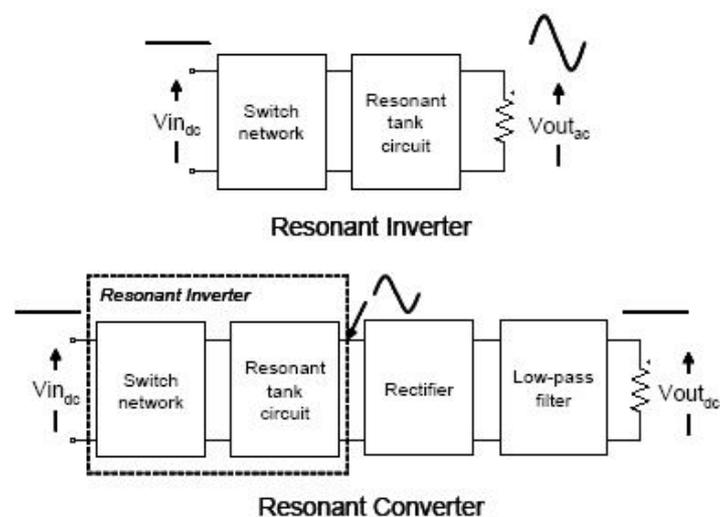


Fig.9: schemi funzionali del convertitore LLC.

Il controllo della tensione di uscita si può ottenere nei seguenti modi:

- variazione della frequenza di switching con accensione complementare degli interruttori del mezzo ponte,
- variazione del duty cycle,

In questo elaborato tratteremo la prima modalità, con duty cycle costante al 50% in linea teorica, dato che dovremo considerare un tempo morto non nullo per la completa carica/scarica del nodo centrale del mezzo ponte, nella fase di risonanza.

Nel circuito risonante (Fig.9a) possiamo individuare due frequenze di risonanza a seconda che il rettificatore al secondario sia in conduzione o meno:

$$f_{r1} = \frac{1}{(2\pi \sqrt{L_r C_r})} ,$$

$$f_{r2} = \frac{1}{(2\pi \sqrt{(L_r + L_M) C_r})} ,$$

in cui $f_{r1} > f_{r2}$.

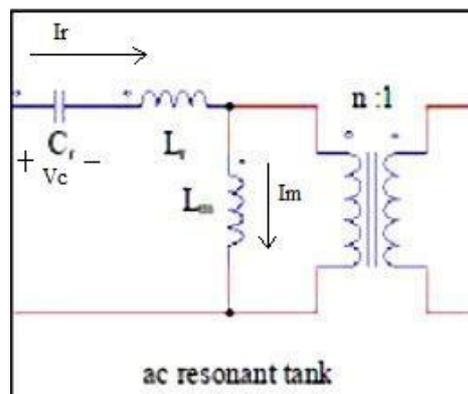


Figura 9a: circuito risonante LLC.

2.3 Analisi con approssimazione di prima armonica delle grandezze elettriche nel convertitore risonante LLC.

Sarà preso in considerazione il documento IEEE di C. Adragna, S. De Simone, C. Spini e G. Gattavari “*Design oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA*”.

L'approssimazione di prima armonica (o First Harmonic Approximation, o FHA), nella valutazione del funzionamento del circuito risonante, si addice maggiormente all'analisi sopra risonanza, dato che le distorsioni delle forme d'onda di tensione e corrente reali sono minori rispetto al quelle risultanti sotto risonanza.

Il circuito equivalente di prima armonica è il seguente:

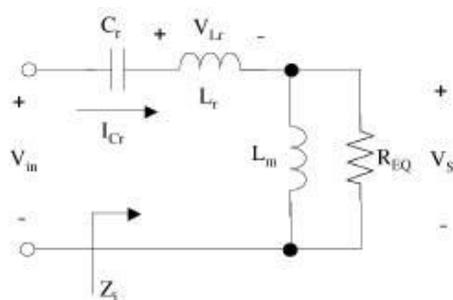


Figura 9b: circuito equivalente FHA del convertitore LLC

$$v_{sq} = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{2}{\pi} V_{dc} * \sum \frac{1}{n} \sin(n 2 \pi f_{sw}) t \quad \text{è la tensione in ingresso al tank}$$

risonante,

$$v_{i, FHA} = \frac{2}{\pi} V_{dc} * \sin(n 2 \pi f_{sw} t) \quad \text{è l'approssimazione di prima armonica in}$$

ingresso al trasformatore,

$V_{i,FHA} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc}$, è la tensione efficace in ingresso al trasformatore data dalla prima armonica.

In uscita al convertitore si ha:

$v_{o,sq} = \frac{4}{\pi} V_o * \sum \frac{1}{n} \sin(n2\pi f_{sw}t - \psi)$, considerando lo sfasamento rispetto all'ingresso,

$v_{o,FHA} = \frac{4}{\pi} V_o * \sin(n2\pi f_{sw}t - \psi)$, quindi si ottiene

$V_{o,FHA} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{out}$, è la tensione efficace di prima armonica in uscita.

$i_{rect} = \sqrt{2} I_{rect} * \sin(2\pi f_{sw}t - \psi)$ è la corrente di prima armonica raddrizzata,

$I_{out} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{rect} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{V_{out}}{R_{out}}$ è la corrente d'uscita efficace,

$I_{c,ac} = \sqrt{I_{rect}^2 - I_{out}^2}$ è la corrente d'uscita con approssimazione di prima armonica,

quindi la resistenza di prima armonica d'uscita risulta

$R_{o,ac} = \frac{v_{o,FHA}}{i_{rect}} = \frac{8}{\pi^2} R_{out}$ è la resistenza equivalente di prima armonica.

Riferendo tutto al primario del trasformatore si ottiene:

$$R_{ac} = n^2 R_{o,ac}$$

Il rapporto globale ingresso-uscita risulta:

$$\frac{V_{out}}{V_{PFC}} = \frac{1}{2n} M(f_{sw}) \quad , \quad \text{con}$$

$$M(f_n, \lambda, Q) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 * \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad \text{il rapporto di conversione}$$

normalizzato, cioè il rapporto di conversione del solo tank risonante, a meno del rapporto di trasformazione, esemplificato in Fig.9d.

I parametri sono:

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad , \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad , \quad \lambda = \frac{L_r}{L_m} \quad , \quad Q = \frac{Z_0}{R_{ac}} = \frac{Z_0}{n^2 R_{0,ac}} \quad ,$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f_r L_r \quad .$$

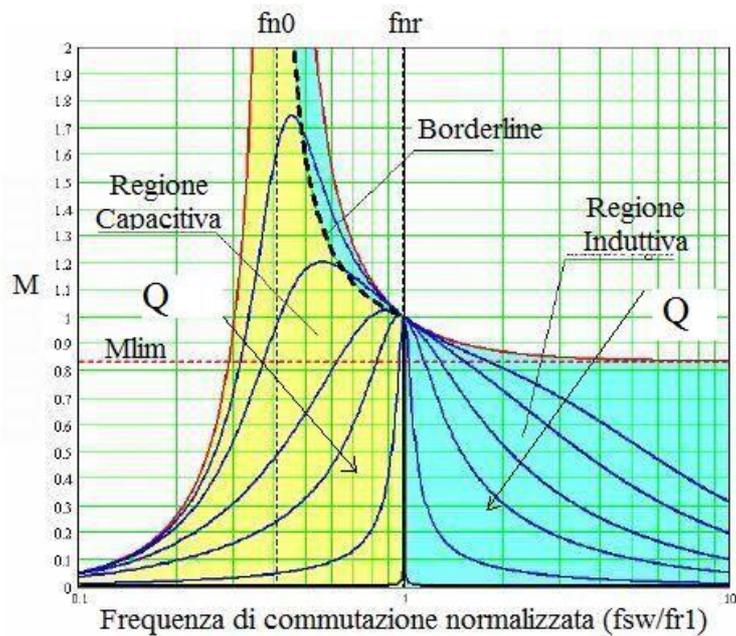


Figura 9d: Guadagno statico del convertitore rispetto alla frequenza normalizzata di commutazione (fsw/fr1).

La funzione di trasferimento $H(s)$ del tank risonante in Fig.23a è la seguente:

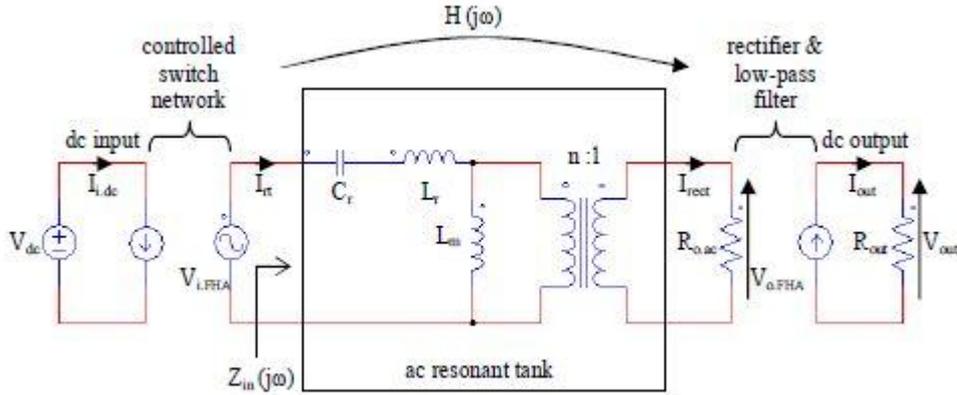


Figura 9c: circuito equivalente secondo FHA. Modello a 2 porte del tank risonante.

$$H(s) = \frac{V_{o,FHA}}{V_{i,FHA}} = \frac{1}{n} * \left(\frac{n^2 * R_{o,ac} \parallel sL_m}{Z_i(s)} \right) ,$$

$$Z_i(s) = \frac{V_{i,FHA}}{I_{rt}(s)} = \frac{1}{sC_r} + sL_r + n^2 * R_{o,ac} \parallel sL_m ,$$

da cui si ricava l'impedenza di ingresso normalizzata Z_n :

$$Z_n(f_n, \lambda, Q) = \frac{Z_i(\cdot)}{Z_o} = \frac{jf_n}{\lambda + jf_n Q} + \frac{1 - f_n^2}{jf_n} , \text{ il cui modulo è esemplificato in Fig.9e.}$$

Si può ricavare la frequenza di commutazione normalizzata in cui avviene la transizione tra comportamento capacitivo ed induttivo del tank risonante ponendo nulla la fase dell'impedenza di ingresso, quando si ottiene un comportamento puramente resistivo:

$$f_{nz}(\lambda, Q) = \sqrt{\frac{Q^2 - \lambda(1 + \lambda) + \sqrt{(Q^2 - \lambda(1 + \lambda))^2 + 4Q^2 \lambda^2}}{2Q^2}} .$$

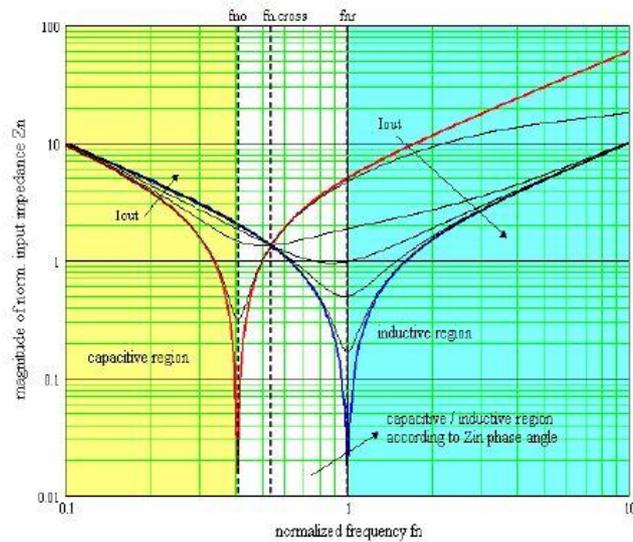


Figura 9e: Modulo dell'impedenza di ingresso del circuito risonante LLC rispetto alla frequenza normalizzata di commutazione (f_{sw}/f_{r1}).

Analizzando in frequenza i grafici in Fig.9e si notano due comportamenti del circuito:

- induttivo per $f > f_{r1}$;
- capacitivo per $f < f_{r2}$;
- nell'intervallo $f_{r2} < f < f_{r1}$ si ha comportamento sia capacitivo che induttivo, dipendente dal carico che vede il circuito risonante:

per $R > R_{crit}$ si ha comportamento induttivo,

per $R < R_{crit}$ si ha comportamento capacitivo,

con R_{crit} il valore di Z_i calcolato alla frequenza normalizzata f_{nz} .

Per ottenere il convertitore in ZVS (Fig.10) il controllo deve mantenere il funzionamento nella zona a comportamento induttivo: una crescita di frequenza corrisponde ad una diminuzione della potenza trasferita all'uscita (v. Fig.9b).

In zona a comportamento capacitivo la corrente risonante I_r anticipa la fondamentale della tensione impressa, quindi il nodo centrale del mezzo ponte non riesce a portarsi al valore adatto ad ottenere commutazione a tensione nulla. A prescindere dalla durata del tempo morto, la successiva commutazione sarà di tipo hard-switching con maggiori perdite associate alla commutazione, inoltre con il rischio di rottura istantanea o precoce degli interruttori per alta variazione di tensione ai capi.

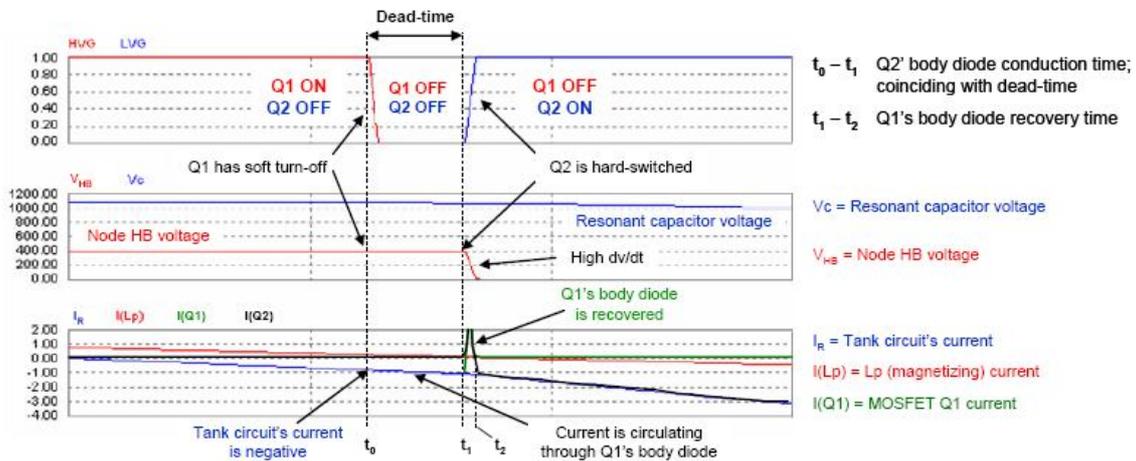


Fig.10: transizione soft-switching degli interruttori del mezzo ponte

Si deve ricordare che *non è sufficiente essere in zona induttiva* per ottenere il ZVS: la corrente risonante deve essere sufficientemente grande in modulo da portare il nodo centrale alla tensione che permetta la commutazione a tensione nulla, altrimenti la tensione di mezzo ponte potrebbe rimanere o riportarsi al valore di tensione precedente alla polarizzazione diretta del diodo in antiparallelo al mosfet, nel momento in cui la corrente risonante si annulla (Fig.11).

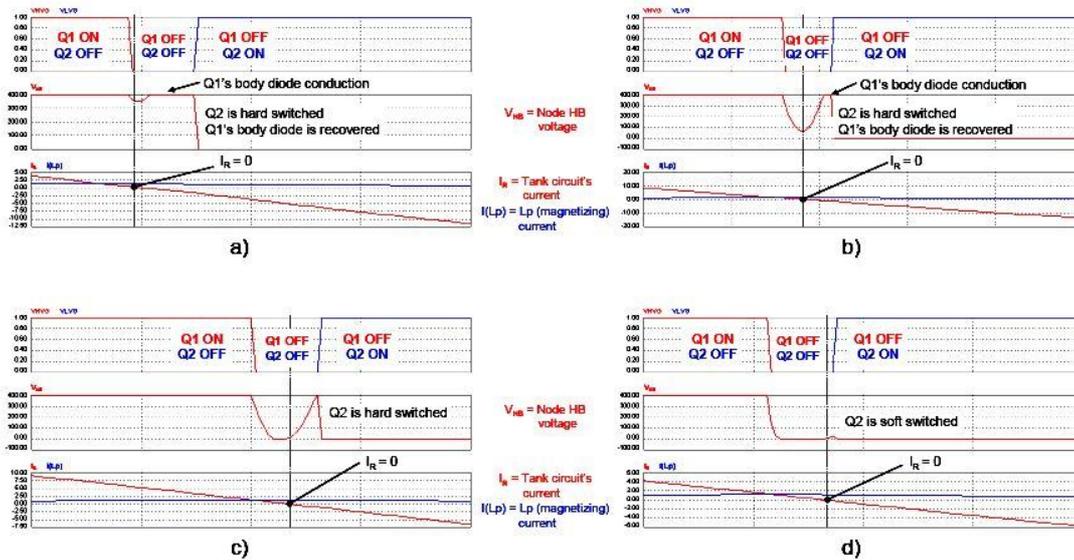


Fig.11: soft switching se la capacità del nodo centrale dell'half-bridge è scarica.

Il valore assoluto della corrente risonante va valutato in concomitanza con il tempo morto assegnato: più grande è la corrente risonante, minore sarà il tempo morto minimo necessario a scaricare la capacità equivalente tra nodo centrale e massa. Tuttavia, maggiore sarà la corrente, maggiori saranno le dissipazioni per resistenze parassite nell'avvolgimento primario.

Il caso peggiore per definire una corrente di risonanza minima per ottenere ZVS, avendo fissato t_{DEAD} , è a carico nullo: non avendo energia trasferita al secondario, la corrente risonante è minima. Tuttavia, per il funzionamento a carico nullo si possono prevedere anche altri metodi di controllo che non si limitino solo ad aumentare la frequenza di commutazione: ad es. diminuendo il duty-cycle degli switch, detto *Duty-cycle modulation*, o mantenendo entrambi gli switch aperti, detto *Burst mode*.

La *realizzazione delle induttanze* volute nel circuito magnetico necessita di una annotazione: L_p e L_s sono le induttanze di magnetizzazione e dispersione rispettivamente secondo il modello APR (All Primary Referred) del trasformatore. L_s è l'induttanza misurata al primario con secondario

cortocircuitato e $L_p + L_s$ è l'induttanza misurata al primario con secondario aperto, da cui ricavo L_p per differenza.

Un altro *vantaggio dello ZVS* dei mosfet consiste nel rendere *più breve il tempo di salita della tensione di gate*, dato che non si deve caricare la capacità C_{dg} dei mosfet. La tensione di drain prima dell'inizio della commutazione in accensione si trova già al valore finale, a massa per il mosfet inferiore, alla tensione di alimentazione per quello superiore, quindi si ottiene che la potenza dissipata in commutazione è inferiore anche per il driver dei mosfet che deve erogare una quantità di carica inferiore nel periodo di commutazione (Fig.12).

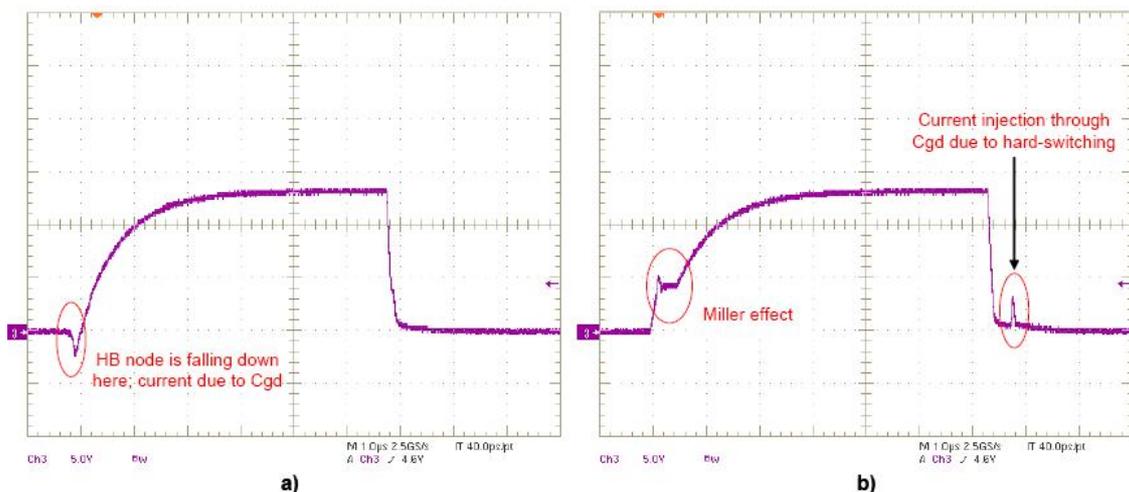


Fig.12: comando V_{gs} del MOSFET più rapido grazie allo ZVS.

Il convertitore risonante LLC consente la commutazione a corrente nulla (ZCS) dei diodi del raddrizzatore in uscita al secondario. Quindi si ha, in questo caso, una dissipazione minore dovuta all'assenza di reverse recovery e minori disturbi.

2.4 Analisi topologica.

La precedente trattazione è stata fatta per introdurre il funzionamento del circuito LLC in modo sintetico, tuttavia risulterà utile anche per la progettazione, dato che ci fornisce delle relazioni quantitative.

Ora saranno presentati gli stati topologici che si possono riscontrare a seconda delle condizioni di carico e frequenza di commutazione rispetto alla frequenza di risonanza.

L'analisi completa degli stati topologici è ampia, dato che si tratta di un convertitore multi risonante con due frequenze di risonanza, inoltre, salvo che in risonanza (load independent), la casistica si amplia a seconda del carico connesso.

La trattazione sarà limitata ai casi di interesse per il funzionamento del convertitore come driver per stringhe di LED, quindi non saranno analizzati i casi di comportamento capacitivo.

Nel linguaggio che sarà adottato, modo continuo o discontinuo di funzionamento si basa sullo stato di conduzione del ponte raddrizzatore al secondario: se il ponte si interdisce si dice che il convertitore opera in modo discontinuo.

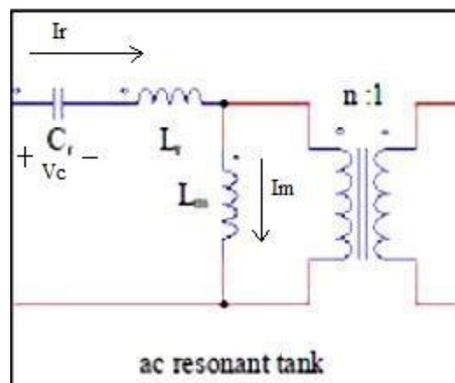


Figura 9a: circuito risonante LLC.

Sono riportati in Fig.9a i valori positivi delle correnti e il segno della tensione sulla capacità di risonanza.

2.3.1 Funzionamento alla frequenza di risonanza

Si distinguono 6 intervalli nel periodo di commutazione, in Figura 13 è riportato il diagramma temporale.

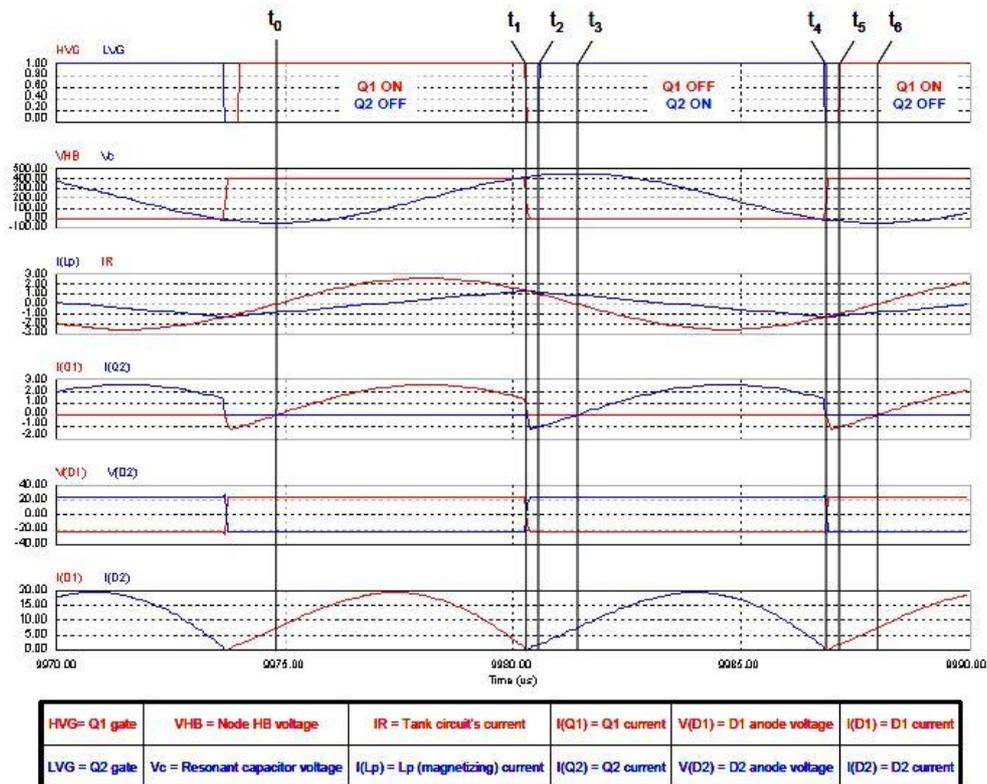


Fig.13: forme d'onda in funzionamento alla frequenza di risonanza primaria (f_{r1}).

- a) t_0 - t_1 : S1 on, S2 off, fase di prelievo di energia dallo stadio precedente. La corrente di carico è positiva entrante, il raddrizzatore conduce e all'induttanza L_p è applicata la tensione di carico riportata al primario secondo il rapporto spire ($V_{Lm}=n*V_o$), quindi L_m non risuona con C_r . La corrente I_r è una sinusoide a frequenza f_{r1} è raggiunge il suo massimo in questo periodo. Nel momento di commutazione di S1, $I_r = I_p$, quindi la corrente di carico è nulla (Fig.13a).

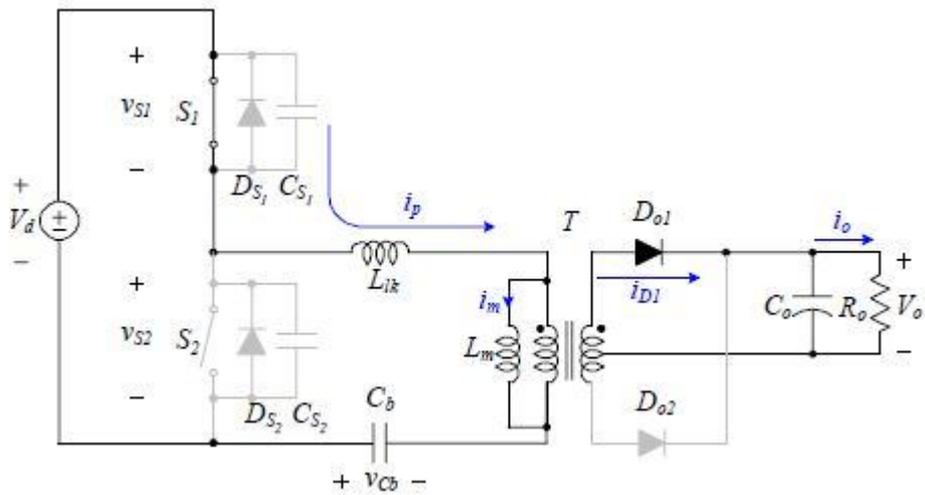


Figura 13a: fase di powering.

- b) t_1-t_2 : tempo morto del mezzo ponte con S1 e S2 entrambi in interdizione, il nodo intermedio tra gli interruttori si scarica a massa attraverso il diodo in parallelo a S2 attivato dalla corrente I_r (Fig.13b).

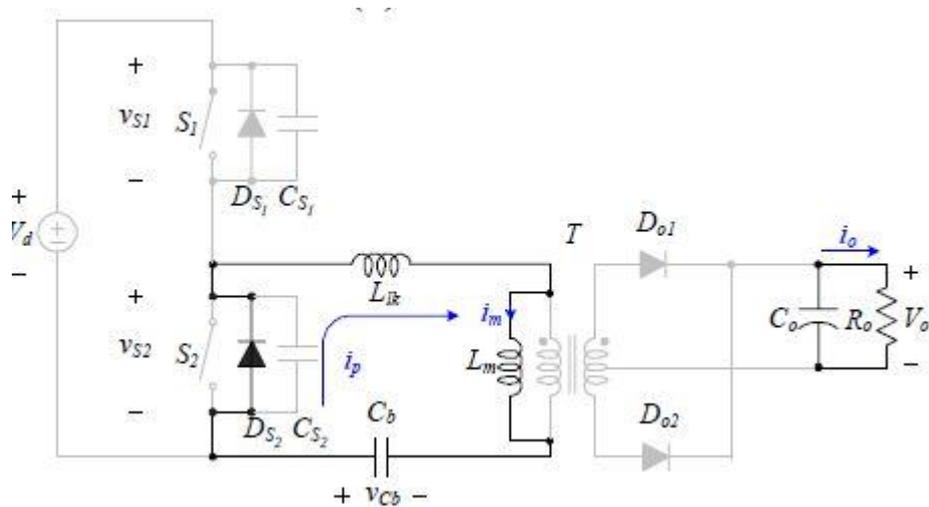


Figura 13b: ricircolo delle correnti durante il tempo morto.

- c) t_2-t_3 : S1 off, S2 on, la corrente I_r fluisce attraverso il canale del mosfet S2 (Fig.13c), al posto che nel diodo in antiparallelo, non si hanno perdite di switching perché la tensione V_{HB} è stata portata a massa dalla corrente I_r nel dead-time precedente. Sull'induttanza L_p cade la tensione opposta di carico riportata al primario ($-n \cdot V_{out}$).

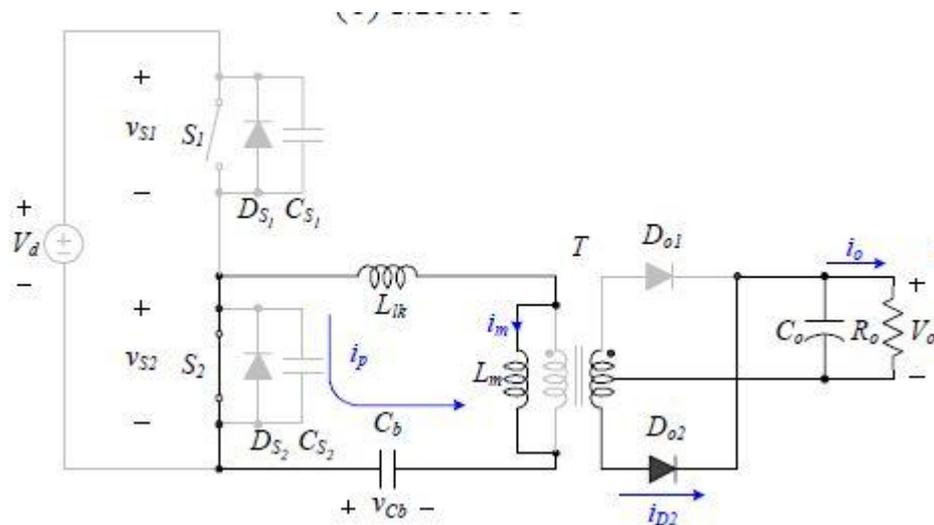


Figura 13c: conduzione dell'interruttore inferiore.

d) , e) , f) presentano gli stessi comportamenti delle fasi a), b), c) con ruoli scambiati tra gli interruttori, diodi di ricircolo e gambe raddrizzatore, quindi forme d'onda di segno opposto. Da notare che nel dead time il nodo centrale è caricato da massa a V_d e l'energia fluisce positiva verso la sorgente, dato che $I_r < 0$ e la tensione rimane dello stesso segno.

Alla frequenza di commutazione pari alla frequenza di risonanza primaria, $f_{sw} = f_{r1}$, l'induttanza L_p non partecipa al circuito risonante, quindi si tratta di un circuito LC risonante equivalente e accade che

$$V_d = n \cdot V_o.$$

Inoltre, è l' equazione per calcolare il rapporto di conversione del trasformatore, dato che dipende solo da V_d , fissato V_o . Il punto di funzionamento è detto *load-*

independent, perché può trasferire, in teoria, qualsiasi energia al carico, ma le perdite per elementi parassiti non consentono questa relazione.

Le uniche fasi in cui vi è trasferimento di energia tra la sorgente a monte e il circuito risonante sono la a) ed e), perciò si ha un tempo utile corto per trasferire energia e alte correnti per potenze rilevanti. Quindi è consigliabile una tensione di ingresso alta, a parità di potenza in uscita, per avere correnti al primario basse, quindi minori perdite per resistenze parassite.

I diodi di rettificazione commutano in antifase in condizione di corrente nulla (ZCS) e con di/dt bassa, quindi si evita il reverse recovery, aumentando l'efficienza del circuito.

2.3.2 Funzionamento oltre la frequenza di risonanza

Bisogna distinguere 3 sottocasi: con grosso carico (CCM), medio carico (DCM), piccolo carico (DCM).

Il periodo di commutazione è suddiviso da 6 a 8 intervalli temporali.

2.3.2.1 Funzionamento oltre la frequenza di risonanza con grosso carico.

Il periodo di commutazione è suddiviso in 6 intervalli temporali.

- a) t_0-t_1 : S1 on, S2 off, fase di prelievo di energia dallo stadio precedente, la corrente di risonanza è positiva. Sostanzialmente identica con la corrispondente fase a frequenza di risonanza, con la differenza che al termine del sotto-periodo si mantiene $I_R > 0$, quindi il ponte a diodi rimane in conduzione (Fig.14a), dato che la corrente è alla frequenza di risonanza.

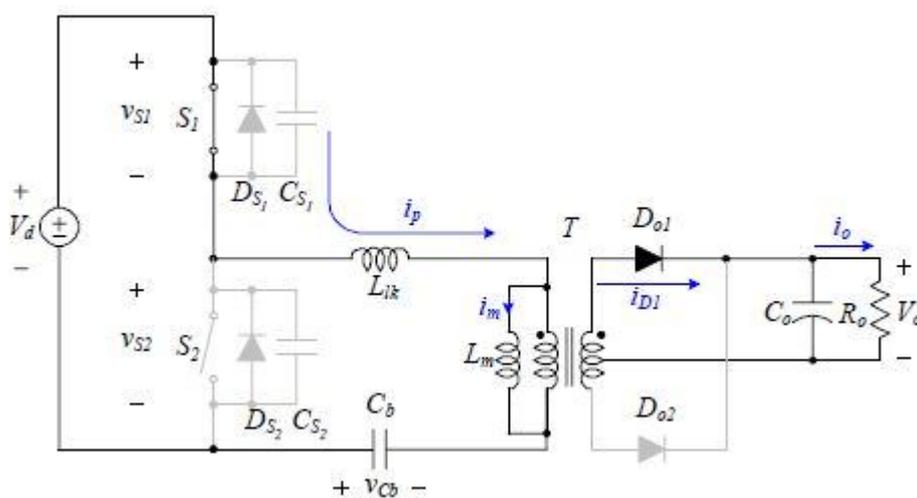


Figura 14a: fase di powering.

Capitolo 2: Analisi del convertitore risonante LLC

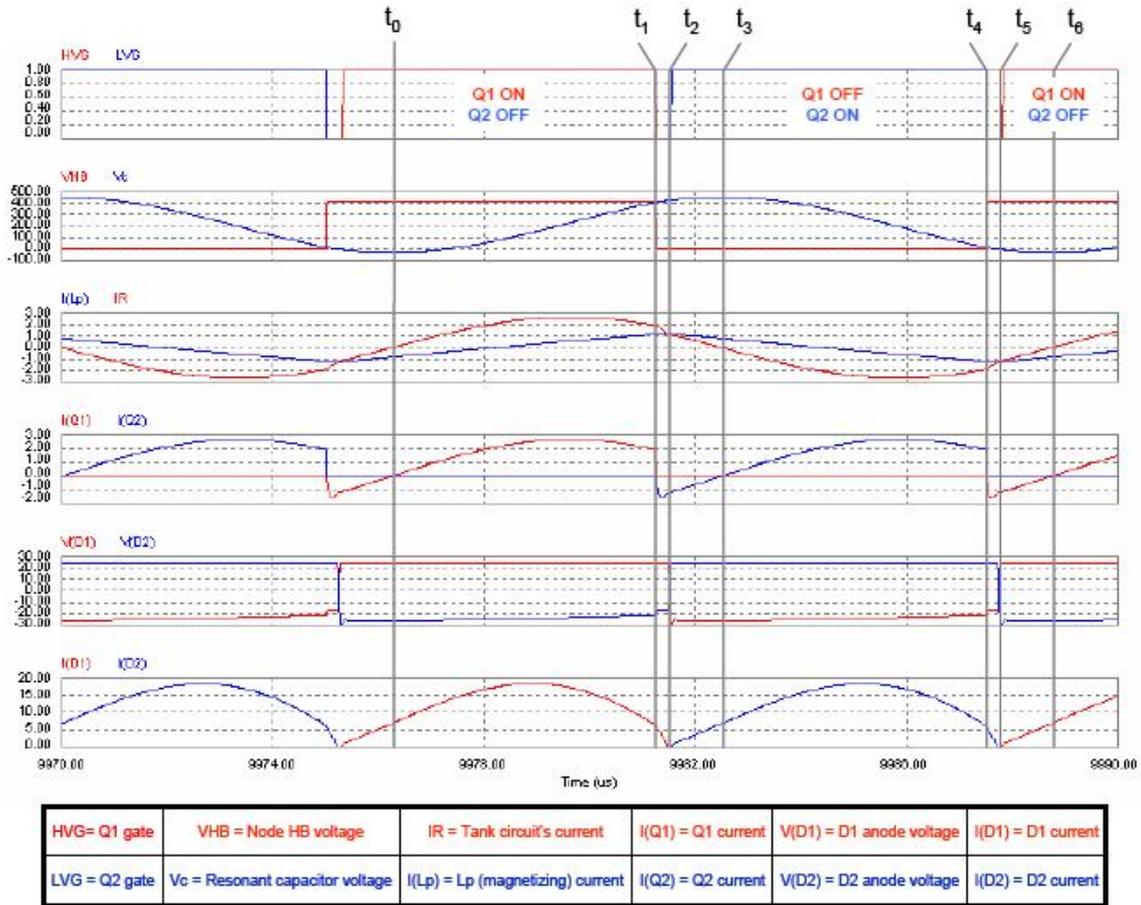


Fig.14: forme d'onda nel funzionamento oltre la frequenza di risonanza primaria (f_{r1}), grosso carico.

- b) t_1 - t_2 : tempo morto del mezzo ponte con S1 e S2 entrambi in interdizione, il nodo intermedio tra gli interruttori si scarica a massa attraverso il diodo in parallelo a S2 attivato dalla corrente I_r , la quale velocemente diventa uguale a I_{Lp} , successivamente entra in interdizione il ponte raddrizzatore (Fig14b).

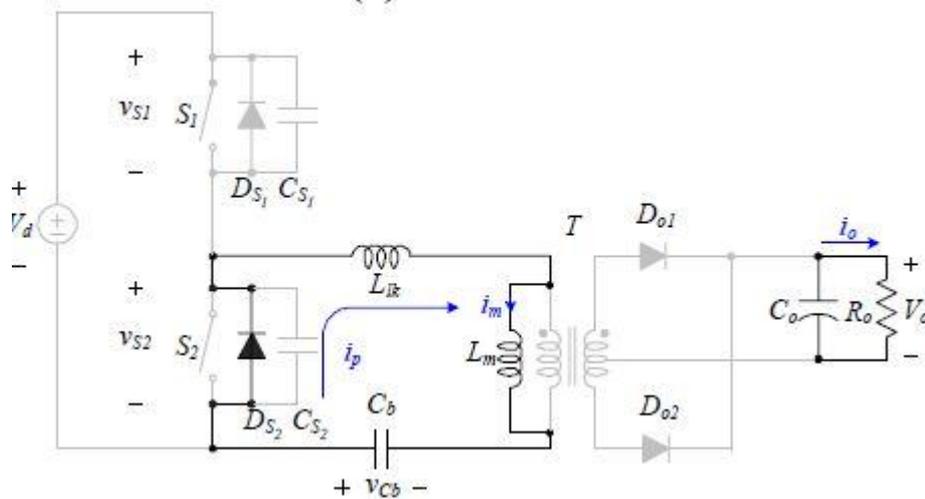


Figura 14b: ricircolo delle correnti durante il tempo morto.

- c) t_2 - t_3 : S1 off, S2 on, la corrente I_r fluisce attraverso il canale del mosfet Q2, al posto che nel diodo in antiparallelo, non si hanno perdite di switching perché la tensione V_{HB} è stata portata a massa dalla corrente I_r nel dead-time precedente, similmente al rispettivo sotto periodo del caso a frequenza di risonanza (Fig.14c).

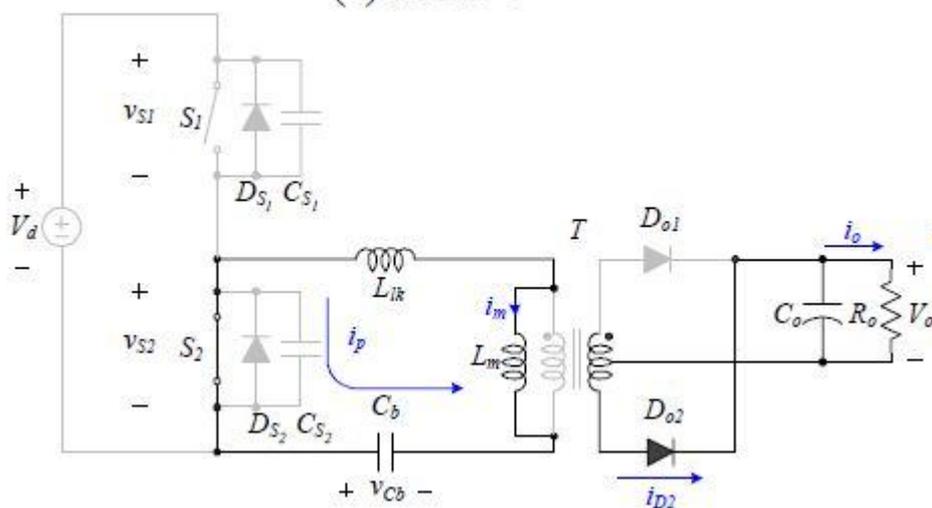


Figura 14c: conduzione dell'interruttore inferiore.

d) , e) , f) presentano gli stessi comportamenti delle fasi a), b), c) con ruoli scambiati tra gli interruttori, diodi di ricircolo e gambe del ponte raddrizzatore, quindi forme d'onda di segno opposto.

Da notare che la *condizione discriminante* per distinguere i regimi di funzionamento è data dalla potenza assorbita dal carico. Nel caso appena descritto I_{LOAD} è elevata, quindi il raddrizzatore funziona in modo continuo (CCM-mode).

2.3.2.2 Funzionamento oltre la frequenza di risonanza con medio e leggero carico.

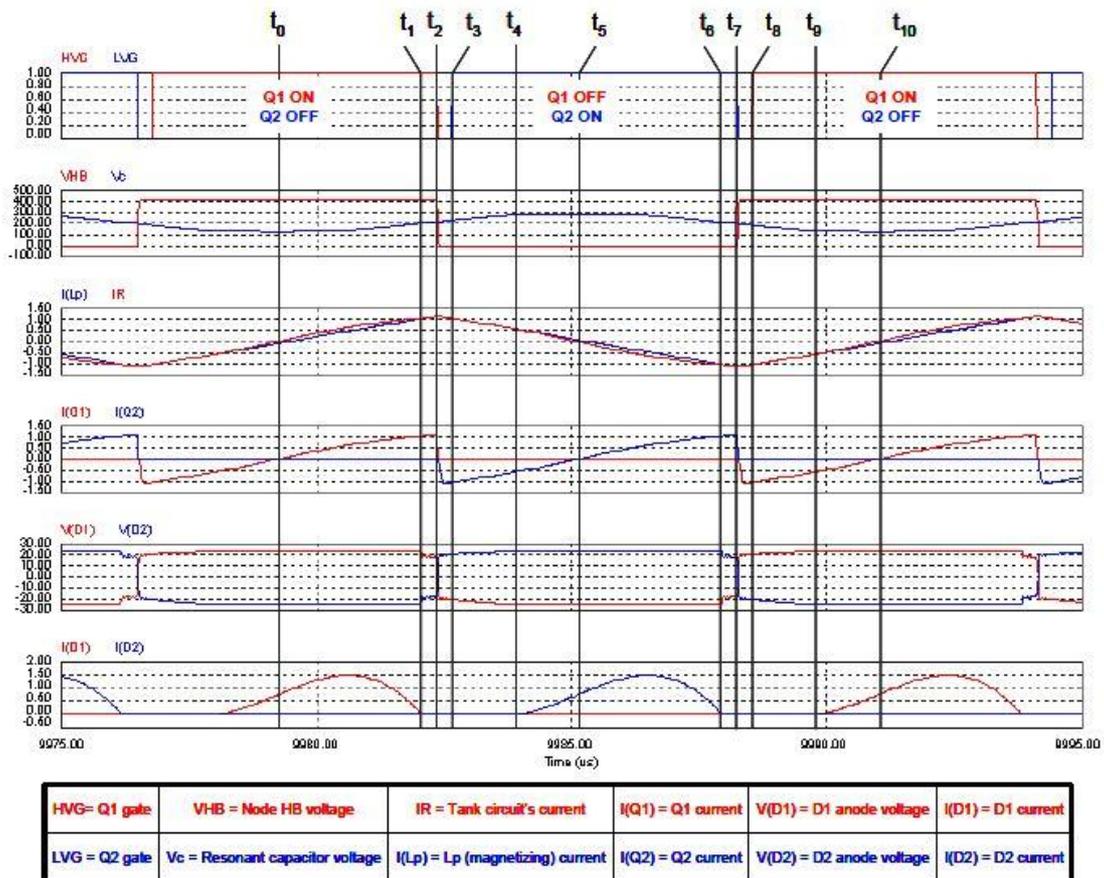


Fig.15: forme d'onda nel funzionamento oltre la frequenza di risonanza primaria (f_{r1}), medio e leggero carico.

In questo regime di funzionamento (Fig.15) si hanno sostanzialmente le stesse fasi del caso precedente (sopra la frequenza di risonanza e a grosso carico), con l'aggiunta di 2 fasi, immediatamente successive a ciascun tempo morto.

Il ponte raddrizzatore rimane interdetto finché la tensione non diventa sufficiente per portare in conduzione un ramo, all'istante t_3 (oppure t_7 , nel secondo sotto periodo corrispondente).

In t_2-t_3 e t_6-t_7 ho risonanza tra i 3 elementi reattivi (serie L_m , L_p , C_r) quindi con frequenza di risonanza secondaria f_{r2} : la curva appare rettilinea perché f_{r2} è minore di f_{r1} .

Nel caso di funzionamento oltre la frequenza di risonanza con *carico che preleva poca corrente* dalla capacità d'uscita si ha che l'interdizione del raddrizzatore è prolungata ulteriormente anche per un periodo prima dell'interdizione di ciascun mosfet, dal momento che la corrente di risonanza diventa uguale alla corrente magnetizzante.

2.3.3 Funzionamento sotto la frequenza di risonanza

Dato che si è *sotto la frequenza principale di risonanza* f_{r1} , ma sempre sopra la secondaria f_{r2} , quindi si tratta *sempre di funzionamenti discontinui*, in cui il carico gioca un ruolo fondamentale, in relazione alla frequenza per definire il tipo di caratteristiche. Il carico è $R > R_{crit}$ per mantenere il convertitore in funzionamento induttivo.

Con carico leggero e medio si ottengono delle forme d'onda (Fig.17) simili a quelle che avvengono nel caso di funzionamento sopra risonanza e a carico leggero: $I_R = I_{LP}$ prima del tempo morto, quindi il ponte raddrizzatore è già in interdizione, mentre esce da questa fase quando il carico, prelevando corrente, fa scendere la tensione quanto basta per portare in conduzione i diodi.

Con *grosso carico* ottengo un funzionamento diverso, che descrivo nei suoi 8 sotto intervalli (Fig.16).

- a) t_0-t_1 : S1 on, S2 off, fase di prelevamento di energia dallo stadio precedente (Fig.18a), la corrente di carico è positiva entrante, conduce una gamba superiore del raddrizzatore, all'induttanza L_p è applicata la tensione di carico riportata al primario secondo il rapporto spire ($n \cdot V_{out}$), quindi non risuona con C_r . La corrente I_r è una sinusoide a frequenza f_{r1} è raggiunge il suo massimo in questo periodo.
- b) t_1-t_2 : il ponte a diodi entra in interdizione dato che $I_R = I_{LP}$, quindi la corrente in ingresso al trasformatore è nulla e in uscita sono nulle e si ottiene una sinusoide a frequenza f_{r2} (Fig.16b).

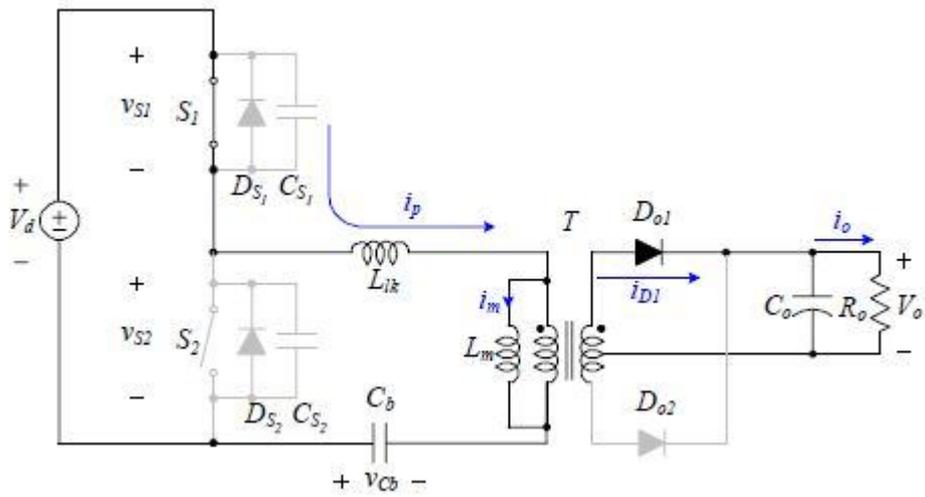


Figura 16a: fase di powering.

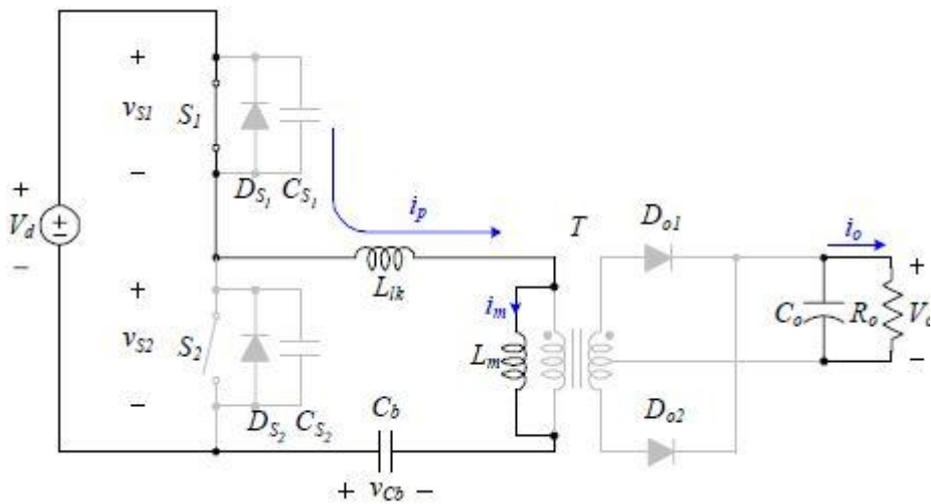


Fig. 16b: la corrente di risonanza uguaglia la corrente magnetizzante.

- c) t_2 - t_3 : tempo morto degli interruptori, in cui si scarica la capacità C_{HB} per mezzo della corrente I_R che scorre nel diodo in antiparallelo all'interruttore S_2 . Il raddrizzatore al secondario è interdetto finché non commuta in accensione S_2 (Fig.16c).

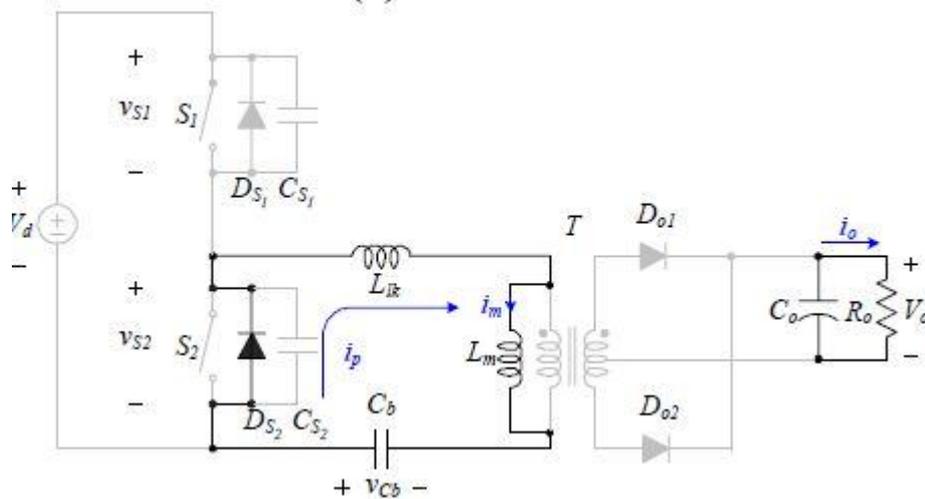


Fig.16c: tempo morto prima che conduca lo switch inferiore.

- d) t_3 - t_4 : la corrente I_R passa dal diodo in antiparallelo al canale del mosfet (Fig.16d) e ottengo soft switching. Il ponte a diodi passa in conduzione e si ottiene che la tensione di mezzo ponte risuona a f_{r1} , avendo L_p con tensione costante ai capi, pari a quella al secondario riportata al primario.

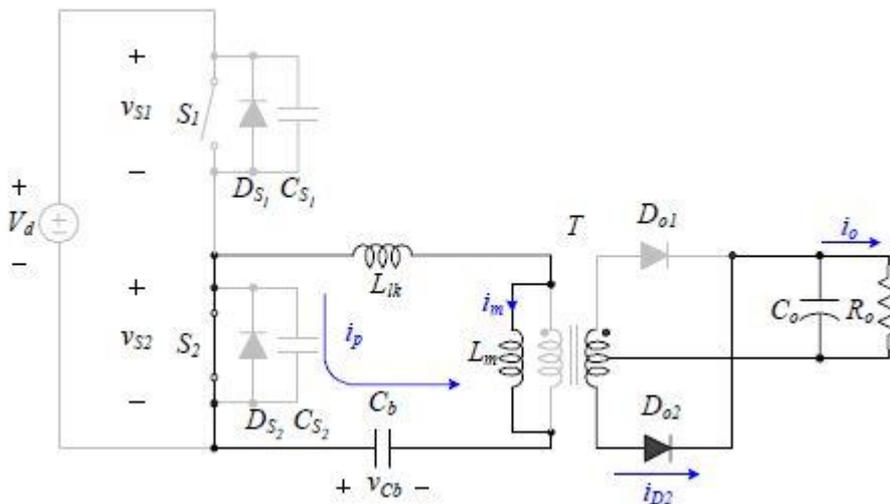


Fig.16d: conduzione dello switch inferiore.

e), f), g), h): sono le fasi speculari alle precedenti con ruoli invertiti degli interruttori e delle gambe del ponte a diodi.

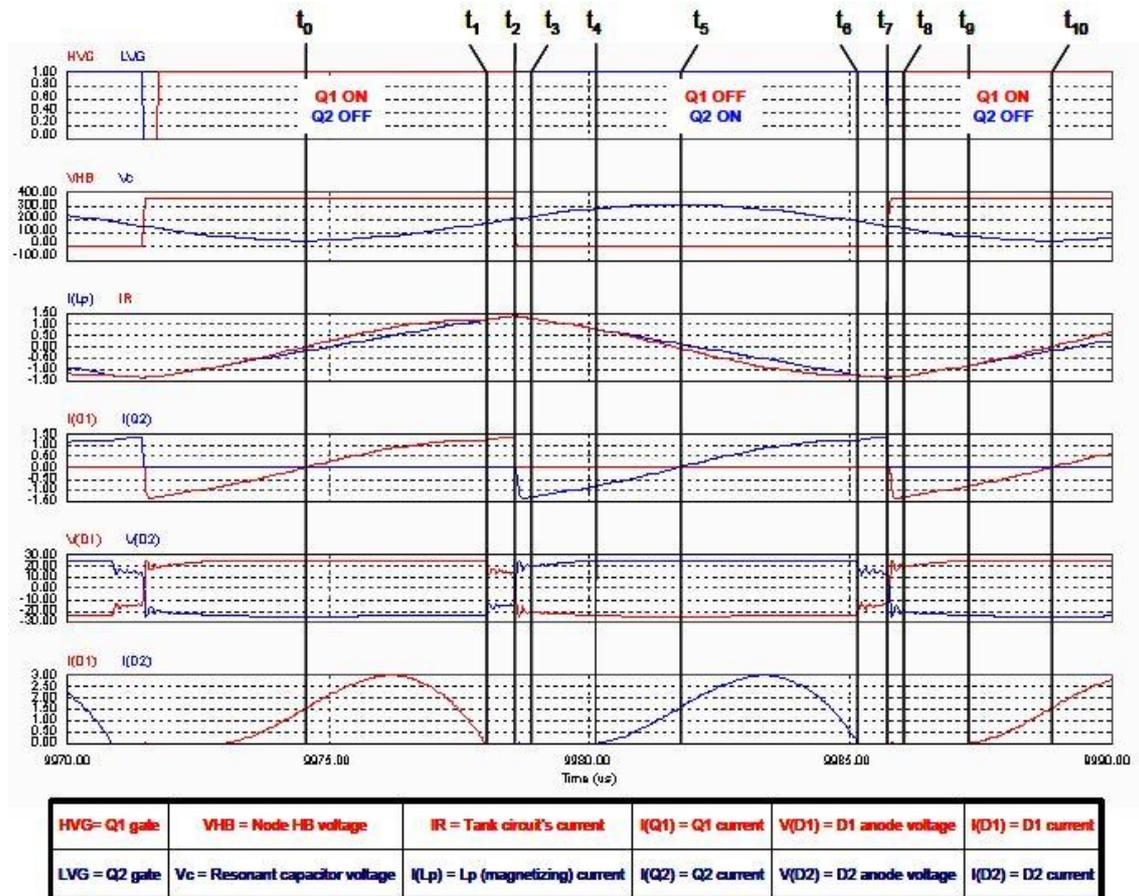


Fig.16: forme d'onda nel funzionamento sotto la frequenza di risonanza primaria (f_{r1}), grosso carico.

In funzionamento sotto frequenza di risonanza f_{r1} si ha che

$$n \cdot V_o > V_d / 2$$

mentre sopra la frequenza di risonanza si ottiene

$$n \cdot V_o < V_d / 2$$

con uguaglianza alla frequenza di commutazione pari alla frequenza di risonanza.

2.3.4 Funzionamento cut-off o senza carico

Risulta fondamentale ottenere un comportamento corretto del convertitore con carico equivalente aperto (ad es. ponendo un interruttore in serie al carico), come spesso accade con le stringhe di LED.

Per soddisfare il funzionamento a corrente di carico nulla (Fig.17), si deve garantire che la tensione al secondario sia minore della tensione ai capi del condensatore d'uscita, in modo da interdire la conduzione del raddrizzatore.

Questa condizione è soddisfatta quando il rapporto di conversione è sufficientemente basso (Fig.9b) in modo che la tensione al secondario sia inferiore alla tensione presente ai capi della capacità d'uscita.

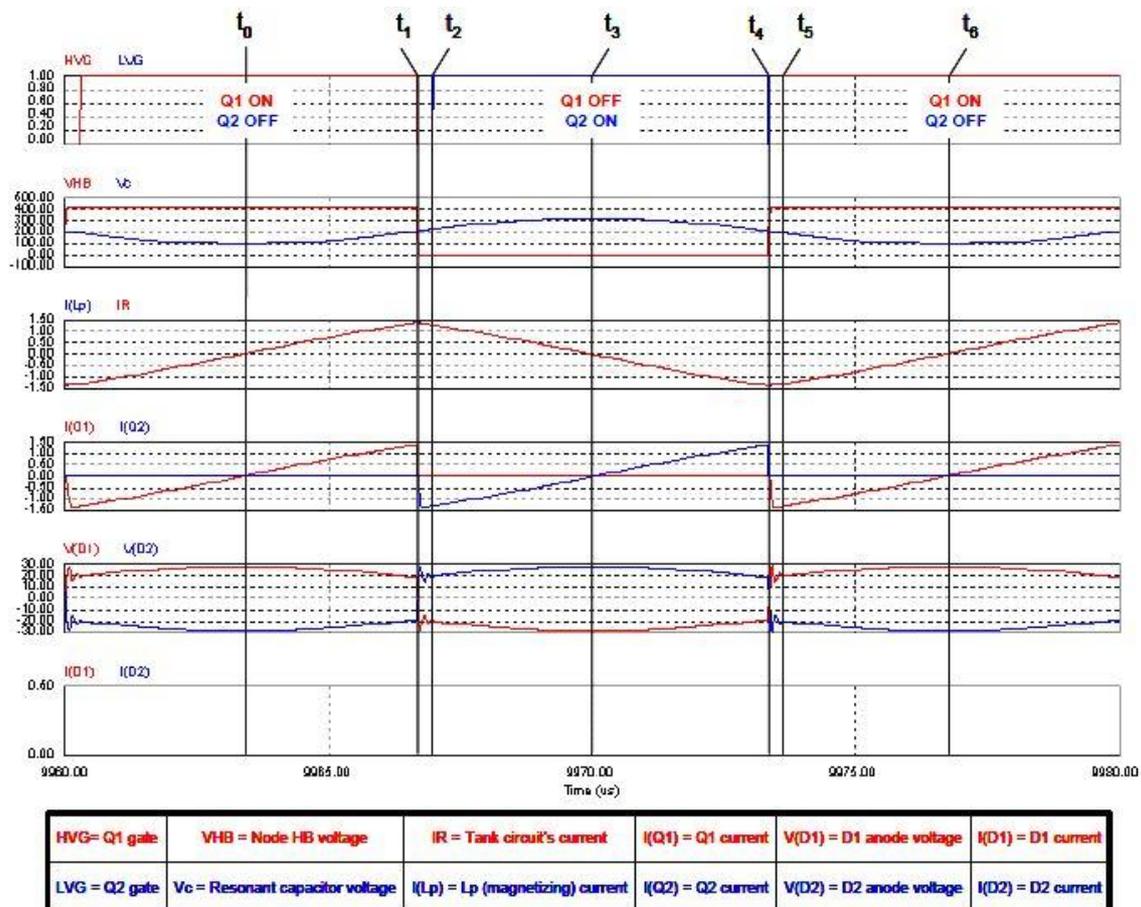


Fig.17: forme d'onda nel funzionamento cut-off.

A questo punto si nota il compromesso riguardante il valore di L_m .

La corrente di risonanza è inversamente proporzionale all'induttanza magnetizzante a parità di energia accumulata in L_m durante il periodo di interdizione. Per avere ZVS si deve dimensionare la magnetizzante minore di un valore limite, altrimenti la corrente di risonanza durante il tempo morto (che coincide con la corrente magnetizzante) non è sufficiente a scaricare il nodo di mezzo ponte.

Il rovescio della medaglia consta nel fatto che, con un'induttanza magnetizzante minore, comporta una maggiore corrente che circola al primario, quindi maggiori dissipazioni per resistenze parassite.

Per diminuire le perdite è consigliabile comandare il convertitore in modo intermittente.

2.3.5 Condizioni di cortocircuito del carico

Nel caso si operi sempre sopra la frequenza di risonanza, impostando una frequenza minima si ottiene una corrente massima data dall'impedenza serie del L_r - C_r al primario, comunque non trascurabile.

Mentre se si vuole operare anche sotto la frequenza di risonanza, si deve impostare una frequenza di commutazione minima per mantenere il convertitore in regime di funzionamento induttivo.

Per evitare che circolino correnti molto alte nel tank risonante, è opportuno prevedere una protezione di sovracorrente (OCP). Una soluzione immediata è quella di portare in interdizione il convertitore portando la frequenza di commutazione molto sopra la frequenza di risonanza, ma difficilmente in modo sufficientemente veloce per evitare alte correnti.

2.3.6 Start-up del convertitore

Un caso simile al cortocircuito del carico è l'accensione con condensatore d'uscita scarico. È importante limitare il transitorio di accensione per le correnti di ingresso che tenterebbero di caricare la capacità di uscita con un impulso di corrente.

Per limitare le correnti negli istanti iniziali è conveniente impostare una frequenza sufficientemente alta (Fig.18) per consentire correnti e tempi di start-up adeguati e limitare, eventualmente, il duty-cycle degli interruttori ad un valore molto più basso del duty-cycle a regime.

In Fig.18 si notino le oscillazioni delle correnti risonante e sul raddrizzatore, e i picchi di tensione ai capi degli stessi diodi e la tensione di risonanza che è maggiore del valore di regime. Quindi, conviene limitare anche il duty-cycle massimo a valori inferiori a quelli di regime.

Capitolo 2: Analisi del convertitore risonante LLC

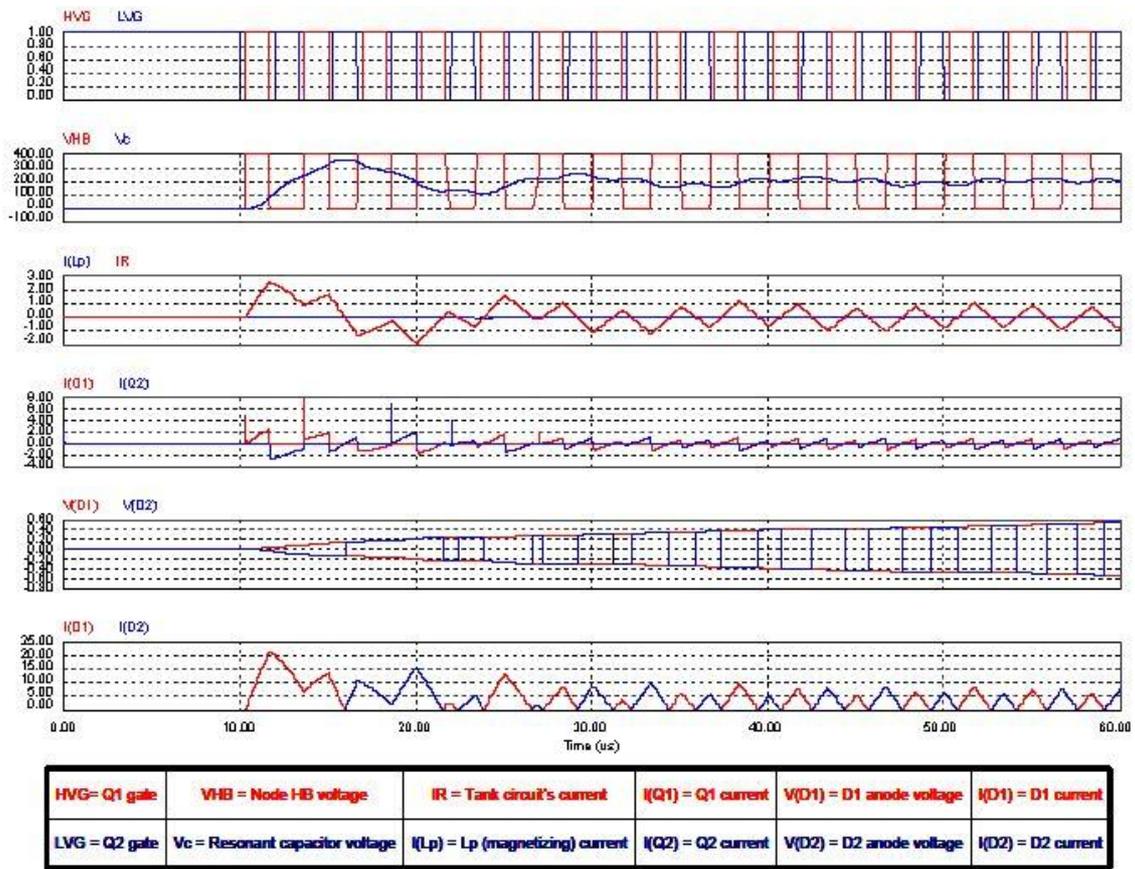


Fig.18: esempio di forme d'onda in fase di start-up, con duty-cycle al valore di regime.

CAPITOLO 3: DIMENSIONAMENTO DEL CONVERTITORE LLC

3.1 Introduzione

Il dimensionamento è pensato per pilotare delle stringhe di LED bianchi di potenza utilizzati come fonte luminosa per retro-illuminare pannelli LCD.

Trattandosi di pannelli LCD che funzioneranno in ambiente esterno, con ampia escursione di temperatura, si dovranno considerare più caratteristiche statiche corrente-tensione al variare della temperatura, da cui ricavare le resistenze equivalenti, sia tenendo conto dei datasheet forniti con il dispositivo, sia con misurazioni effettuate su campioni.

Le caratteristiche I-V e i valori delle resistenze sono stati presi dalle misurazioni riportate nella tesi *Caratterizzazione elettrica, termica ed ottica di LED di potenza per applicazioni in sistemi retroilluminazione di pannelli LCD*, svolta da S. Pellanda, Unipd, A.A.2007/08 effettuate su LED bianchi di potenza CREE, mod. XR-E 7090 e riportate nelle tesi citate in Bibliografia.

Nel file allegato MisureOL1.ods sono riportati i valori delle tensioni minime e massime assunte da ciascuna stringa di LED (28 LED in serie) in corrispondenza della corrente di stringa. Per ogni valore di corrente si ha una tensione minore quanto più alta è la temperatura del dispositivo LED.

I valori massimi e minimi delle tensioni in polarizzazione diretta di ciascun LED della stringa sono:

$$V_{LED,min} = 2,9V \quad (I_{DF} = 150mA)$$

$$V_{LED,max} = 3,9V \quad (I_{DF} = 500mA)$$

quindi le resistenze statiche sono:

$$R_{LED,min} = 7,8 \ \Omega \quad (I_{DF} = 500mA)$$

Capitolo 3: Dimensionamento del convertitore

$$R_{LED,max} = 19,3 \ \Omega \quad (I_{DF} = 150mA).$$

Le stringhe proposte sono composte da 28 LED ciascuna, quindi la resistenze minima e massima di stringa sono:

$$R_{string,min} = 218,4 \ \Omega \quad (I_{DF} = 500mA)$$

$$R_{string,max} = 540,4 \ \Omega \quad (I_{DF} = 150mA).$$

Per quanto riguarda il dimensionamento, per il momento, si tralascino le due modalità di funzionamento differenti da realizzare:

- in corrente continua;
- in PWMD (Pulse Width Modulation Dimming) in cui si ha una porzione di periodo in corrente continua a valore impostato entro l'intervallo 150-500mA e la porzione complementare a corrente nulla, con frequenza di modulazione superiore a 100Hz, per evitare lo sfarfallio all'occhio (il sistema attuale prevede 250Hz);

Saranno riprese e discusse nel momento in cui saranno valutati gli schemi di controllo.

Si consideri l'efficienza globale di conversione 90% per il dimensionamento iniziale, in particolare per il calcolo della corrente massima in ingresso I_{in} , nota la potenza nominale in uscita.

3.2 Dimensionamenti secondo l'analisi derivata da ispezione delle forme d'onda delle grandezze elettriche nel carico risonante.

Si è utilizzato il documento IEEE di C. Adragna, S. De Simone e C. Spini, "A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of resonant tank currents", 2008.

Il suddetto documento approfondisce l'analisi svolta dal primo autore citato nel documento "An introduction to LLC resonant half-bridge converter".

Si considerino i rapporti di trasformazione statici per ottenere le tensioni e correnti volute:

$$M_{min} = \frac{V_{string, min} + V_f}{V_{PFC, max}},$$

$$M_{max} = \frac{V_{string, max} + V_f}{V_{PFC, min}},$$

con V_f , la tensione di polarizzazione diretta dei diodi di raddrizzamento al secondario, che è stata considerata inizialmente $V_f = 2 * 0,75V$, avendo un ponte di Graetz.

$$I_{i, max} = \frac{P_{out, max}}{0,9 * V_{PFC, min}}, \text{ con } V_{PFC, min} = 360V,$$

calcolo il rapporto di trasformazione del mutuo induttore,

$$a = \frac{V_{PFC, nom}}{2 * (V_{string, max} + V_f)}, \text{ con } V_{in, nom} = 390V \text{ e } V_f = 1,4V;$$

il fattore 2 al denominatore è dovuto al schema di controllo del mezzo ponte simmetrico, in cui la tensione media è metà della tensione di alimentazione, essendo che il duty-cycle degli interruttori è del 50%. Si tratta di un valore teorico poiché non tiene conto del tempo morto necessario ad ottenere la transizione del nodo di mezzo ponte ed evitare corto circuiti dell'alimentazione.

Si definisce $\lambda = \frac{L_p}{L_r}$, il rapporto tra le induttanze di magnetizzazione e dispersione del mutuo induttore,

sia, inoltre,

$$\lambda = \frac{1}{4} \frac{a M_{min}}{1 - 2 a M_{min}} \left[8 - \left(\pi \frac{f_{R1}}{f_{max}} \right)^2 \right]$$

ricavato attraverso soluzione approssimata in λ dell'equazione che definisce la frequenza di cut-off del convertitore LLC,

in cui f_{R1} è la frequenza di risonanza e f_{max} è la frequenza massima di switching.

Si ponga $f_{cut-off} = f_{max}$ per ottenere il funzionamento a carico nullo alla massima frequenza consentita.

Successivamente si calcoli L_p secondo la formula:

$$L_p = \frac{a^2}{2 f_{R1}} \frac{\lambda (V_{out} + V_F)}{4 a \lambda I_{in} + (\pi^2 a M_{max} - 2 \lambda) I_{out}}$$

con f_{R1} la frequenza di risonanza e I_{out} la corrente nominale d'uscita (500mA)

e si verifichi la condizione di ZVS degli interruttori, secondo la relazione:

$$L_p \leq \frac{Td}{4 \pi f_{R1} C_{HB}} \sqrt{4(1+\lambda)a^2M_{min}^2 - \frac{\lambda^2}{1+\lambda}}$$

con C_{HB} la capacità equivalente stimata del nodo di mezzo ponte, riportata tra il nodo centrale e massa.

Per concludere, si ricavino i valori dell'altra induttanza e della capacità secondo le formule:

$$L_r = \frac{L_p}{\lambda} ,$$
$$C_r = \frac{1}{L_r * (2\pi f_{R1})^2} ,$$

infine si calcoli la frequenza minima di commutazione, che corrisponde al caso di massima tensione in uscita e minima tensione in ingresso:

$$f_s = \left(1 - \frac{2a I_{in} - I_{out}}{a I_S} \right) f_{R1}$$

con

$$I_S = \frac{a V_{out} + V_F}{4 L_p f_{R1}}$$

è la corrente massima a cui commutano gli interruttori, calcolata per la tensione massima di uscita e la minima in ingresso.

Si calcoli l'angolo di ritardo della corrente di risonanza I_R rispetto alla tensione risonante V_R :

$$\tan(\theta_1) = \frac{2}{\pi} \left(1 - a \frac{2I_{in} - I_S}{I_{out}} \right)$$

Per completezza sono riportati nella tabella seguente (Tab.1) i valori delle grandezze elettriche principali, utili per la scelta dei componenti.

Parameter	Value
Primary peak current	$\frac{I_S}{\sin \theta_1}$
Primary rms current	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_S \sqrt{2 + \frac{f_s}{f_{R1}} \left(\frac{1}{\sin^2 \theta_1} - 2 \right)}$
Q1 and Q2 rms current	$\frac{1}{2} I_S \sqrt{2 + \frac{f_s}{f_{R1}} \left(\frac{1}{\sin^2 \theta_1} - 2 \right)}$
Secondary peak current	$a I_S \left[1 + \sqrt{\frac{1}{\sin^2 \theta_1} - \frac{4}{\pi^2}} - \frac{2}{\pi} \left(\theta_1 + \cos^{-1} \left(\frac{2}{\pi} \sin \theta_1 \right) \right) \right]$
Secondary rms current (x diode)	$\frac{a I_S}{2\pi \sin \theta_1} \sqrt{\frac{f_s}{f_{R1}} \left(\pi^2 - \frac{48 - 2\pi^2}{3} \sin^2 \theta_1 \right)}$
Secondary total rms current	$\frac{\sqrt{2} a I_S}{2\pi \sin \theta_1} \sqrt{\frac{f_s}{f_{R1}} \left(\pi^2 - \frac{48 - 2\pi^2}{3} \sin^2 \theta_1 \right)}$
Resonant cap peak voltage	$\frac{V_{in}}{2} + \frac{I_S}{4\pi f_{R1} C_r} \left[\pi \left(\frac{f_{R1}}{f_s} - 1 \right) + \frac{2}{\sin \theta_1} \right]$

Tabella 1: grandezze elettriche del convertitore LLC.

I dimensionamenti sono stati effettuati implementando le precedenti formule nello script MatLAB LLCAdragna1.m.

Successivamente è stato simulato il comportamento del convertitore LLC, dimensionato con i valori ricavati dallo studio delle funzioni prima citate.

E' stato utilizzato il tool Plecs di MatLAB (Fig.19) per la simulazione e modellizzazione automatica dei circuiti elettrici.

I primi 2 dimensionamenti sono stati fatti seguendo passo passo le considerazioni riportate qui sopra e nel documento.

In particolare ponendo la condizione di carico nominale nel punto di funzionamento indipendente del convertitore rispetto al carico, cioè nel punto a rapporto di conversione unitario.

Da ciò ne consegue che, per ottenere delle tensioni d'uscita inferiori si debba spostarsi a frequenze superiori alla frequenza di risonanza, lo stesso dicasi per ottenere il cut-off.

L'intervallo in frequenza per il funzionamento è limitato inferiormente da f_{R1} , quindi non si utilizza l'intervallo di conversione a frequenza minore della frequenza di risonanza primaria f_{R1} , che conferisce al convertitore un

comportamento step-up (v. Fig.9b del Cap.2).

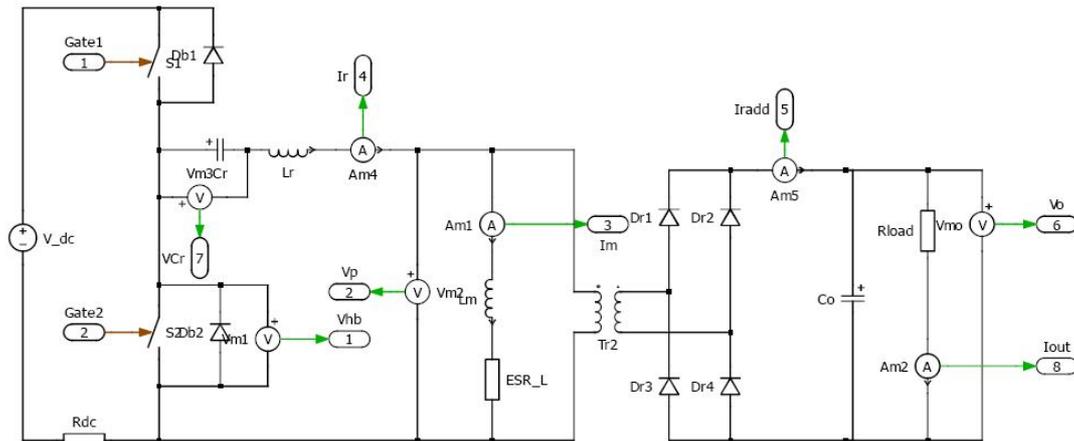


Figura 19: Circuito descritto con Plecs.

Sono riportati di seguito i dimensionamenti ricavati e i valori di tensione notevoli in uscita, cioè minima e massima per una stringa di LED, con la corrispondente frequenza di commutazione necessaria: sono stati ricavati impostando la frequenza di risonanza primaria a 270kHz e 660kHz rispettivamente e le frequenze massime a 400kHz e 1MHz rispettivamente.

La capacità d'uscita $C_o = 1\mu\text{F}$ è stata scelta provvisoriamente, per completezza del circuito.

Dimensionamento 1						
Ls	2,2200E-04		Q	0,69		
Lp	2,3900E-04		fmin	2,52E+05	fminNorm	0,933
Cr	1,5600E-09		fmax	4,00E+05		
n	1,76		fr1	2,70E+05		
Co	1,0000E-06		fr2	1,85E+05		
			lambda	1,08		

Capitolo 3: Dimensionamento del convertitore

Calcoli da simulazione		
		Freq.sw
Vstr,min	82	3,35E+05
Vstr,max	110	2,75E+05
Vstr,minNoLoad	82	7,00E+05
Vstr,maxNoLoad	110	3,50E+05

Dimensionamento 2							
Ls	9,0600E-05			Q	0,68		
Lp	1,0290E-04			fmin	6,14E+05	fminNorm	0,930
Cr	6,4100E-10			fmax	1,00E+06		
n	1,76			fr1	6,60E+05		
Co	1,0000E-06			fr2	4,50E+05		
				lambda	1,01		

Calcoli da simulazione		
		Freq.sw
Vstr,min	82	8,30E+05
Vstr,max	110	6,70E+05
Vstr,minNoLoad	82	8,00E+05
Vstr,maxNoLoad	110	1,00E+06

La frequenza minima di commutazione è molto vicina alla frequenza di risonanza e le frequenze di commutazione per ottenere il cut-off siano di 700kHz e 1MHz rispettivamente.

E' stata calcolata una seconda coppia di dimensionamenti in modo tale da ottenere un funzionamento a cavallo del punto a conversione unitaria, sfruttando uno swing di frequenze più ristretto.

Il punto di funzionamento a carico indipendente è stato ottenuto con la media aritmetica tra il carico minimo e massimo. Le frequenze di risonanza primaria sono di 270kHz e 660kHz rispettivamente e le frequenze massime di 370kHz e 900kHz rispettivamente.

Dimensionamento 3

Ls	3,0400E-04			Q	0,48		
Lp	2,0300E-04			fmin	2,36E+05	fminNorm	0,874
Cr	1,7000E-09			fmax	3,70E+05		
n	2,02			fr1	2,70E+05		
Co	1,0000E-06			fr2	1,70E+05		
				lambda	1,5		

Calcoli da simulazione

		Freq.sw
Vstr,min	82	3,15E+05
Vstr,max	110	2,56E+05
Vstr,minNoLoad	82	4,40E+05
Vstr,maxNoLoad	110	4,00E+05

Dimensionamento 4

Ls	8,3500E-05			Q	0,48		
Lp	1,2200E-04			fmin	5,78E+05	fminNorm	0,876
Cr	6,9000E-10			fmax	9,00E+05		
n	2,02			fr1	6,60E+05		
Co	1,0000E-06			fr2	4,20E+05		
				lambda	1,47		

Calcoli da simulazione

		Freq.sw
Vstr,min	82	7,70E+05
Vstr,max	110	6,25E+05
Vstr,minNoLoad	82	9,00E+05
Vstr,maxNoLoad	110	8,00E+05

Si noti che la frequenza minima, per la massima potenza in uscita, e massima frequenza siano più vicine per il terzo dimensionamento, anche nel caso di cut-off, mentre nel quarto dimensionamento vi è minor differenza tra frequenza minima e massima di commutazione, ma permangono elevate in valore assoluto, soprattutto per ottenere il cut-off.

Nei dimensionamenti finora considerati il parametro λ , che esprime il rapporto tra induttanza di magnetizzazione (L_m) e di risonanza (L_r), ha assunto valori senza particolari condizioni.

Affinché l'elemento isolante sia realizzabile con un unico elemento magnetico, il parametro λ deve essere adeguato alle necessità fisiche di realizzazione del mutuo induttore.

Quindi, rispetto al valore massimo finora ottenuto, $\lambda = 1,5$ nel Dimensionamento 3, bisogna aumentarlo, poiché i valori tipici ottenibili sono intorno a 10, ovvero con induttanza di dispersione pari ad un decimo dell'induttanza di magnetizzazione.

Per massimizzare il parametro λ studio la funzione:

$$\lambda = \frac{1}{4} \frac{a M_{min}}{1 - 2 a M_{min}} \left[8 - \left(\pi \frac{f_{R1}}{f_{max}} \right)^2 \right]$$

avendo che $M_{min} = \frac{V_{string, min} + V_f}{V_{PFC, max}} = 0,2017$,

il rapporto di trasformazione del mutuo induttore, a , può variare tra $a_{min} = 1,63$ e $a_{MAX} = 2,48$, valori ricavati dalla relazione

$a = \frac{V_{PFC, nom}}{2 * (V_{string, max} + V_f)}$, calcolata negli estremi degli intervalli di variazione della tensione di ingresso e di uscita.

Inoltre considerato che $\frac{f_{r1}}{f_{max}} < 1$, si nota che, a parità di rapporto di trasformazione a , si deve minimizzare il rapporto tra frequenza di risonanza e frequenza massima di switching (che ho imposto essere la frequenza di cut-off).

Da sottolineare che la condizione $L_p < L_{p, max}$ garantisce lo ZVS del half bridge in tutte le condizioni operative, quindi le corrispondenti terne di valori di induttanza magnetizzante, frequenza di risonanza e rapporto di trasformazione devono essere validate previo controllo del valore di L_p , minore del parametro $L_{p, max}$.

Da tabelle Excel/MatLAB allegate (maxLambda.xls) si ottengono valori di induttanza di magnetizzazione L_m validi, per valori di a nell'intervallo consentito, per λ che si avvicina a 3 e corrispondenti rapporto di trasformazione a intorno a 2,4 e $f_{r1,norm}$ intorno a 0,85.

Quindi l'induttanza di dispersione sarà circa $\frac{1}{3}$ dell'induttanza di magnetizzazione con le conseguenti difficoltà ad ottenere un unico elemento reattivo che costituisca il tank risonante.

La soluzione alternativa sarebbe consistita nel suddividere l'induttanza di dispersione da realizzare con un'induttanza esterna in serie all'induttanza di dispersione equivalente del mutuo induttore. Tuttavia, si cercherà di evitare questa soluzione che aggiunge un elemento reattivo, massimizzando la funzione λ rispetto a e e $f_{r1,norm}$.

Sia $f_{max} = 500\text{KHz}$, che è la frequenza massima consigliata di alcuni integrati di pilotaggio presi in considerazione. Il dead time t_D ipotizzato a questo punto è 350ns, la capacità al nodo centrale del half-bridge C_{HB} è 200pF. Il parametro λ non varia a seconda della frequenza massima considerata, mentre i valori assoluti delle induttanze diminuiscono all'aumentare di f_{max} .

Per valutare rapidamente altri valori dei componenti costitutivi del convertitore ho predisposto un listato MatLAB, maxLambda.m, in cui si inseriscono i valori stimati o misurati per i parametri previsti dal documento IEEE di riferimento (Adragna, De Simone, Spini; "A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of resonant tank currents"), generando le nuove tabelle di consultazione equivalenti a maxLambda.xls.

I valori dei componenti e dei parametri fondamentali scelti per il Dimensionamento 5 sono:

Dimensionamento 5							
Ls	1,1700E-04			Q	0,31		
Lp	3,8600E-04			fmin	3,18E+05	fminNorm	0,635
Cr	1,0715E-10			fmax	500000		
n	2,42			fr1	4,30E+05	Fr1Norm	0,86
Co	1,0000E-06			fr2	2,25E+05		
				lambda	3,31		

da cui si simulano per ricavare le stime delle frequenze di commutazione per ottenere le tensioni di uscita minime e massime volute.

Calcoli da simulazione		
		Freq.sw
Vstr,min	82	3,85E+05
Vstr,max	110	3,05E+05
Vstr,minNoLoad	82	5,00E+05
Vstr,maxNoLoad	110	5,00E+05

Per ottenere il range di tensioni voluto e per massimizzare λ si ottiene che il funzionamento del convertitore si trova sempre al di sotto della frequenza di risonanza, che è stata posta all'86% ($f_{r1} = 430\text{kHz}$) rispetto alla frequenza massima di switching, sempre per ottenere un valore alto di λ .

Di seguito (Fig.20, 21, 22) sono inseriti gli andamenti della tensioni di uscita per verificare che raggiungo i valori prefissati a frequenze nel range corretto.

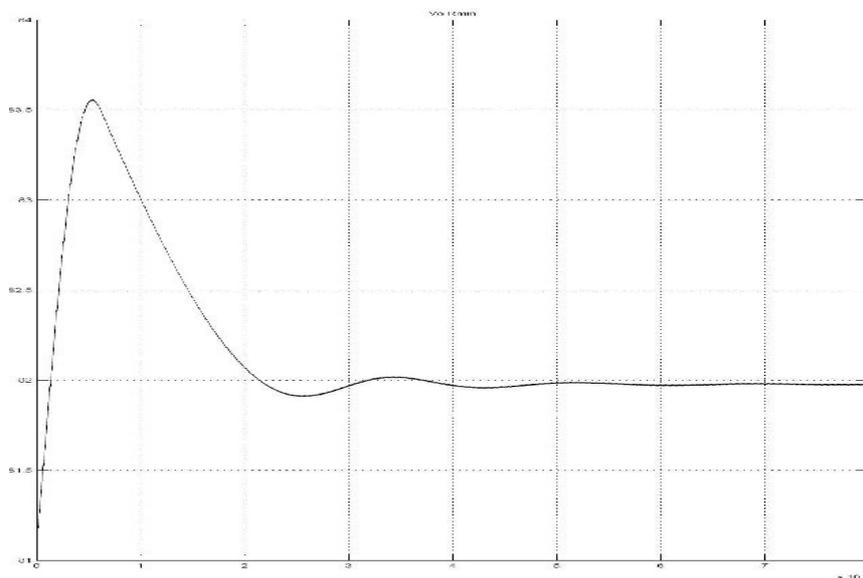


Figura 20: Andamento open loop della tensione di uscita per verifica del valore di regime a minima tensione.

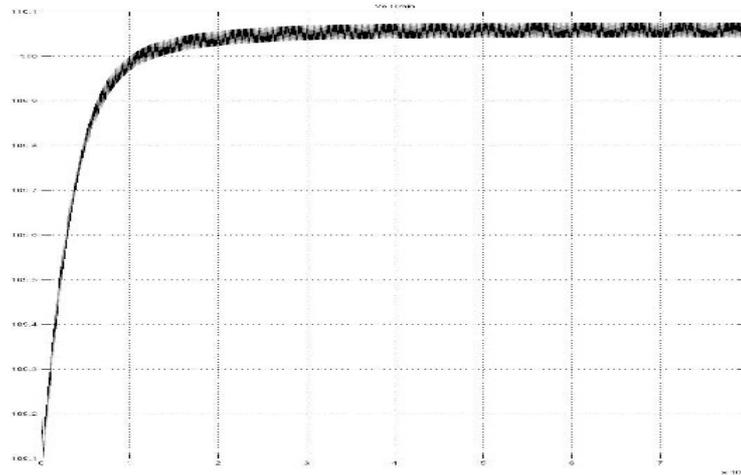


Figura 21: Andamento open loop della tensione di uscita per verifica del valore di regime a massima tensione.

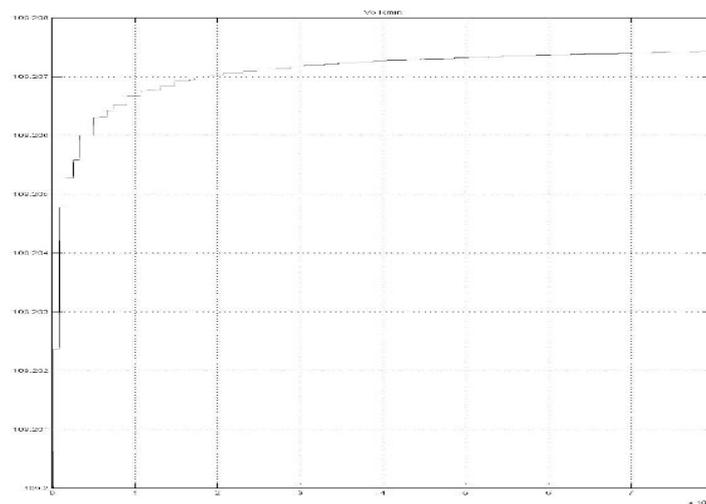


Figura 22: Andamento open loop della tensione di uscita per verifica del valore di regime a massima tensione, corrente nulla.

I grafici riportano dei valori a regime adeguati ad affermare che nel range di frequenza sopra elencato si ottiene in range di variabilità dell'uscita secondo

specifiche.

Ci sono due osservazioni da fare per, eventualmente, modificare il dimensionamento qualora si manifestino alcuni limiti dati dalla difficoltà di realizzare con accuratezza i valori dei parametri elettrici progettati con i componenti reali.

La frequenza di switching ha un intervallo di variabilità di 80kHz per la regolazione della tensione di uscita, quindi si avrà bisogno di un controllore con precisione di regolazione sufficiente della frequenza per ottenere un errore a regime adeguato.

Maggiore attenzione va rivolta alla realizzazione del circuito magnetico, che, per il momento, prevede una L_p inferiore di solo il 4% rispetto al valore massimo consentito per ottenere il ZVS, quindi va posta particolare cura nella realizzazione del mutuo induttore.

3.3 Dimensionamenti secondo l'analisi First Harmonic Approximation (FHA)

Come è stato descritto nel Cap.2 l'approssimazione di prima armonica consente di ricavare delle relazioni quantitative per dimensionare il convertitore LLC.

L'approssimazione è diventata più grossolana man mano che ci si allontana dalla frequenza di risonanza, alla quale la tensione e la corrente di risonanza sono sinusoidali.

Alcune relazioni per comodità:

I rapporto globale ingresso-uscita è $\frac{V_{out}}{V_{PFC}} = \frac{1}{2n} M(f_{sw})$, con

$$M(f_n, \lambda, Q) = \frac{1}{\sqrt{(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2})^2 + Q^2 * (f_n - \frac{1}{f_n})^2}} \quad \text{il rapporto di conversione}$$

normalizzato, cioè il rapporto di conversione del solo tank risonante, a meno del rapporto di trasformazione.

I parametri sono:

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} , \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} , \quad \lambda = \frac{L_r}{L_m} , \quad Q = \frac{Z_0}{R_{ac}} = \frac{Z_0}{n^2 R_{0,ac}} ,$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f_r L_r .$$

Una prima serie di dimensionamenti con la FHA sono stati fatti considerando un funzionamento esclusivamente sopra risonanza.

Una seconda serie di dimensionamenti sono stati fatti a cavallo della risonanza, imponendo la tensione media di uscita e quella nominale di ingresso per determinare il rapporto di trasformazione del mutuo induttore e imponendo la

tensione minima in uscita, con la tensione massima di ingresso, alla frequenza massima.

L'obiettivo è trovare i parametri di dimensionamento adatti e più convenienti da realizzare:

- il parametro λ è da minimizzare per una facile realizzazione del mutuo induttore e ottenere un funzionamento voluto senza aggiungere un'induttanza esterna in serie,
- la frequenza massima di switching deve essere realizzabile attraverso gli integrati di controllo, almeno in questa prima realizzazione, che è entro i 500kHz,
- la frequenza di risonanza più alta possibile per ottenere dei componenti reattivi piccoli; inoltre con L_m piccola si possono ottenere valori di λ più grandi senza induttore esterno.

Dato che la resistenza equivalente della stringa LED varia a seconda della corrente, si devono considerare dei fattori di merito Q entro l'intervallo

$$[Q_{min} , Q_{MAX}].$$

Attraverso un primo dimensionamento ricavato dal grafico del rapporto di conversione normalizzato, si scelgano i valori di λ e Q che permettano di ottenere il range di conversione da specifica.

Per quanto riguarda il funzionamento a carico nullo (ad es. in PWMD), al momento non lo si realizza attraverso il funzionamento alla massima frequenza, ma con il controllo in stand-by del convertitore e con uno switch in serie alla stringa LED.

Il funzionamento in stand-by prevede che il mezzo ponte abbia entrambi gli switch aperti, quindi non ci sia prelievo di energia dallo stadio a monte.

Dato che il parametro critico nel dimensionamento è λ , sono state plottate le curve di conversione statica normalizzata M' facendolo variare parametricamente λ , partendo da valori bassi (0,1) e crescendo con passo 0,1.

Per ciascun valore di λ , si consideri il fattore di merito Q nell'intervallo [0;1] con passo 0,1 per ottenere le curve al variare del carico equivalente in uscita, $R_{out} =$

[218;512] Ω .

Infine, si ricavino i valori delle 2 induttanze equivalenti e della capacità di risonanza.

Per la *prima serie* di dimensionamenti, si preveda un funzionamento sopra risonanza. Si consideri il rapporto di trasformazione n del mutuo induttore al fine di ottenere la tensione massima in uscita con la tensione nominale di ingresso.

Quindi, $n = \frac{V_{i,min}}{2 * V_{out,max}} = 1,6$, per un funzionamento sempre sopra risonanza

$n = \frac{V_{i,nom}}{2 * V_{out,max}} = 1,8$, per un funzionamento sotto risonanza a tensione

massima di uscita e minima d'ingresso.

Per la *seconda serie* di dimensionamenti, in cui si prevede un funzionamento a cavallo della risonanza, considero il rapporto di trasformazione n del mutuo induttore al fine di ottenere la tensione media in uscita ($V_{out} = 100V$) con la tensione nominale di ingresso,

quindi $n = \frac{V_{PFC,nom}}{2 * V_{out,med}} = 2,05$.

Il fattore 2 al denominatore è dato del calcolo della tensione media applicata al carico risonante, collegato tra il nodo di mezzo ponte (HB node) e massa, con funzionamento ideale degli switch. Ovvero, non si considera per il dimensionamento l'incidenza del tempo morto all'interno del periodo di commutazione, il quale abbassa il valore medio della tensione applicata al carico, dato che sottrae tempo utile di conduzione all'interruttore superiore che applica la tensione $V_{PFC} = 400V$ al tank risonante.

Il *dead time* è altresì fondamentale per ottenere lo ZVS, affinché la tensione ai capi dei mosfet sia nulla per effetto del passaggio di corrente risonante attraverso il diodo in antiparallelo, che permette di avere una commutazione in accensione alla tensione di polarizzazione diretta dei diodi stessi, quando si

avrebbe una commutazione hard con la massima tensione applicata tra drain e source dei mosfet.

Nella prima serie di dimensionamenti, in cui il funzionamento sia sempre sopra risonanza, al fine di mantenere λ basso, si ottengono dei valori alti di induttanza di magnetizzazione (5mH) e, conseguentemente, valori alti di induttanza dispersa (500uH), come da esempio sottostante.

Dimensionamento prova1							
Ls	4,0500E-04			Q	0,8		
Lp	4,0500E-03			fmin	1,80E+05	fminNorm	0,045
Cr	1,9300E-09			fmax	4000000		
n	1,8			fr1	1,80E+05	Fr1norm	0,86
Co	1,0000E-06			fr2	5,43E+04		
				lambda	0,1		

La curva di conversione con cui si valutano i parametri sintetici λ e Q è del tipo seguente (Fig.23):

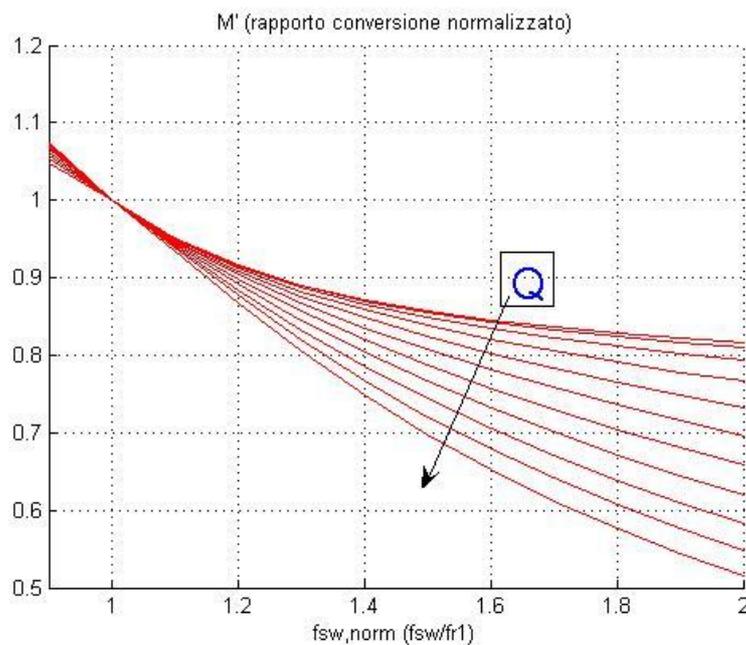


Figura23: Rapporto di conversione normalizzato tipico.

All'aumentare di Q si ottengono dei range di conversione più ampi a parità di intervallo di variazione della frequenza.

I dimensionamenti della prima serie validi che sono stati considerati sono i seguenti:

Dimensionamento 1 FHA (sopra risonanza)					
Ls	2,7200E-04			Q	0,6
Lp	6,8000E-04			fmin	
Cr	2,3200E-09			fmax	500000
n	1,8			fr1	2,00E+05
Co	1,0000E-06			fr2	
M	0,64	1		lambda	0,4

Dimensionamento 2 FHA (sopra risonanza)					
Ls	1,8100E-04			Q	0,4
Lp	4,5400E-04			fmin	
Cr	3,5000E-09			fmax	500000
n	1,8			fr1	2,00E+05
Co	1,0000E-06			fr2	
M	0,64	1		lambda	0,4

Si noti che per ottenere dei valori facilmente controllabili di induttanza si scelga $\lambda = 0,4$.

La seconda serie di dimensionamenti è nata dall'esigenza di sfruttare anche la curva di conversione a sotto risonanza, che presenta una pendenza maggiore, quindi, potendo ridurre il range di frequenze di funzionamento, si può ridurre anche λ .

Capitolo 3: Dimensionamento del convertitore

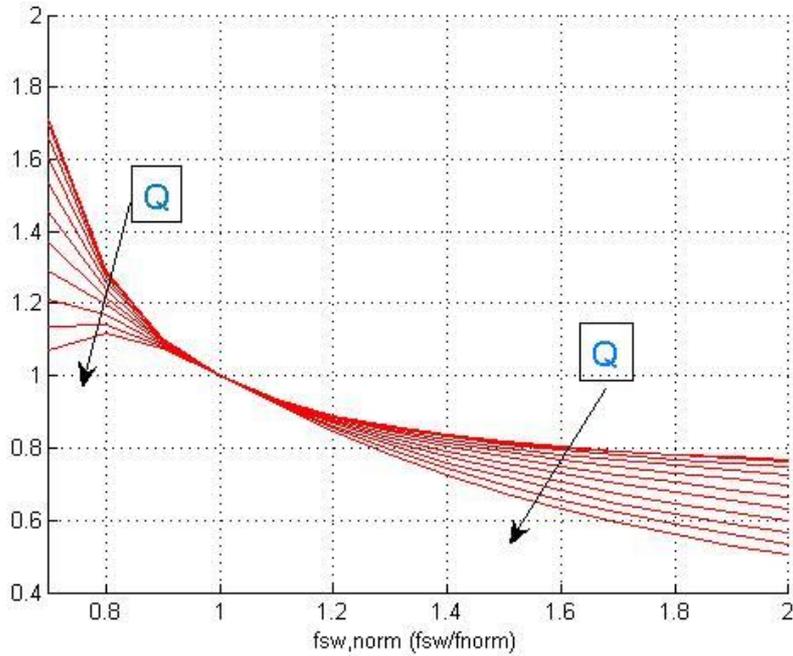


Figura24: Rapporto di conversione normalizzato a cavallo della risonanza ($\lambda = 3$).

Sono riportati due dimensionamenti scelti per il dimensionamento a cavallo della risonanza:

Dimensionamento 3 FHA (cavallo risonanza)					
Ls	2,2300E-04			Q	0,2
Lp	5,5700E-04			fmin	
Cr	1,8000E-09			fmax	500000
n	2			fr1	2,51E+05
Co	1,0000E-06			fr2	
M	0,8	1,2		lambda	0,4

Dimensionamento 7 FHA (cavallo risonanza)					
Ls	1,5600E-04			Qzvs	0,12
Lp	5,2000E-04			fmin	
Cr	3,2000E-09			fmax	500000
n	2,05			fr1	2,25E+05
Co	1,0000E-06			fr2	
M	0,83	1,25		lambda	0,3

Per valutare la validità delle scelte fatte, sono state eseguite delle simulazioni per valutare se, con i parametri scelti, si ottengono i funzionamenti voluti entro la frequenza di commutazione massima raggiungibile.

Le simulazioni sono eseguite, come nel precedente caso, con il tool PLECS di MatLAB.

Nelle Figure 25, 26, 27, 28 sono riportate le grandezze elettriche notevoli del circuito simulato. Le seguenti forme d'onda sono relative al Dimensionamento 7 FHA (cavallo risonanza), tuttavia indicative degli andamenti a regime raggiunti con tutti i dimensionamenti.

Successivamente sono riassunti in tabella alcuni valori di tensione e corrente per ciascun dimensionamento proposto, con i quali si è scelto il dimensionamento da realizzare prototipalmente.

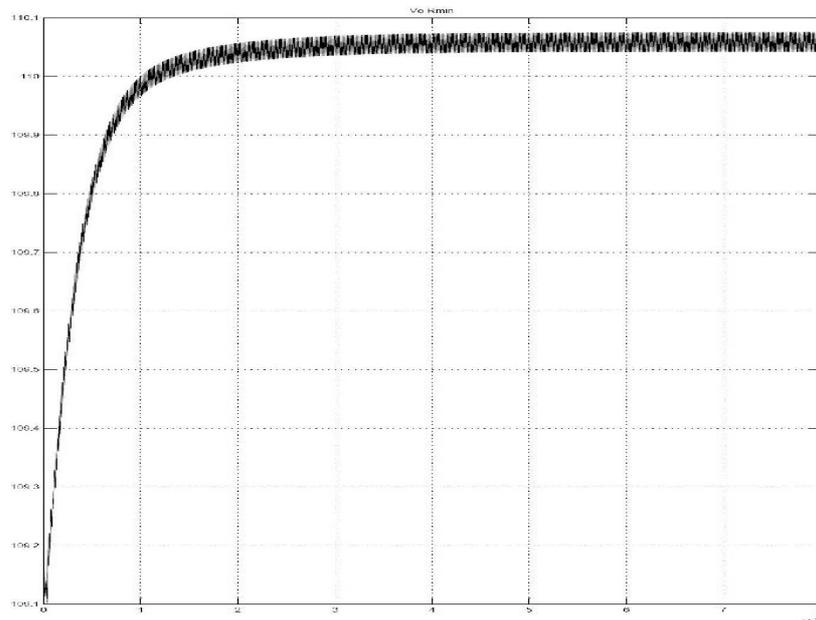


Figura 25: Andamento open loop della tensione di uscita a massima corrente d'uscita.

Capitolo 3: Dimensionamento del convertitore

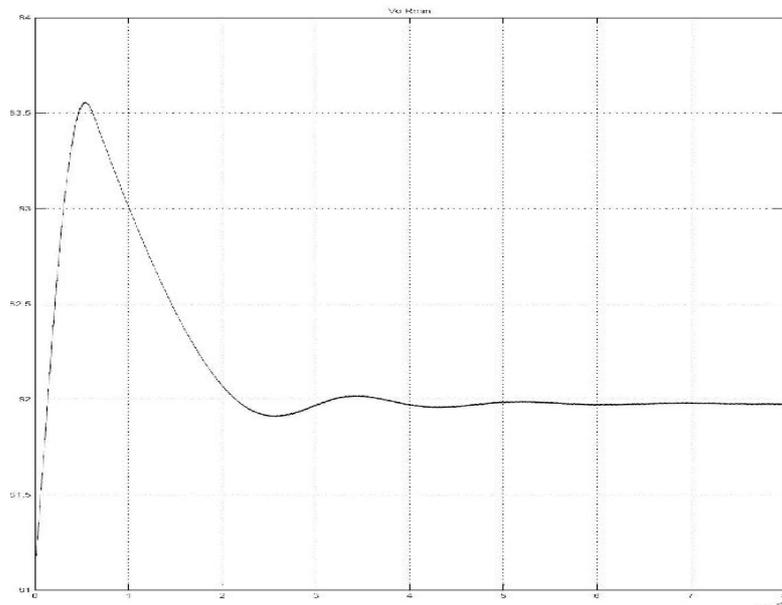


Figura 26: Andamento open loop della tensione di uscita a minima corrente d'uscita.

Capitolo 3: Dimensionamento del convertitore

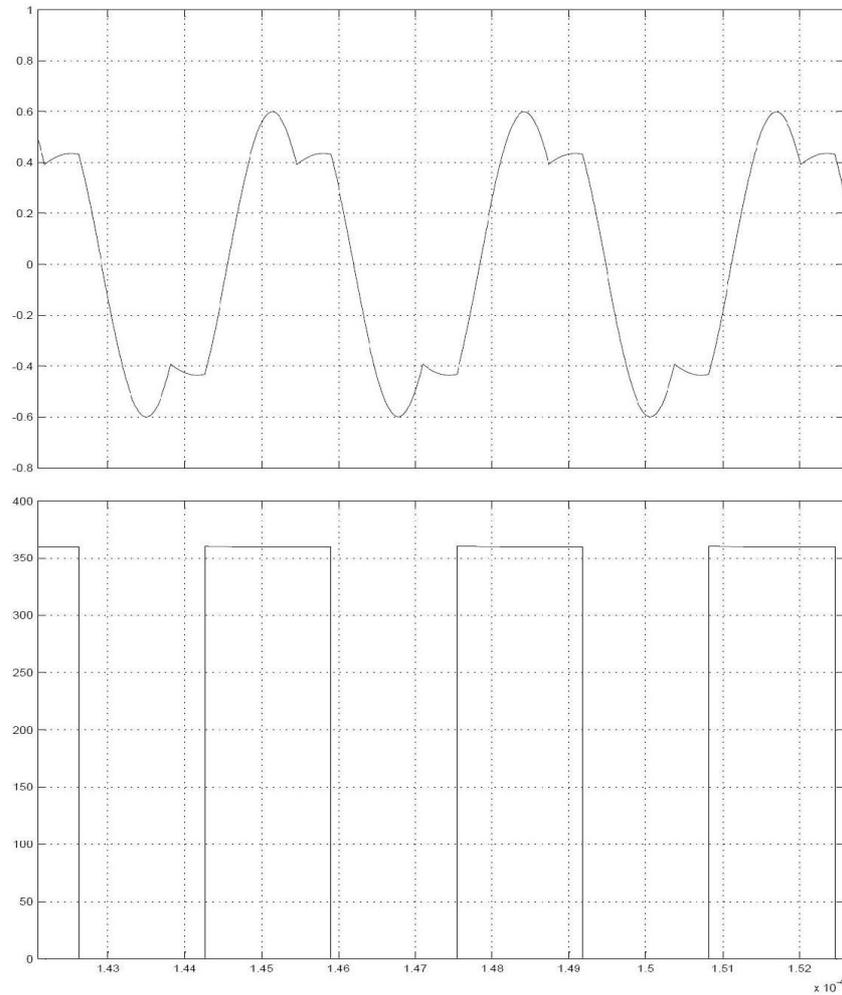


Figura 27: Andamento open loop della corrente risonante e della tensione di mezzo ponte a minima frequenza (sotto risonanza).

Capitolo 3: Dimensionamento del convertitore

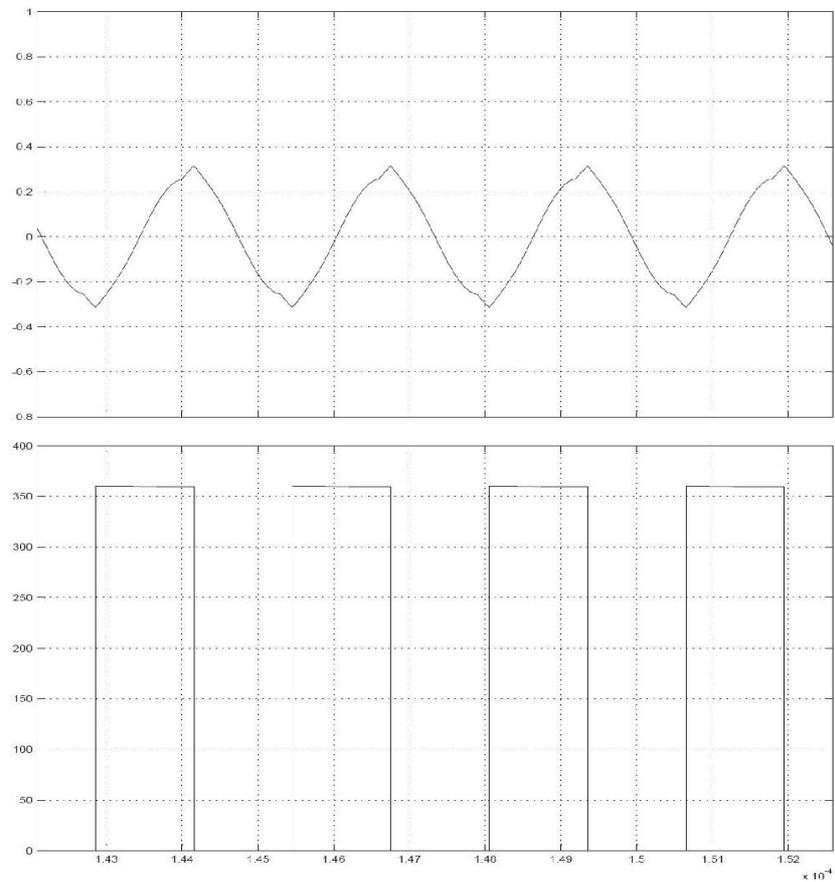


Figura 28: Andamento open loop della corrente risonante e della tensione di mezzo ponte a massima frequenza (sopra risonanza).

Calcoli da simulazione				
	Dim1FHA	Dim2FHA	Dim3FHA	Dim7FHA
Freq.sw.max [kHz]	350	350	280	270
Freq.sw.min [kHz]	200	200	210	170
Ic,max [A]	0,5	0,7	0,6	0,6
Ic,rms [A]	0,35	0,5	0,42	0,45
Vc,max [V]	360	360	430	380

La scelta finale per la realizzazione fisica del convertitore è stata fatta tra le quattro realizzazioni in tabella con i seguenti criteri:

- dato che la curva di conversione statica è quasi piatta alle alte frequenze

(bassa corrente di carico), si escludono le prime due realizzazioni, dato che arrivano in prossimità della massima frequenza di commutazione e non sfruttano il rapporto di conversione sotto risonanza;

- tra le due realizzazioni a cavallo della risonanza si è scelto il Dimensionamento 7 FHA, dato che le correnti risonanti, che producono la dissipazione nel circuito risonante, sono simili, mentre la tensione di risonanza massima è sensibilmente minore nella realizzazione scelta;
- nell'ultima realizzazione l'intervallo di frequenze utili è più ampio, quindi ottengo maggiore sensibilità nella regolazione della corrente di stringa, variando la frequenza di commutazione.

Il dimensionamento che sarà implementato è il Dim7FHA. Nel prossimo capitolo sarà presentato il dimensionamento dei parametri magnetici voluti:

$L_m = 520\mu\text{H}$ e $L_r = 156\mu\text{H}$, cercando di realizzarli fisicamente in un unico elemento reattivo.

Si ricorda che si sta utilizzando l'approssimazione circuitale equivalente All Primary Referred (APR), cioè con parametri concentrati, tutti riferiti al primario, in cui L_r è l'induttanza di dispersione in serie al primario, mentre L_m è l'induttanza di magnetizzazione in parallelo al primario del trasformatore ideale con rapporto di trasformazione n .

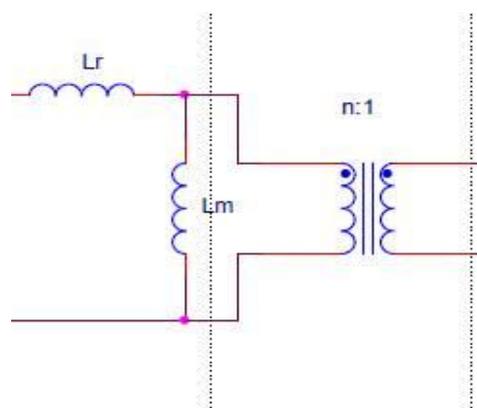


Figura29: modello APR di un trasformatore (solo elementi reattivi).

CAPITOLO 4: DIMENSIONAMENTO DEL MUTUO INDUTTORE

4.1 Scelte iniziali e parametri da realizzare

Si riportano le grandezze da ottenere per il prototipo da realizzare riferito al modello All Primary Referred:

- induttanza magnetizzante, $L_m = 520\mu\text{H}$;
- induttanza di dispersione, $L_r = 152\mu\text{H}$;
- rapporto di trasformazione, $n = 2,05$.

La scelta della *forma del nucleo* è stata diretta sulla *tipologia ad E* per facilità di dimensionamento secondo la dissipazione termica e per reperibilità dei componenti. Inoltre, la taglia da cui partire ci è stata suggerita dal manuale Siemens-Epcos (www.epcos.com > Ferrite Materials).

Il *materiale magnetico* è stato scelto secondo il range in *frequenza* di funzionamento: dato che la frequenza massima di operatività è prossima ai 300kHz (si ricorda che la curva di guadagno statico è piatta alle alte frequenze, quindi la variabilità tra progetto e misura della massima frequenza è presumibilmente alta, tenendo conto delle variabilità con cui saranno realizzati i componenti finali).

- Materiale magnetico di tipo, N87 oppure N97: per frequenza fino a 500kHz;
- forma EFD, taglia consigliata non inferiore all'EFD 20/10/7.

Si ricorda che la taglia consigliata è indicativa per intuire le dimensioni e la

forma del componente che sarà realizzato. I vincoli da rispettare sono relativi alla dissipazione che intendiamo allocare nel circuito magnetico, nel salto di temperatura consentito e nella massima induzione provocata.

Gli *avvolgimenti* saranno realizzati *concentricamente* entrambi *lungo tutta l'altezza* disponibile del cartoccio: *internamente* (per primo sul cartoccio) sarà avvolto *il secondario*, l'isolamento tra primario e secondario è realizzato con 3 strati di nastro di teflon, *esternamente è avvolto il primario*, per ottenere un'induttanza di dispersione maggiormente concentrata al primario. Ciascun filo è già isolato con uno strato di vernice trasparente.

4.2 Analisi delle perdite e dimensionamento del mutuo induttore.

Il dimensionamento sarà condotto secondo la *potenza termica dissipabile*, quindi secondo il salto termico massimo, rispetto alla temperatura ambiente che il nucleo e gli avvolgimenti subiranno.

Si utilizzano le formule semplificate per la stima delle impedenze termiche per i nuclei con forma ad E/EFD/ETD.

Sono riportate, in ordine di calcolo e ragionamento, le formule utilizzate; i valori saranno espressi alla fine del procedimento in tabella, calcolati attraverso uno script MatLAB allegato al testo.

$R_{th} = \frac{800}{A_s} \simeq \frac{22}{A_w}$, con A_s è la superficie totale del nucleo, con la semplificazione

$A_s = 22 * A_w$, valida per i nuclei di tipo E/EFD/EC, con A_w l'area della finestra del nucleo, espressa in cm^2 .

Quindi la potenza termica dissipabile per avere un salto termico massimo di $50^\circ C$, indicato dal materiale scelto è:

$P_{th,max} = \frac{\Delta T_{max}}{R_{th}}$, da cui si sceglie di ripartire tra nucleo magnetico e avvolgimenti

conduttori, 40% nel nucleo, 60% e negli avvolgimenti.

Si calcoli la densità di energia termica per volume, P_v , e si ricavi dal grafico relativo al materiale (Fig.30), scelta l'induzione massima per rispettare la dissipazione allocata nel nucleo:

$P_v = \frac{P_n}{k_{form} * V_e}$, in cui $k_{form} = 0.8$ è un fattore di correzione per forme d'onda

applicate di tipo rettangolare ($k_{form} = 1$ per sollecitazione sinusoidale), V_e è il volume del nucleo, ricavato dal datasheet.

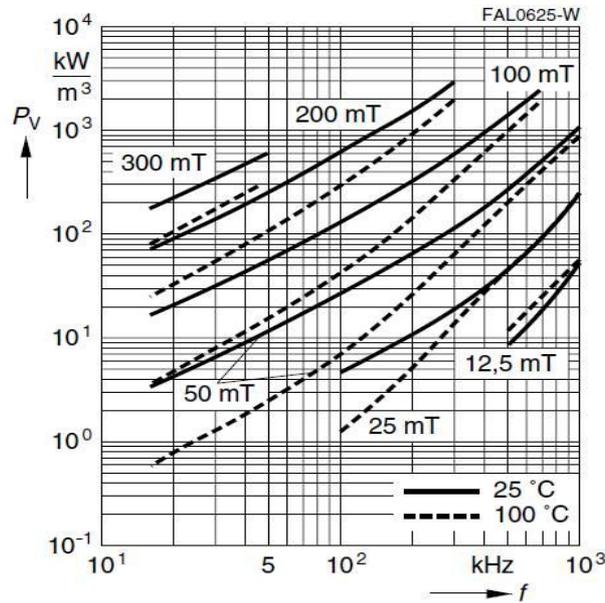


Figura30: densità volumica di dissipazione nel nucleo rispetto frequenza operativa e induzione di picco.

Si ricavino dalle curve parametrizzate in B_{max} il valore picco-picco dell'induzione del campo magnetico ΔB_{max} :

$$\Delta B_{max} = 2 * B_{max} .$$

Con il valore dell'induzione massima nel nucleo, si calcoli il valore dell'integrale di tensione applicato al primario, per ottenere il numero di spire al primario N_1 :

$$t_{on} = \frac{1}{2f_{sw, min}} \text{ è il massimo tempo di applicazione della tensione al primario,}$$

quindi l'integrale di tensione al primario è

$V_1 * \Delta t = 235 * t_{on}$ [V*s], in cui 235V è la tensione media applicata ai capi dell'induttanza magnetizzante (Fig.32), dopo l'induttanza di dispersione, dato che la tensione applicata a L_m per il tempo di applicazione genera il flusso di campo magnetico (Fig.31).

Il valore approssimato 235V è stato ricavato attraverso simulazione (Fig.32).

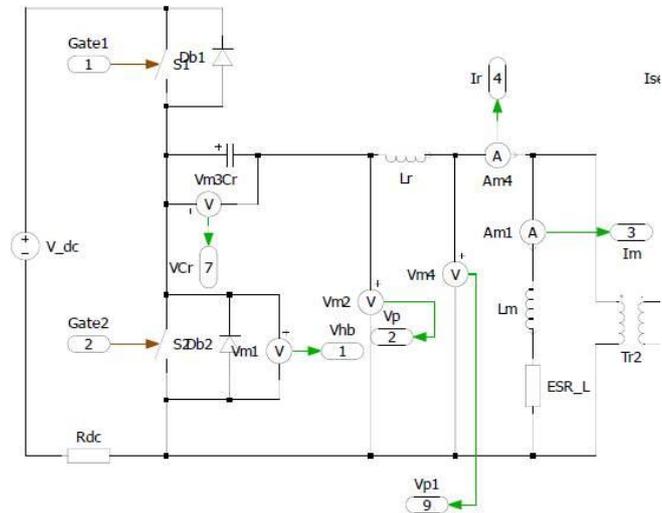


Figura31: schema circuitale (parziale) descritto con PLECS. Evidenzio V_{p1} : tensione ai capi di L_m .

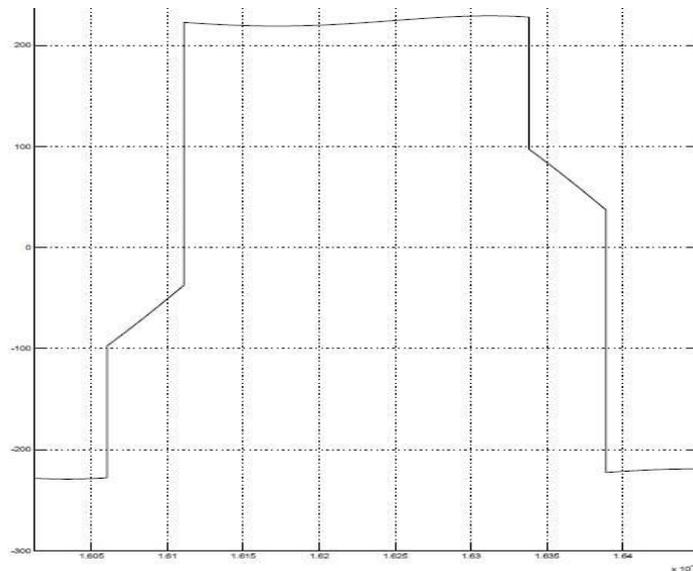


Figura32: tensione ai capi di L_m (V_{p1} in Fig.31) a regime.

Si ricavino il numero di avvolgimenti al primario grazie alla legge di Faraday:

$\Delta \Lambda_1 = N_1 * \Delta B_{max} * S_c = V_1 * \Delta t$, con S_c la sezione della gamba centrale del nucleo.

Con il valore di N_1 ottenuto da

$$N_1 = \frac{V_1 * \Delta t}{S_c * \Delta B_{max}}, \text{ sapendo } N \text{ dal dimensionamento del convertitore, si ricavi } N_2:$$

$$N_2 = \frac{N}{N_1}.$$

Questi valori saranno molto probabilmente frazionari, da cui decidere 2 valori interi per la realizzazione fisica del prototipo.

Si calcoli il valore del traferro da porre tra le due metà del nucleo ad E, tenendo conto che il traferro sarà distribuito tra le due gambe laterali e quella centrale, non potendo ricavare la misura esatta del traferro dalla sola gamba centrale.

Dalle equazioni del mutuo induttore:

$$\Phi_c = \frac{N_1 * i_1 + N_2 * i_2}{R} = \frac{N_1 * i_{\mu 1}}{R}, \text{ con } R \text{ la riluttanza, } i_{\mu 1} \text{ la corrente magnetizzante,}$$

$$\Delta_1 = L_{\mu 1} * i_{\mu 1} = N_1 * \Phi_c ;$$

$$\text{da cui ricavo } R = \frac{N_1^2}{L_{\mu}}.$$

Il traferro è distribuito tra le tre gambe del nucleo, tutte con egual spessore da inserire:

$R = R_c + R_l$, sono, quindi, i contributi del traferro nella gamba centrale e nelle gambe laterali,

$R_l = \frac{t}{\mu_0 * S_l}$ e $R_c = \frac{t}{\mu_0 * S_c}$ sono i contributi alla riluttanza delle superfici delle gambe laterali (considerate insieme) e della superficie della gamba centrale.

Dalle due relazioni precedenti si ricavano le due relazioni finali e il valore del traferro:

$$R_l = \frac{R}{1 + S_l / S_c} \text{ e } t = R_l * \mu_0 * S_l.$$

Si calcolino le perdite negli avvolgimenti per dimensionare il diametro dei conduttori da utilizzare al primario e secondario: da calcolare lo spessore di penetrazione alla minima frequenza di switching, dato che sarà la configurazione a maggior potenza trasferita, poi tengo conto degli strati che posso realizzare con la finestra disponibile a seconda delle dimensioni del cartoccio associato al nucleo.

$$D_{pen} = 66 / \sqrt{f_{min}}$$

Le resistenze in DC degli avvolgimenti sono così calcolate per entrambi:

$$R_{dc\ 1,2} = \frac{\rho_{rame} * N_{1,2} * l_s}{\pi * \frac{d_{cond}^2}{2}}$$

Si calcoli il parametro Q per trovare con le curve di Dowell i fattori di moltiplicazione della resistenza in alta frequenza rispetto alla resistenza in continua:

$$Q = \frac{0,83 * d_{cond}}{D_{pen}} * \sqrt{\frac{d_{cond}}{S}}$$

, con S la separazione tra i conduttori, considerata il 5% del diametro del conduttore circolare di diametro d_{cond} .

con le curve di Dowell e il numero di strati di conduttori circolari che si devono formare, data la lunghezza della finestra, quindi si ricava il rapporto tra le resistenze in alta frequenza ed in continua.

Il calcolo della potenza dissipata in ciascun avvolgimento è data dalla formula:

$P_{1,2} = Fili_{1,2} * R_{ac\ 1,2} * (i_{ac\ 1,2} / Fili_{1,2})^2$, dato che la componente continua è nulla nel mutuo induttore, avendo un condensatore in serie al primario.

4.3 Dimensionamenti realizzati.

E' riportata in tabella i valori definitivi ottenuti dei parametri principali sopra descritti.

I valori delle correnti al primario e secondario sono state calcolate attraverso simulazione ed è riportato il valore efficace al fine di calcolare le perdite negli avvolgimenti primario e secondario.

Per mantenere basso il parametro Q nelle curve di Dowell sono stati impiegati 6 *fili isolati avvolti* ad elica, in modo da ottenere una distribuzione uniforme nel conduttore così ottenuto: si tratta di una realizzazione che non è perfettamente equivalente al filo di Litz, ma abbassa la componente resistiva ad alta frequenza.

Sono stati realizzati circa 6 metri di filo con 1200 giri totali di torsione, mediamente 2 giri d'elica completi ogni centimetro.

I valori qui ottenuti (Tab.2) sono dovuti a tentativi successivi al fine di ottenere una potenza dissipabile voluta dimensionando i conduttori secondo diametro e numero.

- Notiamo che la realizzazione con EFD 20 non è possibile dato che il fattore di riempimento k_{real} è maggiore di 0,5, valore limite ottenibile con avvolgimento fatto a mano con conduttori circolari su finestra di forma rettangolare. Anche le dissipazioni stimate sono notevolmente superiori alle allocazioni fatte.
- La realizzazione con *EFD 25* non rientra per poco nella potenza dissipabile negli avvolgimenti ($P_{avv} > P_a$), tuttavia *sarà presa in considerazione*, data l'approssimazione delle stime.
- La realizzazione con *EFD 30* *rispetta le allocazioni* di potenza dissipabile negli avvolgimenti e le dimensioni fisiche per far entrare nella finestra gli avvolgimenti voluti.

Capitolo 4: Dimensionamento del mutuo induttore

	Realizzazione con		
	EFD 20	EFD 25	EFD 30
Rt [°C/W]	72,6	53,6	41,6
Pt [W]	0,69	0,93	1,2
Pn [W]	0,48	0,65	0,84
Pa [W]	0,21	0,28	0,36
Pv [kW/m3]	388	232	211
Bmax [mT]	120	80	80
2*Bmax [mT]	240	160	160
N1	85	68	60
N2	41	33	29
t [mm]	0,27	0,33	0,31
d,cond,1 [mm]	0,2	1,2	2,2
d,cond,2 [mm]	0,56	1,56	2,56
#cond,1	6	6	6
#cond,2	1	1	1
Strati,1	1,27	0,81	0,59
Strati,2	1,71	1,1	0,57
Q,1	1	1	1
Q,2	2,9	2,9	2
P,1 [W]	0,13	0,12	0,1
P,2 [W]	0,63	0,22	0,17
Paw [W]	0,76	0,34	0,27
Ptot [W]	1,24	0,99	1,11
k,real	0,63	0,36	0,2

Tabella2: parametri di progettazione del mutuo induttore con diverse taglie di nucleo di tipo EFD.

4.4 Misure sui due prototipi realizzati.

Per la verifica delle due realizzazioni del medesimo mutuo induttore con due differenti misure di nucleo, si è impiegato il misuratore di impedenza "Precision Impedence Analyzer" mod. 4294A dell'azienda Agilent.

Le misure sono state effettuate in 2 configurazioni indipendenti per calcolare i 2 parametri indipendenti L_m e L_r del modello APR: l'impedenza vista al primario con secondario prima cortocircuitato (misuro solo L_r) poi aperto (misuro la serie di L_r e L_m).

Per la misura del rapporto di trasformazione si è collegato un generatore di segnale sinusoidale al primario (HAMEG, mod. HM8030) con tensione di frequenza variabile ed ampiezza generata picco-picco $V_{p-p} = 24V$, con impedenza di uscita di 50Ω . Al secondario è collegata un oscilloscopio LeCroy, mod. WaveRunner 44Xi (400MHz di Banda e 10GS/s di campionamento a 8bit) con sonda riferita a terra, con impedenza di ingresso $10M\Omega$ e $9,5pF$.

Per il mutuo induttore realizzato con il nucleo EFD 25, si sono ottenute questi valori di induttanza (Tab.3):

EFD 25 – 520uH				n
Frequenza [kHz]	Ls+Lm [uH]	Ls [uH]	Lm [uH]	
150	535	12,5	522,5	2,03
180	537	12,4	524,6	2,03
190	538	12,3	525,7	2,03
200	538	12,3	525,7	2,03
210	540	12,2	527,8	2,03
225	541	12,1	528,9	2,04
240	543	12,1	530,9	2,05
250	544	12,0	532	2,04
280	549	11,9	537,1	2,04
300	552	11,8	540,2	2,05

N=67/33

Tabella 3: misurazioni sul mutuo induttore realizzato con nucleo EFD25.

Notiamo che l'induttanza di dispersione è un ordine di grandezza inferiore al

valore voluto, non avendo un modello per stimare preventivamente il valore ottenibile con la realizzazione utilizzata.

Per ottenere l'induttanza di risonanza serie voluta si sono *aggiunte due induttanze* in serie al primario del valore di 100uH e 47uH, ottenendo complessivamente $L_r = 159\mu\text{H}$.

Svolgendo nuovamente le misure sul prototipo con le induttanze serie aggiunte si ottiene (Tab.4):

EFD 25 – 520uH				N=67/33	
Frequenza [kHz]	Ls+Lm [uH]	Ls [uH]	Lm [uH]	n	
150	704	151	533	2,03	
180	705	150	535	2,03	
190	706	150	536	2,03	
200	707	149	538	2,03	
210	708	149	539	2,03	
225	709	149	540	2,04	
240	711	148	543	2,05	
250	713	148	545	2,04	
280	717	147	550	2,04	
300	721	147	554	2,05	

Tabella 4: misurazioni sul mutuo induttore realizzato con nucleo EFD25 con in serie al primario 2 induttanze.

L'induttanza L_m risultante è superiore al valore progettato di 520uH, tuttavia lo *scostamento* in risonanza è del 2,5%. Sarebbe auspicabile un valore inferiore (*decrescente*) alle alte frequenza, quando si ha carico leggero, per facilitare lo ZVS con bassa potenza in uscita per effetto di una maggiore corrente di risonanza che scarichi/carichi la capacità di mezzo ponte prima che si accenda il mosfet.

Il grafico in Fig.33 sono riportate le misurazioni trascritte nella colonna L_s+L_m , il grafico in Fig.34 sono riportate le misure trascritte nella colonna L_s .

Capitolo 4: Dimensionamento del mutuo induttore

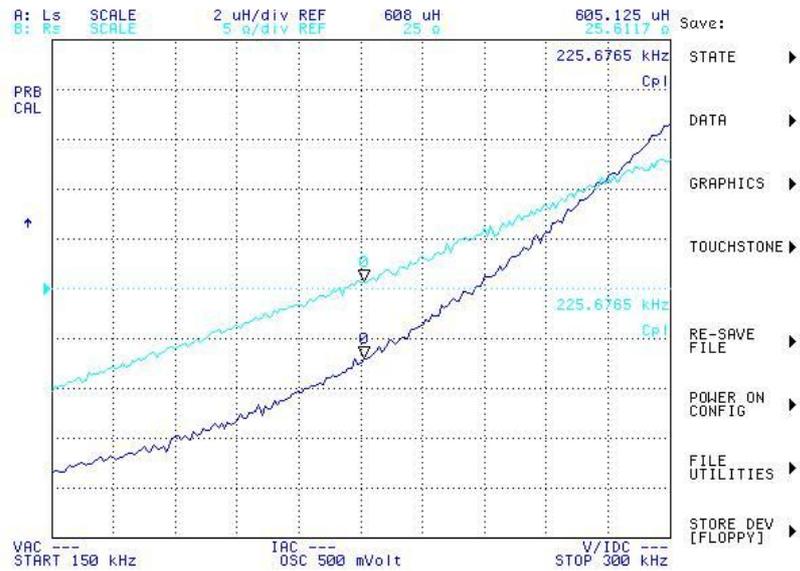


Figura33: impedenza vista al primario con secondario aperto, EFD25 con induttanze aggiuntive.

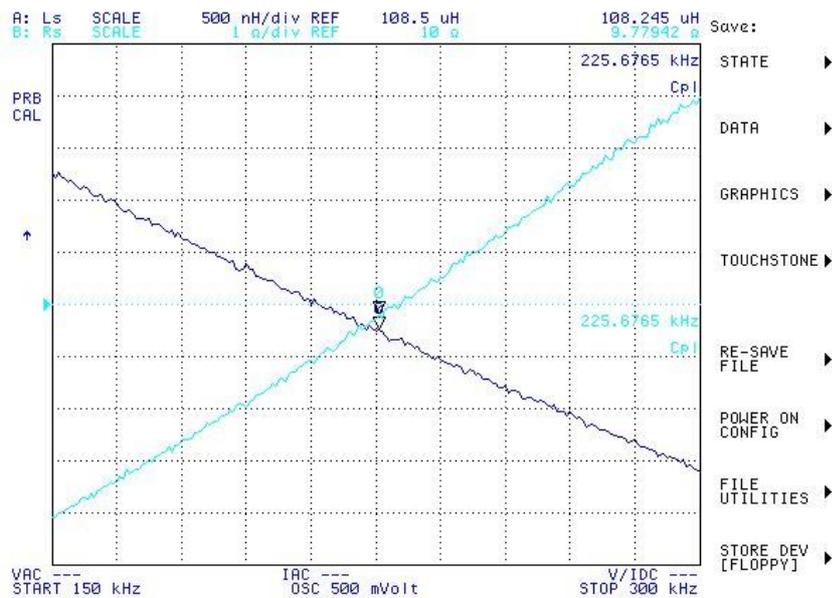


Figura34: impedenza vista al primario con secondario cortocircuitato, EFD25 con induttanze aggiuntive.

E' stata misurata la frequenza di risonanza serie ponendo in cortocircuito il secondario: è il punto di minima valore di impedenza, quando la capacità $C_r = 3,4\text{nF}$ in serie a L_r risuona, provocando un corto circuito equivalente (Fig.35).



Figura35: evidenzio la frequenza di risonanza serie del tank, EFD25.

La frequenza di risonanza è posta a 222kHz, il valore di progetto era 225kHz, quindi con errore inferiore all'1% rispetto al valore voluto. Il valore della resistenza serie alla risonanza è di circa 12Ω e corrisponde al valore della resistenza dell'avvolgimento primario alla risonanza.

Lo spessore del traferro inserito per ottenere una magnetizzante più vicina possibile a quella progettata si scosta dal valore calcolato, tuttavia è di facile sostituzione: per il prototipo EFD25 il traferro su tutte le tre gambe è di 0,45mm, invece dei 0,33mm calcolati.

Sono svolte le stesse misurazioni sul prototipo *EFD 30* (Tab.4):

EFD 30 – 520uH				
Frequenza [kHz]	Ls+Lm [uH]	Ls [uH]	Lm [uH]	n
150	512	10,9	501,1	2,09
180	515	10,8	504,2	2,1
190	516	10,7	505,3	2,1
200	517	10,7	506,3	2,09
210	519	10,7	508,3	2,1
225	521	10,6	510,4	2,1
240	523	10,6	512,4	2,12
250	525	10,6	514,4	2,12
280	531	10,5	520,5	2,12
300	536	10,4	525,6	2,12

Tabella 4: misurazioni sul mutuo induttore realizzato con nucleo EFD30.

L'induttanza magnetizzante risulta di poco inferiore al valore progettato: -2%. Medesimo problema con l'induttanza di dispersione: *aggiungo in serie* al primario 3 *induttanze*: 100uH, e due da 22uH, ottenendo $L_r = 155uH$, ottengo le misure riportate in Tab.5, ricavate dalle schermate di Fig.36 e 37.

EFD 30 – 520uH				
Frequenza [kHz]	Ls+Lm [uH]	Ls [uH]	Lm [uH]	n
150	674	152	522	2,09
180	677	151	526	2,1
190	678	157	521	2,1
200	679	155	524	2,09
210	681	150	531	2,1
225	683	149	534	2,1
240	686	149	537	2,12
250	690	149	541	2,12
280	694	148	546	2,12
300	699	148	551	2,12

Tabella 5: misurazioni sul mutuo induttore realizzato con nucleo EFD30, con 3 induttanze in serie al primario.

Capitolo 4: Dimensionamento del mutuo induttore

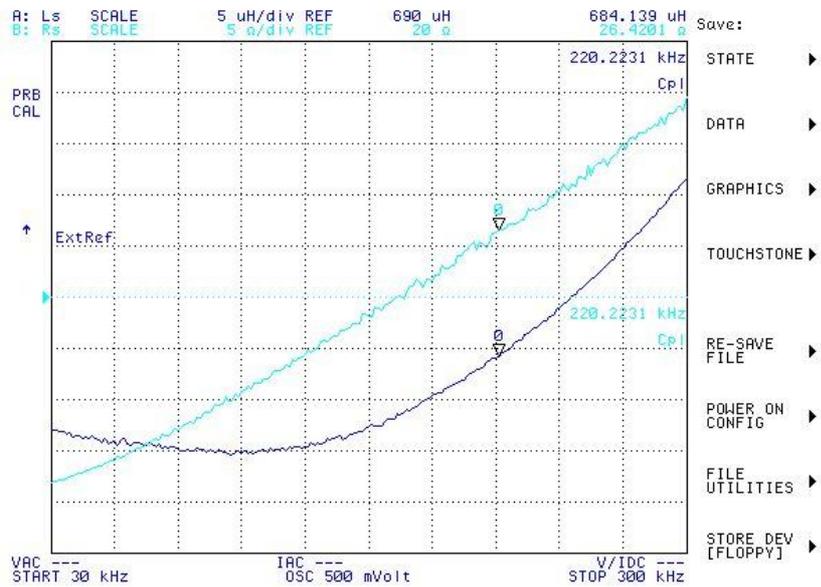


Figura36: impedenza vista al primario con secondario aperto, EFD30 con induttanze aggiuntive.

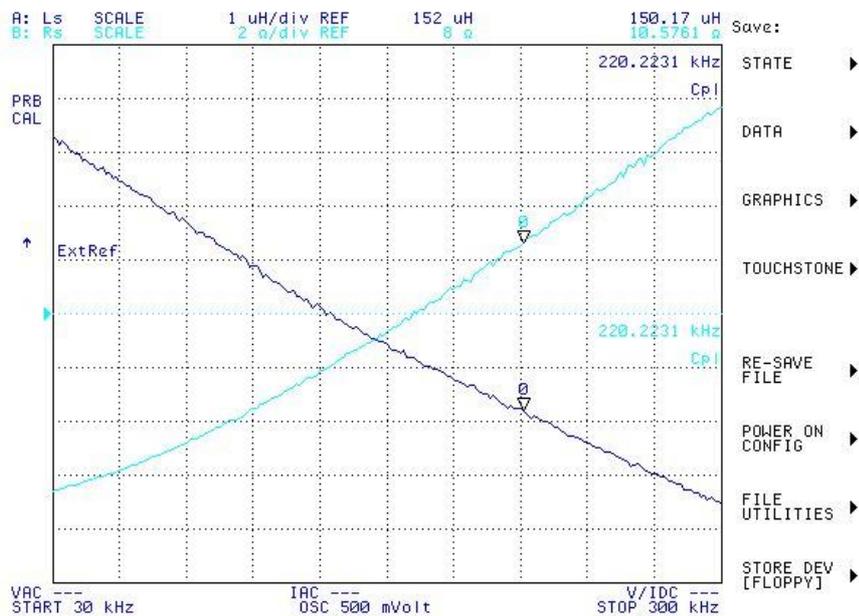


Figura37: impedenza vista al primario con secondario cortocircuitato, EFD30 con induttanze aggiuntive.

Sono state misurate la frequenza di risonanza serie (Fig.38) come nel caso precedente.

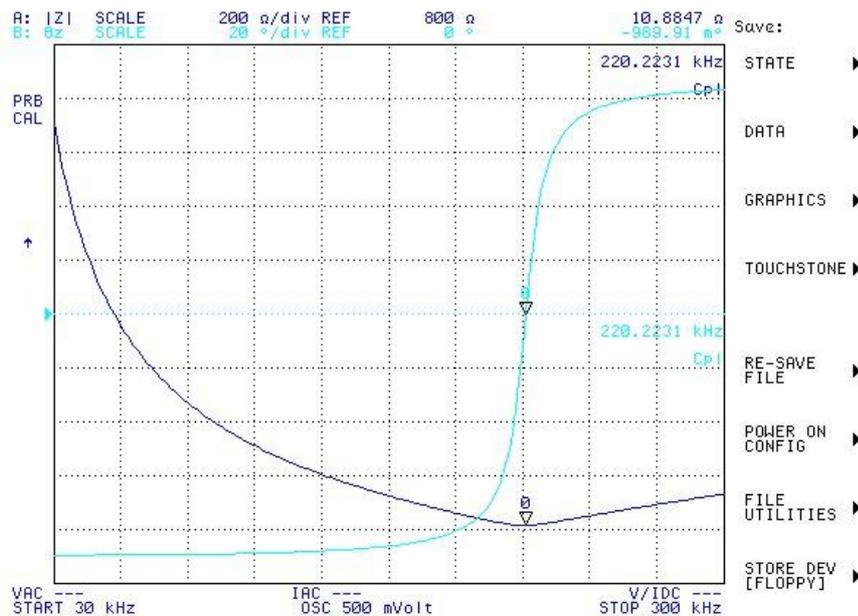


Figura38: evidenzio la frequenza di risonanza serie del tank, EFD30.

La frequenza di risonanza serie misurata è a 220kHz, di poco inferiore al valore progettato (225kHz), infatti L_r misurata (159uH) è di poco superiore al valore progettato (152uH).

Il valore del traferro inserito (0,40mm) per ottenere una L_m più vicina possibile al valore voluto, anche in questo secondo caso si scosta dal valore calcolato (0,31mm).

4.5 Misure sulle induttanze singole utilizzate.

Per valutare le perdite del convertitore si sono analizzate in frequenza anche le resistenze serie degli induttori a montaggio superficiale EPCOS utilizzati. Le misure sono state svolte con lo stesso analizzatore di impedenza.

I valori di resistenza serie equivalente dichiarati dal produttore sono solo quelli DC ed erano sovrastimati. I valori in alta frequenza non erano dichiarati. I valori sottostanti (Tab.6) sono tutti derivanti da misura.

Induttanze esterne in serie EPCOS

mod.	B82473A1	B82473A1	B82475A1
Ir [A]	1,5	1,11	0,97
Resistenze serie [Ω]			
Frequenza [kHz]	22uH	47uH	100uH
150	0,56	1,6	4,2
180	0,7	2	5,4
190	0,77	2,1	5,8
200	0,78	2,2	6,2
210	0,82	2,4	6,5
225	0,9	2,6	7,2
240	0,95	2,9	7,8
250	1	3	8,2
280	1,14	3,4	9,4
300	1,25	3,7	10,2
165	0,62	1,8	4,8
DC	0,1	0,14	0,23

Tabella 6: resistenze parassite al variare della frequenza delle induttanze utilizzate.

CAPITOLO 5: REALIZZAZIONE DEL PROTOTIPO

5.1 Schema circuitale completo per controllo a catena aperta.

Gli switch scelti per il mezzo ponte sono due *mosfet* a canale N della STMicroelectronics, *STU14NA50*, che sopportano una tensione diretta in interdizione di 500V e consentono una corrente massima in conduzione di 14A. La resistenza di canale dichiarata è $R_{on} = 0,31\Omega$, capacità di uscita $C_{out} = 500pF$.

In ingresso è stata posta una capacità elettrolitica (che corrisponde alla capacità d'uscita ipotizzabile del PFC a monte) di 220uF e 2 capacità in poliestere di taglia inferiore per filtrare le armoniche di commutazione (22nF e 440nF).

L'integrato di pilotaggio dell'half-bridge è il IR2110 della International Rectifier:

- possiede due ingressi e due uscite, una per ciascun mosfet, che sono pilotabili indipendentemente. Il segnale di comando complementare e con il tempo morto va processato precedentemente;
- la massima corrente di pilotaggio in salita e discesa della tensione di gate è di 2A, più che adeguata per gli switch e la frequenza massima di funzionamento;
- per ottenere una V_{GS} del mosfet superiore vi è un circuito interno di bootstrapping a cui vanno collegati esternamente un diodo e una capacità. Per ottenere una tensione di pilotaggio massima, simile a quella del mosfet inferiore, cioè la tensione di alimentazione dell'integrato, bisogna adottare un diodo a bassa caduta diretta ($V_{GS,up} = V_{alim} - V_{f,diodo}$) e rapido (fast recovery), dato che deve commutare alla medesima frequenza del mezzo ponte;
- la capacità di bootstrapping deve essere anch'essa adeguata alle alte frequenze di commutazione (ad es. capacità in poliestere), ed avere un valore sufficiente a non far diminuire la tensione durante l'accensione del mosfet superiore. Solitamente si pone maggiore di 10 volte rispetto alla

capacità C_{GS} del mosfet, come consigliato dal datasheet ($C_{boot}=150nF$);

- per stabilizzare la tensione di alimentazione alle alte frequenze, in ingresso all'alimentazione dell'integrato sono stati posti in prossimità dei piedini di alimentazione una capacità in poliestere (100nF) e una elettrolitica (33uF);
- il pilotaggio dei gate dei mosfet avviene in scarica attraverso 2 diodi (1n4148), in carica attraverso 2 resistenze $R_{gate} = 8\Omega$, che serve a limitare la corrente massima sopportabile dall'integrato. Per avere una stima del valore ho utilizzato la formula $R_{gate} = \frac{V_{alim}}{I_{ic,max}}$, tuttavia si tratta di una stima conservativa, dato che l'integrato non funge da generatore di tensione ideale, quindi avrà un'impedenza di uscita resistivo-induttiva che limita di per sé il valore massimo di corrente e il tempo di salita della corrente in commutazione.

Per ottenere due segnali complementari, avendo un generatore di funzione controllato in frequenza (HAMEG, mod.HG8030) è stato impiegato un integrato logico NOT (CD40106B della Texas Instruments) per ottenere un segnale ad onda quadra in fase ed uno in antifase:

- l'ingresso dal generatore è ripartito su 3 porte logiche di ingresso, che forniscono 3 segnali negati (in antifase), collegati sia in ingresso all'integrato di pilotaggio (LIN, comando mosfet basso), sia in ingresso alle adiacenti porte NOT, che forniscono in uscita un segnale in fase con il riferimento, da portare al piedino di comando del mosfet alto (HIN). Tutto ciò per ottenere dei tempi di ritardo paragonabili e caricare in uscita meno le singole porte logiche;
- il tempo morto è aggiunto attraverso una rete RC che rallenta il tempo di salita del segnale di pilotaggio prima che arrivi all'integrato IR2110, il quale ha due soglie di triggering, considerate per ottenere il tempo morto voluto e regolabile (con trimmer), dato da

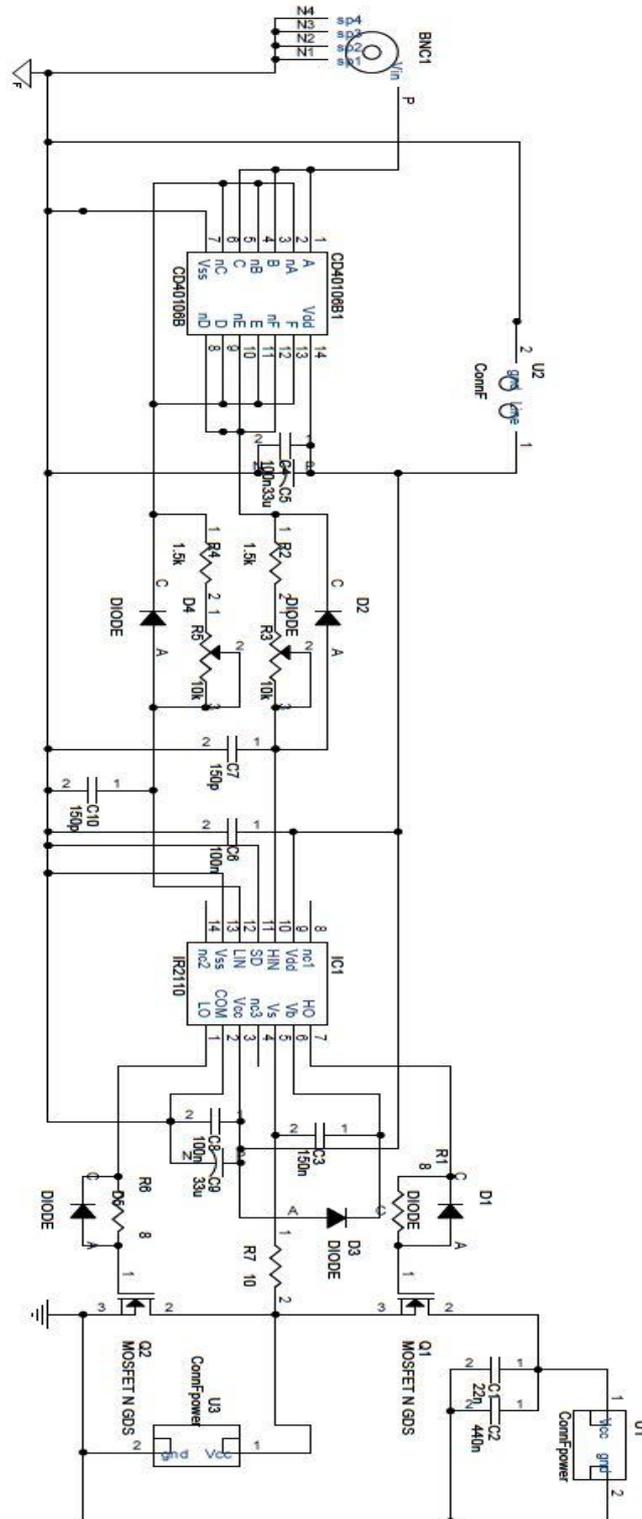


Figura 39: circuito di test descritto con Capture di OrCad.

$v_{th, IR2110} = V_{alim} * (1 - e^{-\frac{t_{DEAD}}{RC}})$, da cui ricavo $C = 150\text{pF}$ e la resistenza è divisa in due contributi in serie $R = 1,5\text{k}\Omega$ e $R_{trim} = 10\text{k}\Omega$, per regolare il tempo morto in fase di test. La resistenza minima di $1,5\text{k}\Omega$ è necessaria per settare almeno 500ns di tempo morto per evitare che t_{DEAD} sia minore, per errore, sotto questo valore.

In Fig.39 è riportato lo schema elettrico completo per il controllo in catena aperta del convertitore LLC.

Per avere una *stima del tempo morto* da impostare e della capacità di mezzo ponte da scaricare/caricare durante il tempo morto, si utilizzino le formule presentate nell'application note C.Adagna, *An introduction to LLC resonant half-bridge converter*, Stm ed. consultabile presso www.ieee.com.

$C_{HB} \simeq \frac{20}{\sqrt{V_{PFC}}} * C_{oss,25}$ è la capacità di mezzo ponte da scaricare in transizione di stato degli interruttori,

$C_{oss,eq} = \frac{10}{\sqrt{0,8 * V_{DSS}}} * C_{oss,25} \simeq \frac{11,2}{\sqrt{V_{DSS}}} * C_{oss,25}$, dato che la capacità di output equivalente dei mosfet non è lineare ed è fornita considerando la carica da 0 all'80% della tensione applicata al drain.

Quindi,

$C_{HB} \simeq 2 * \sqrt{\frac{V_{DSS}}{V_{PFC}}} * C_{oss,eq}$ è la capacità equivalente tra il nodo di mezzo ponte e massa, avendo trascurato la capacità dovuta al layout del circuito (C_{stray}) non stimabile altrettanto facilmente.

Il valore risultante con $V_{DSS} = 500\text{V}$, $V_{PFC} = 360\text{V}$ (tensione minima ingresso), $C_{oss,25} = 500\text{pF}$ è $C_{HB} = 590\text{pF}$.

Dalle simulazioni riportate nel Cap.3, si valuti la corrente all'inizio del tempo morto e la si consideri costante per tutto il tempo morto stesso (periodo di scarica del nodo di mezzo ponte), da cui ricavare due valori indicativi di tempo morto per il massimo carico e il minimo carico:

$$t_{DEAD,1} = \frac{C_{HB} * V_{HB}}{I_{0,1}} \simeq 600ns \quad ,$$

$$t_{DEAD,2} = \frac{C_{HB} * V_{HB}}{I_{0,2}} \simeq 790ns \quad .$$

La lista dei componenti (Tab.7) indicati nello schematico prima riportato sono:

Componenti utilizzati		
ID	valore	caratteristica
C1	22nF	PHE
C2	440nF	PHE
C4,C6,C8	100nF	PHE
C3	150nF	PHE
C5,C9	33uF	elettrolitico
C7,C10	150pF	ceramico
R1,R6	8Ω	carbone
R2,R4	1,5kΩ	carbone
R3,R5	10kΩ	trimmer
R7	10Ω	SMD
D1,D2,D4,D5	1N4148	vetro
D3	BYV27-200	assiale

Tabella 7: lista dei componenti utilizzati.

Per la *realizzazione dello stadio di raddrizzamento d'uscita* sono stati impiegati 4 diodi Schottky mod. STPS1150 della STMicroelectronics per formare il ponte di Graetz e la capacità d'uscita è stata posta di 30uF con 3 capacità da 10uF elettrolitiche ($V_{C,max} = 400V$). Il valore della capacità è stato calcolato per limitare il ripple di corrente sulla stringa di LED. Tuttavia, il test del convertitore sarà eseguito con un carico attivo che simuli la resistenza statica della stringa di LED, ovvero che consenta di avere lo stesso rapporto tensione-corrente, per verificare che il rapporto di conversione sia quello voluto. Quindi non sarà possibile simulare il modello della stringa di LED formato dalla caduta di tensione diretta e dalla resistenza dinamica, inoltre il carico attivo presenta una capacità d'ingresso non trascurabile. Conseguentemente non si potrà valutare la validità del dimensionamento della capacità d'uscita, posta per limitare il ripple di corrente di stringa.

Di seguito (Fig.39a, 39b) gli stampati del PCB realizzato in laboratorio di Elettronica di Potenza, presso il DEI, Unipd.

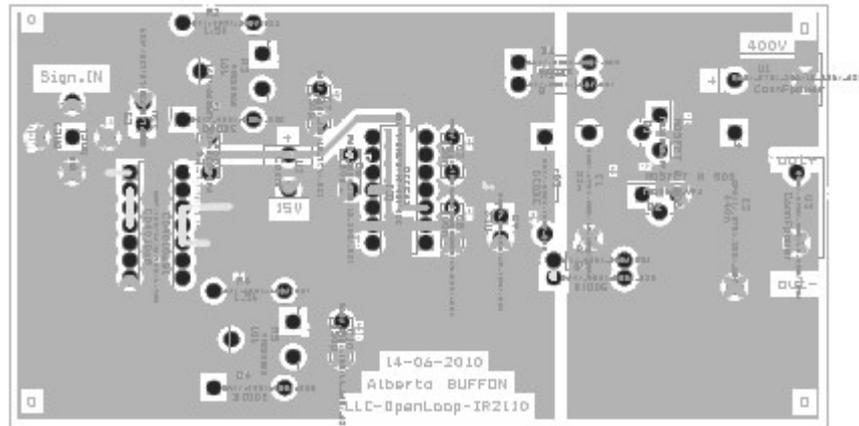


Figura 39a: layout del TOP della scheda.

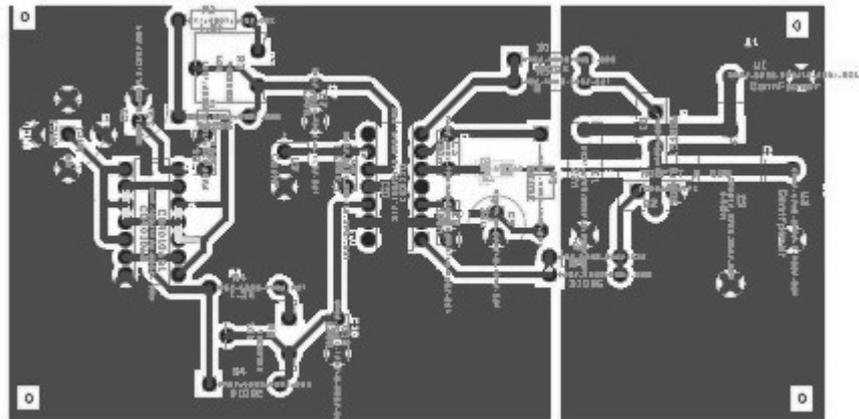


Figura 39b: layout del BOTTOM della scheda.

5.2 Setup di misura del rapporto di conversione e dell'efficienza del prototipo.

La strumentazione utilizzata è la seguente:

- generatore di tensione costante regolabile AGILENT, mod.6015A, 500V, 5A, 1kW, per l'alimentazione dello stadio di potenza;
- alimentatore ausiliario generico, in dotazione al laboratorio, di bassa tensione continua per l'alimentazione degli integrati;
- carico attivo CIRCUIT SPECIALIST, mod.3710A per simulare il carico statico offerto dai LED alle varie correnti di uscita;
- generatore di segnale HAMEG, mod.HM8030, $Z_{out} = 50\Omega$, per dare il riferimento di frequenza al circuito pilotato in catena aperta,
- oscilloscopio LeCroy, mod. WaveRunner 44Xi, con sonde di tensione non differenziali con impedenza di uscita $Z_{out} = 10M\Omega$ e capacità equivalente verso massa di 9,5pF;
- sonda differenziale di tensione per la misura della tensione gate-source del mosfet superiore, LeCroy, mod.DA1855A,
- sonda di corrente LeCroy, mod.CP030, 50MHz di banda passante e 50A di corrente massima misurabile;
- la misura della corrente efficace d'ingresso dall'alimentatore è misurata con Multimetro AGILENT, mod.U1241B.

Le prime misurazioni sono state effettuate con $t_{DEAD} = 700ns$, dato che la capacità equivalente di mezzo ponte è stata stimata con il caso peggiore di capacità di uscita realizzabile dichiarato e con la tensione massima di ingresso da PFC.

La seconda serie di misurazioni avverrà con $t_{DEAD} = 850ns$, per assicurare una condizione reale di ZVS (valutato osservando le forme d'onda reali) per un rating inferiore di potenza d'uscita rispetto alla nominale.

Tutto e due le misurazioni saranno eseguite per entrambe le realizzazioni, con

EFD25 e EFD30.

I dati recepiti si trovano all'interno del file MisureOL1.ods, qui sono riportati solamente i grafici ottenuti per il rapporto di conversione normalizzato e l'efficienza.

Nel file MisureOL1.ods sono evidenziate *in rosso* le condizioni di misura in cui *non si verifica lo ZVS*. La tensione di hard-switching che si presentava ai capi dei mosfet un attimo prima della commutazione è dai 20V ai 150V, a seconda della potenza richiesta dal carico. Minore è la potenza in uscita, maggiore sarà la tensione a cui devono commutare gli interruttori, maggiori le perdite per commutazione.

Infatti nelle misurazioni a bassa corrente di uscita (150-200mA) e alta tensione di ingresso (405V) la corrente di ingresso è di poco inferiore rispetto allo step immediatamente maggiore di potenza in uscita, indicativo che le perdite in commutazione non sono trascurabili, neutralizzando i benefici della risonanza.

Si noti che le configurazioni a *150mA di corrente di stringa*, con tensione di ingresso massima (405V) e $t_{\text{DEAD}} = 700\text{ns}$, *non potevano essere raggiunte* dato che la curva di conversione alle alte frequenze e basse correnti d'uscita è piatta (asintoticamente). Sono state eseguite delle misurazioni fino a 320kHz, senza ottenere diminuzioni della corrente d'uscita che si assestava *intorno a 160mA*.

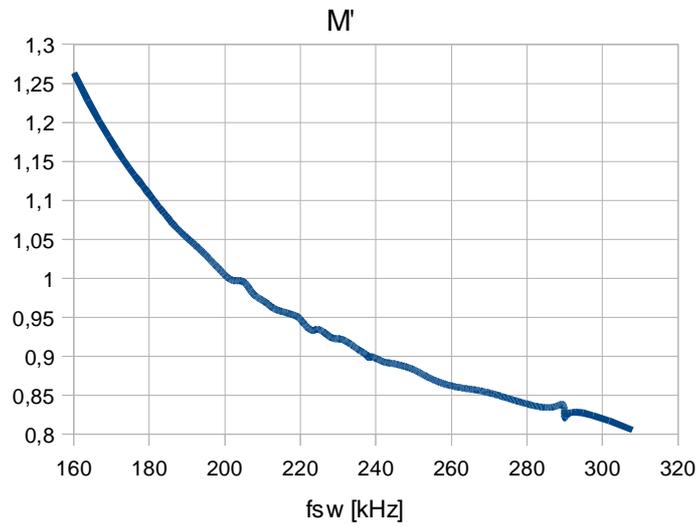
Gli *scostamenti rispetto alle stime* in fase di progettazione constano in:

- la *frequenza massima*, per ottenere la corrente minima di stringa, è *superiore alla stima* in progettazione, 310kHz rispetto ai 280kHz stimati (+15%), ma era prevedibile dato che la curva di conversione statica era piuttosto piatta e quindi la variabilità alta per piccoli scostamenti di guadagno;
- la *frequenza minima* per ottenere la corrente nominale di stringa con tensione minima di ingresso è *inferiore dell'11% rispetto alle stime da simulazione*, 160kHz rispetto ai 180kHz stimati, dovuto al fatto che la progettazione è stata fatta nel caso ideale di duty cycle al 50%, cioè senza tempo morto.

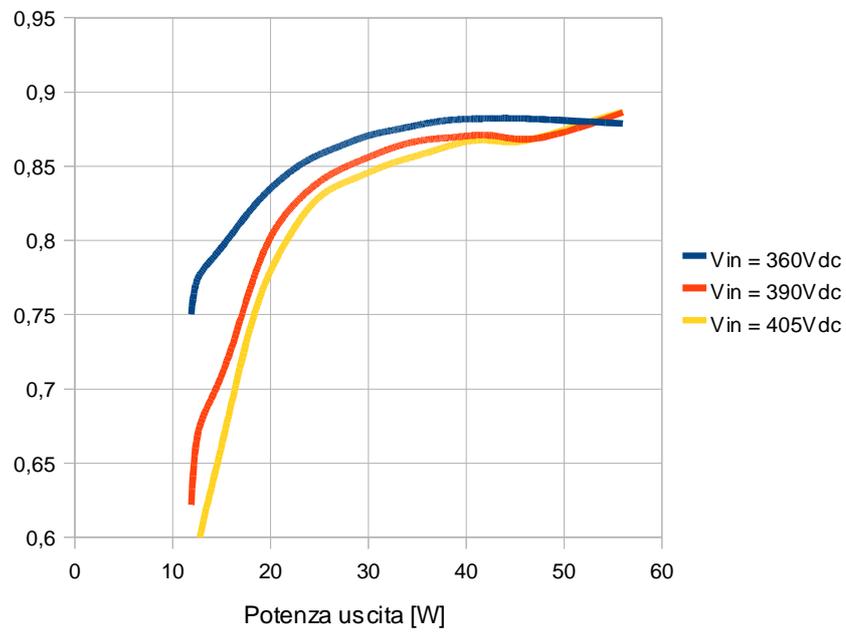
Infatti la tensione media considerata al mezzo ponte era 200V, mentre aggiungendo il tempo morto devo dividere per un fattore maggiore di 2.

Prototipo con EFD 25, $L_m = 520\mu\text{H}$, $t_{\text{DEAD}} = 700\text{ns}$

Rapporto conversione normalizzato



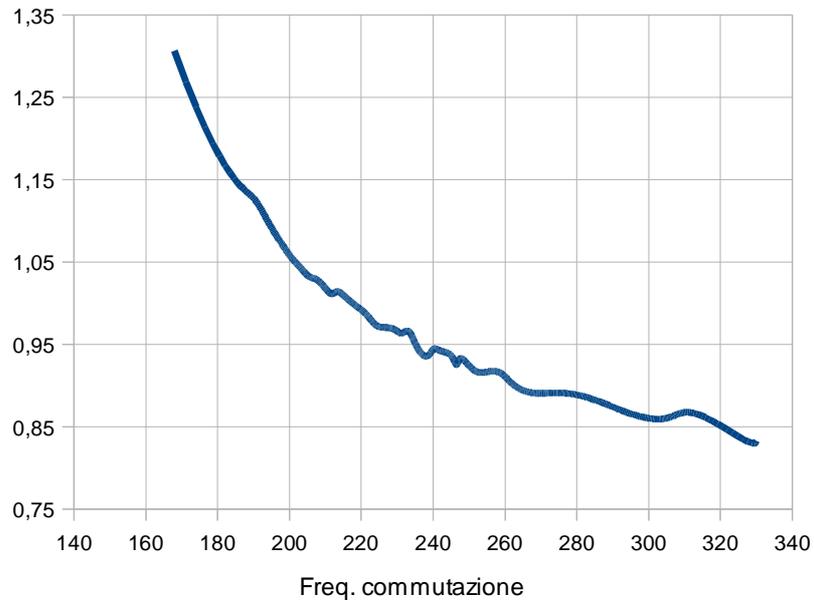
Efficienza [%]



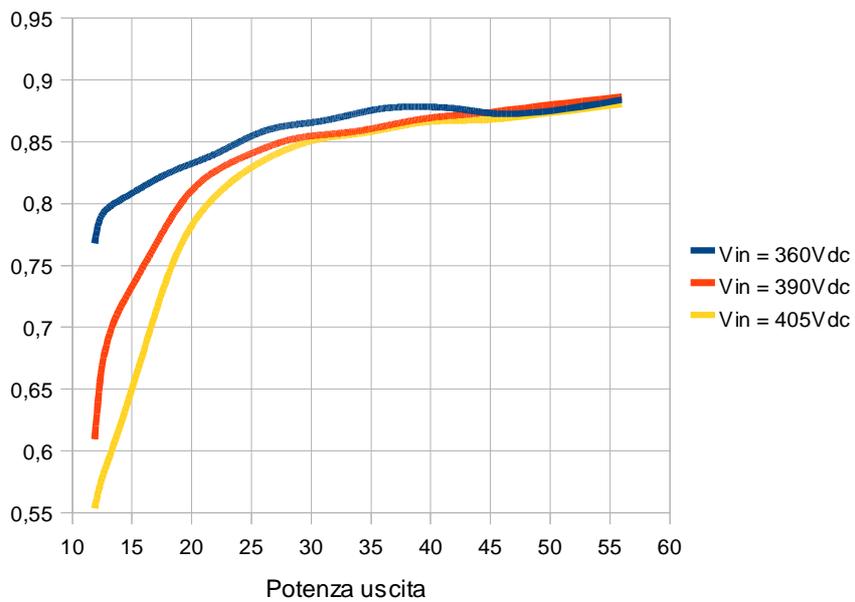
Prototipo con EFD 30, $L_m = 520\mu\text{H}$, $t_{\text{DEAD}} = 700\text{ns}$

Rapporto conversione normalizzato

M'

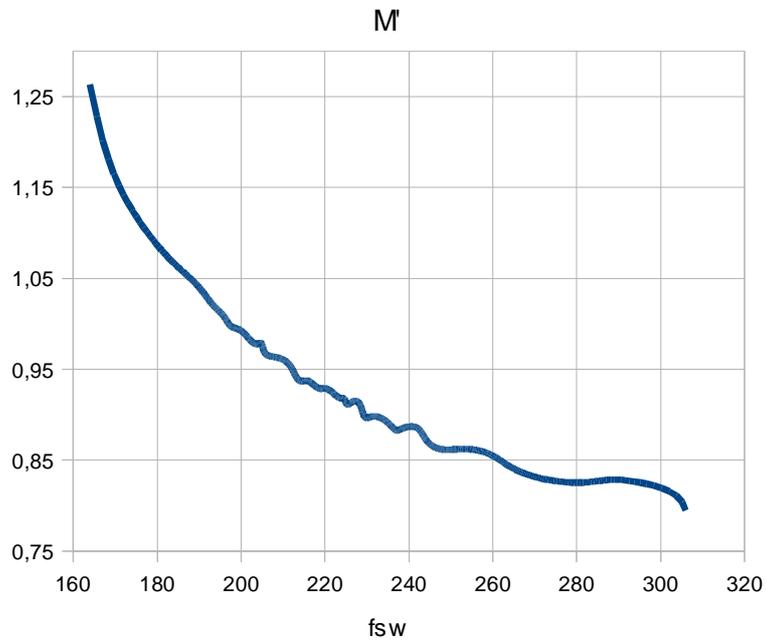


Efficienza [%]

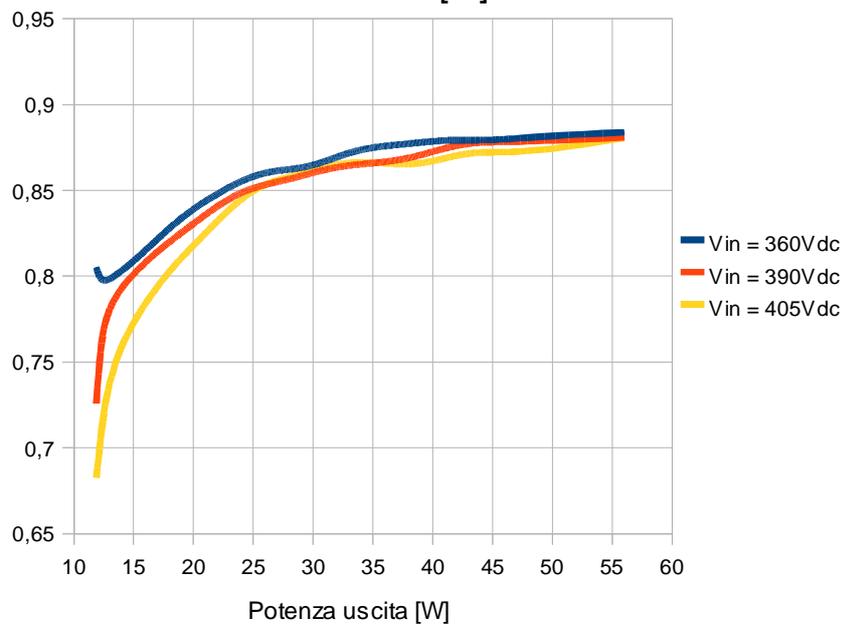


Prototipo con EFD 25, $L_m = 520\mu\text{H}$, $t_{\text{DEAD}} = 850\text{ns}$

Rapporto conversione normalizzato

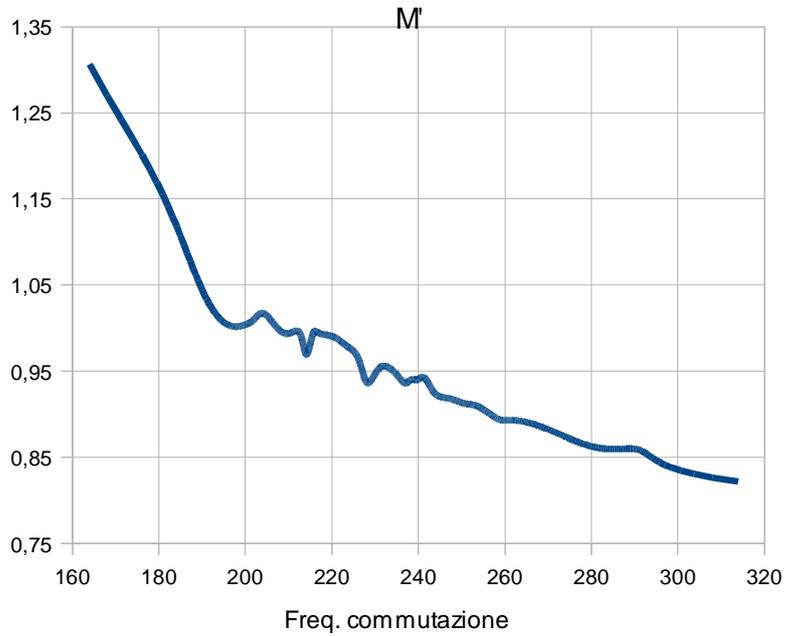


Rendimento [%]

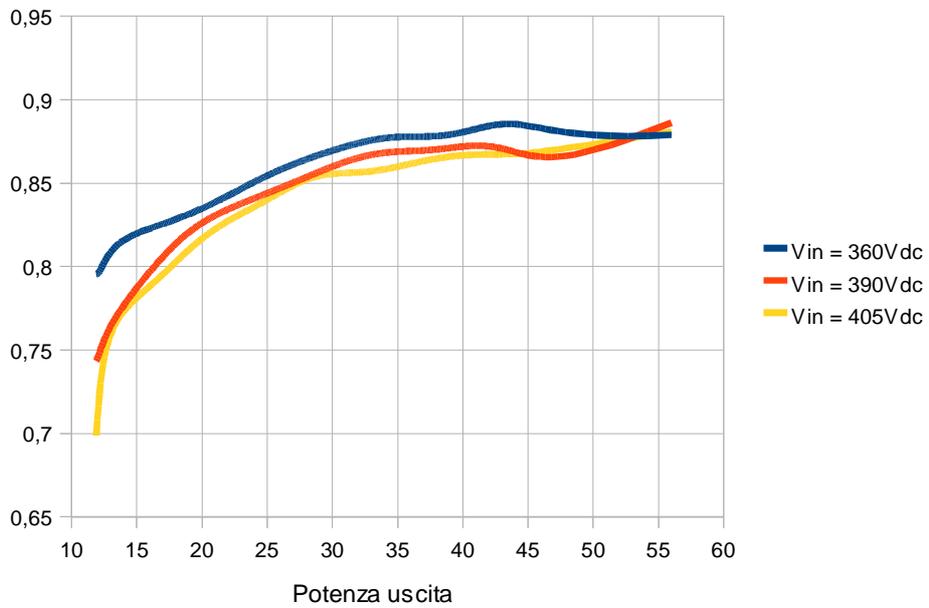


Prototipo con EFD 30, $L_m = 520\mu\text{H}$, $t_{\text{DEAD}} = 850\text{ns}$

Rapporto conversione normalizzato



Efficienza [%]



Per far sì che possa ottenere la *condizione di ZVS anche per rating inferiori* di potenza d'uscita rispetto alla nominale, si è scelto di abbassare l'*induttanza di magnetizzazione da 520uH a 460uH (-12%)*: così si ottiene una corrente di risonanza superiore, che permette di scaricare la capacità di mezzo ponte in configurazioni con minore potenza trasferita al carico.

Naturalmente ciò sarà a *discapito delle perdite in conduzione* per resistenze parassite nell'avvolgimento primario e negli avvolgimenti degli induttori posti in serie al mutuo induttore.

Le misurazioni sono state effettuate per entrambi i mutui induttori realizzati, con EFD 25 e EFD 30, con tempi morti di 700ns e 850ns per entrambi.

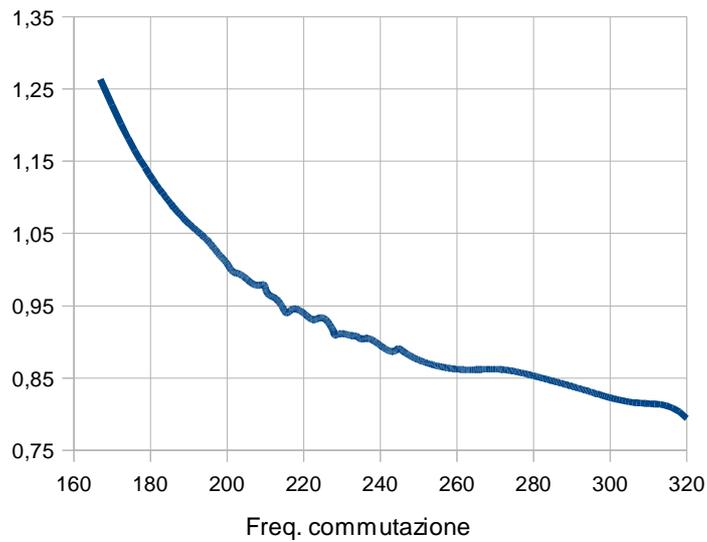
Si noti che, appunto, che le osservazioni preventivate sono state confermate dalle misurazioni seguenti:

- l'efficienza massima è diminuita di qualche unità percentuale e, soprattutto, non si assesta in prossimità del valore massimo al di sopra dei 30-35W di potenza d'uscita, ma tende a crescere costantemente, quindi si ottiene una curva di efficienza inferiore rispetto al caso con $L_m = 520\mu\text{H}$;
- lo step di corrente minima di uscita (150mA) con tensione massima e $t_{\text{DEAD}} = 700\text{ns}$ rimane non raggiungibile;
- l'efficienza alle basse potenze di stringa è superiore dal 3% al 5% rispetto al caso con $L_m = 520\mu\text{H}$, perché si riesce ad ottenere ZVS per potenze di stringa superiori al 30% della potenza nominale, mentre prima solo oltre il 40%.

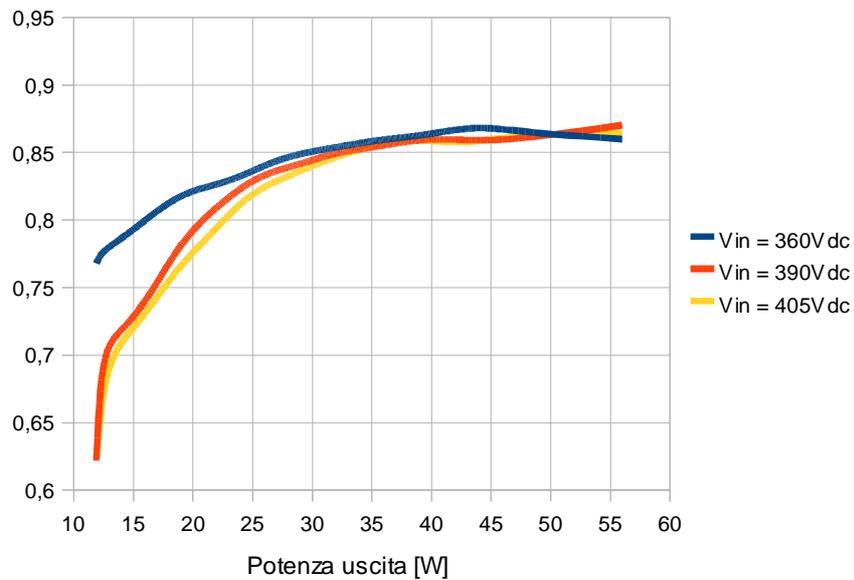
Prototipo con EFD 25, $L_m = 460\mu\text{H}$, $t_{\text{DEAD}} = 700\text{ns}$

Rapporto conversione normalizzato

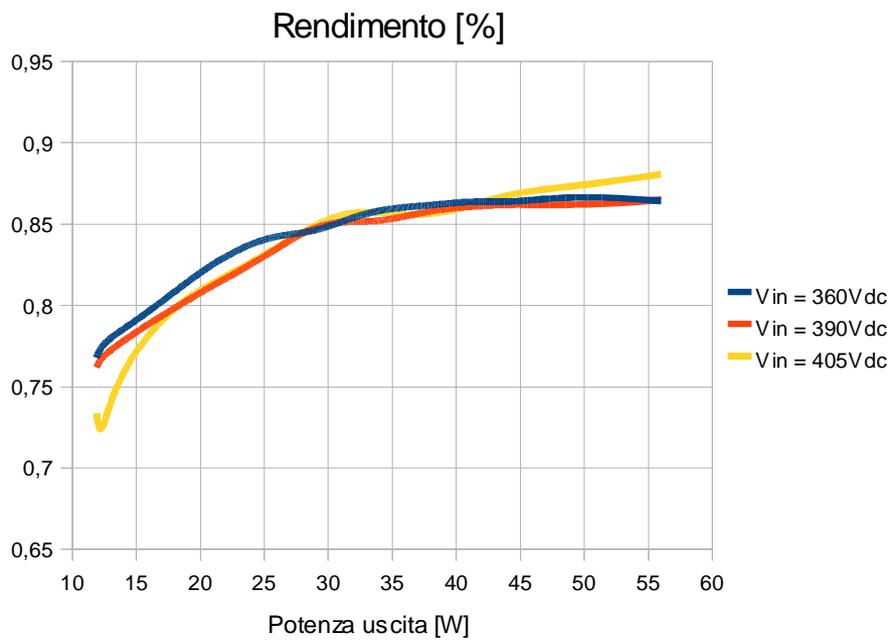
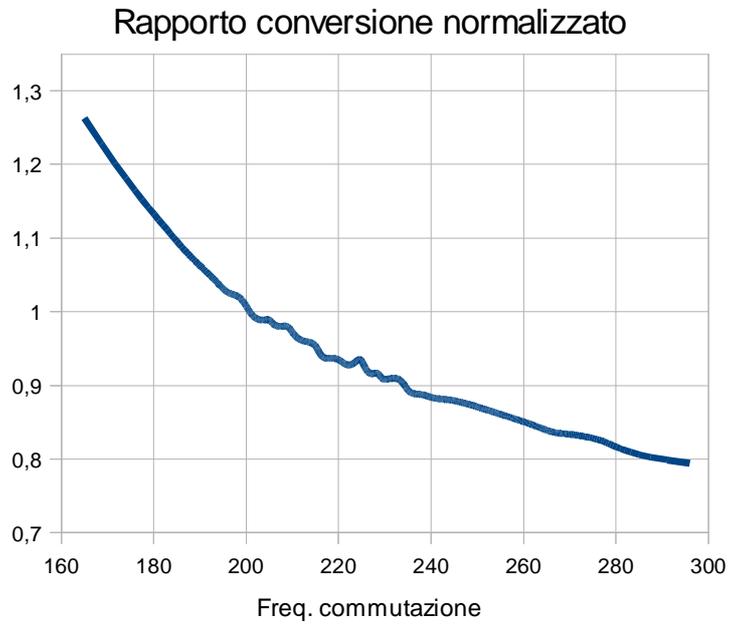
M'



Efficienza [%]



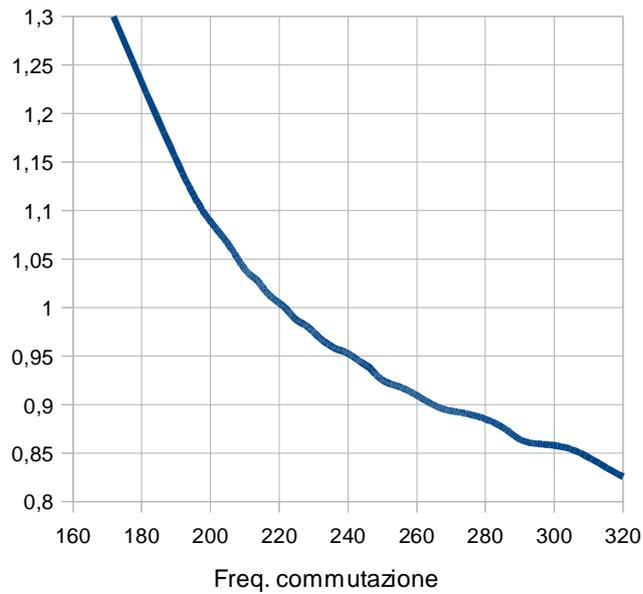
Prototipo con EFD 25, $L_m = 460\mu\text{H}$, $t_{\text{DEAD}} = 850\text{ns}$



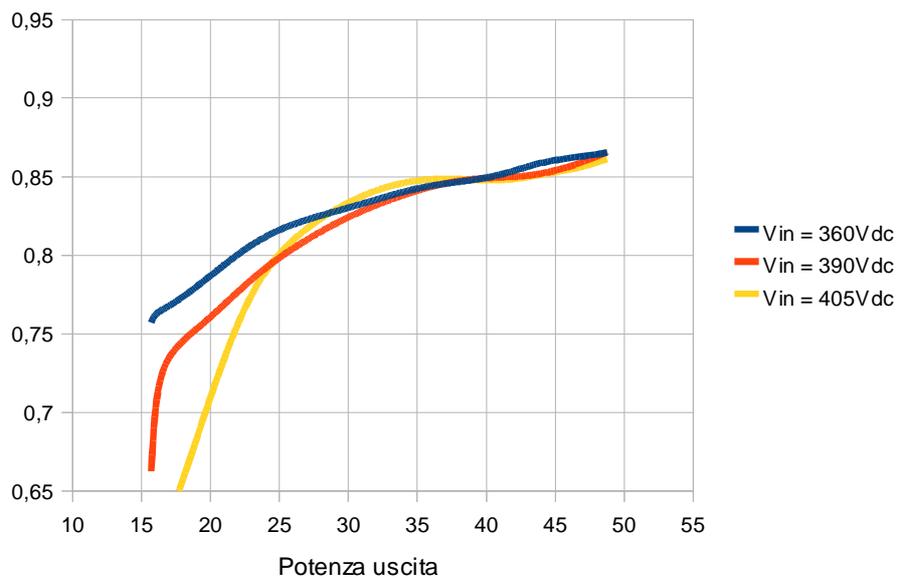
Prototipo con EFD 30, $L_m = 460\mu\text{H}$, $t_{\text{DEAD}} = 700\text{ns}$

Rapporto di conversione normalizzato

M'



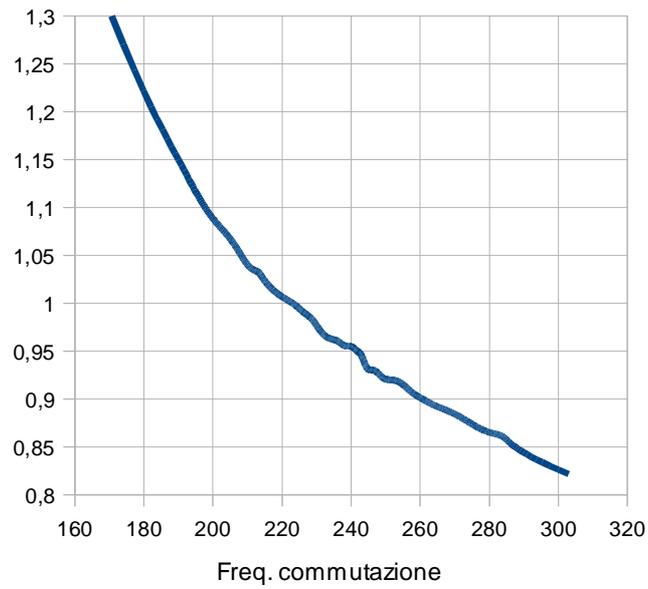
Efficienza [%]



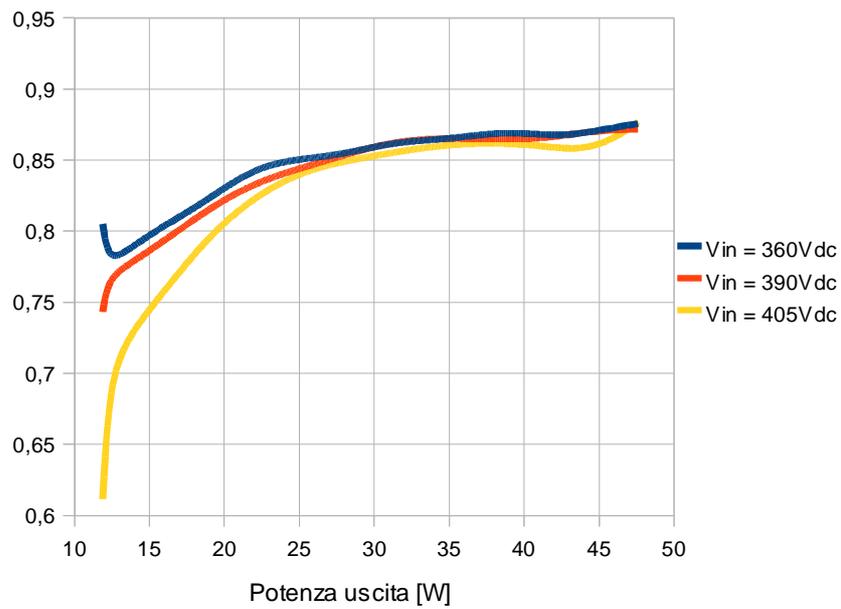
Prototipo con EFD 30, $L_m = 460\mu\text{H}$, $t_{\text{DEAD}} = 850\text{ns}$

Rapporto di conversione normalizzato

M'



Efficienza [%]



Tra le 8 realizzazioni sopra misurate si osservi che le realizzazioni con induttanza magnetizzante maggiore (520uH, come da progetto) presentano un bilancio di efficienza superiore, rispetto alle realizzazioni con magnetizzante inferiore nonostante che permettano lo ZVS anche per potenze inferiori.

Inoltre, le realizzazioni con tempo morto superiore permettono di ottenere tutte le configurazioni di carico volute, mentre con tempo morto di 700ns non si riesce ad ottenere le correnti di stringa di 150mA con tensione massima in ingresso.

Le due realizzazioni citate sono:

- EFD 25, con $L_m = 520\mu\text{H}$ e $t_{\text{DEAD}} = 850\text{ns}$;
- EFD 30, con $L_m = 520\mu\text{H}$ e $t_{\text{DEAD}} = 850\text{ns}$.

Quest'ultima presenta valori leggermente inferiori di efficienza dato che sono state aggiunte 3 induttanze in serie al primario, mentre nella realizzazione con EFD 25 ne sono state aggiunte solo 2, ottenendo gli stessi parametri di progettazione.

Per queste ultime due realizzazioni citate è stata misurata la corrente in ingresso dall'alimentatore con una resistenza di shunt, misurando la tensione a i capi della stessa con oscilloscopio e sonda riferita a massa: le misurazioni sono contenute nel file MisureOL2.ods.

La variabilità tra una configurazione del carico in uscita e la successiva risulta essere inferiore rispetto alle misurazioni con multimetro in serie all'alimentatore.

La resistenza di shunt utilizzata è composta da 2 resistenze a film metallico in parallelo a bassa induttanza parassita serie:

$$R_s = 5,025 \Omega,$$

$$L_s = 22\text{nH}.$$

Le misure di precisione dei 2 suddetti parametri sono effettuate con il solito Impedence Analyzer.

Sono state effettuate 2 *misure termiche* con termocoppia sui mutui induttori con le 2 configurazioni appena citate, alla massima corrente ed alla potenza

nominale (56W):

- con EFD 25 la temperatura arrivava a 95°C, $T_{amb} = 27^{\circ}\text{C}$;
- con EFD 30 la temperatura arrivava a 75°C, $T_{amb} = 27^{\circ}\text{C}$.

Infatti, il primo caso era prevedibile già dai conti di progettazione degli avvolgimenti. Seppur di poco i limiti di potenza da dissipare allocati negli avvolgimenti erano stati superati, stimando il 30% delle dissipazioni nel nucleo e il 70% negli avvolgimenti.

Per quanto riguarda la realizzazione con l'EFD 30, la temperatura misurata denota che ci si trova entro limite del salto di temperatura voluto, infatti già in fase di progettazione rientravano le allocazioni di potenza da dissipare.

In entrambi i casi, comunque, la temperatura è inferiore ai valori limite delle caratteristiche elencate per il materiale N87 (100°C), con cui è stato progettato il mutuo induttore.

Il valore massimo della tensione e della corrente di risonanza con cui sono stati scelti i componenti da utilizzare sono stati verificati con le misurazioni sui prototipi realizzati. Nei file che riportano le misure allegati alla tesi (MisureOL1.ods) si trovano i valori ottenuti, molto simili alle simulazioni effettuate.

Si riporta la tabella del Capitolo 3 per comodità:

Calcoli da simulazione				
	Dim1FHA	Dim2FHA	Dim3FHA	Dim7FHA
Freq.sw.max [kHz]	350	350	280	270
Freq.sw.min [kHz]	200	200	210	170
$I_{c,max}$ [A]	0,5	0,7	0,6	0,6
$I_{c,rms}$ [A]	0,35	0,5	0,42	0,45
$V_{c,max}$ [V]	360	360	430	380

I valori massimi sono riscontrabili per ogni prototipo nella condizione: $V_{PFC} = 360\text{V}$, $I_{LED} = 500\text{mA}$. Ad esempio per la realizzazione con EFD 25, $L_m = 520\mu\text{H}$, $t_{DEAD} = 850\text{ns}$, che realizza il Dim7 FHA sono:

$V_{Cr,max} = 374\text{V}$, $I_{r,max} = 0,64\text{A}$, simili a $V_{Cr,max}^* = 380\text{V}$, $I_{r,max}^* = 0,6\text{A}$ stimati in fase di simulazione.

5.3 Osservazioni riguardo alle forme d'onda rilevate con oscilloscopio.

Per confermare le analisi fatte in fase di progettazione e studio analitico delle forme d'onda, si riportano alcune tracce analogiche prelevate con l'oscilloscopio (LeCroy, mod.WaveRunner 44Xi).

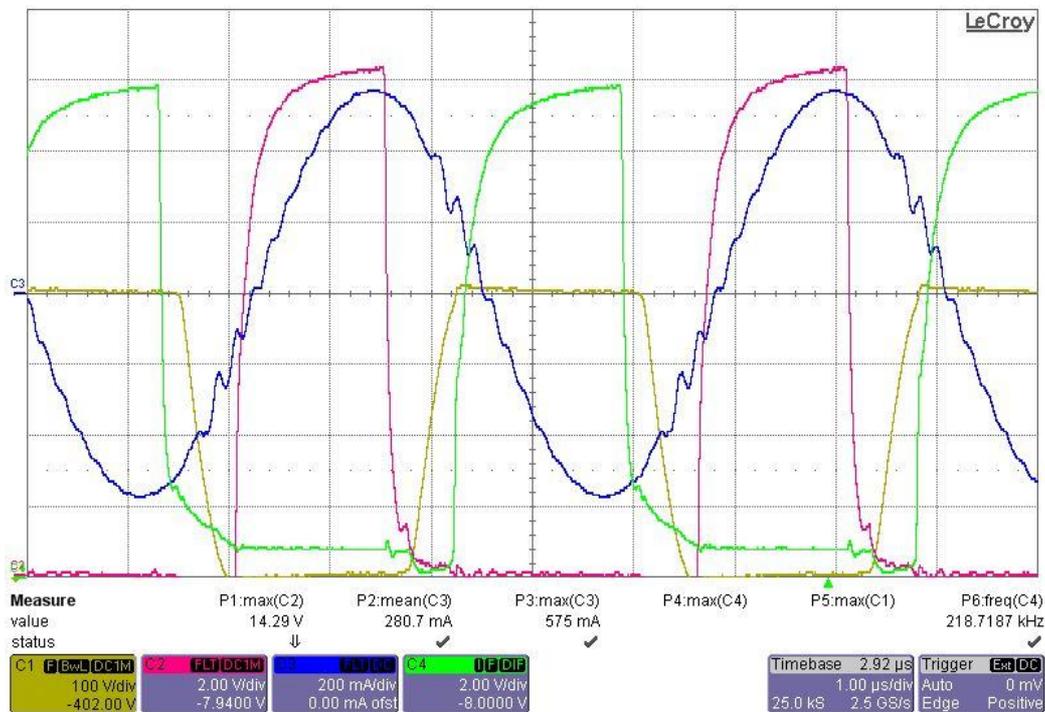


Figura 40: convertitore in risonanza (realizzazione con EFD30).

In Fig.40 si notino la *corrente di risonanza* I_r del tank (in blu), alla *frequenza di risonanza*. L'*oscillazione* che si innesca vicino al picco è dovuta all'*entrata in conduzione del ponte a diodi al secondario*.

Si osservino anche le tensioni V_{GS} dei mosfet, in rosso quella del mosfet inferiore, in verde quella del mosfet superiore e la tensione di mezzo ponte, V_{HB} , in giallo per confermare che le commutazione avvengono in ZVS. Si deduce dal fatto che il plateau, che di solito si presenta circa a metà del fronte di salita della tensione di pilotaggio dei mosfet, è assente, e il fronte di salita/discesa della tensione V_{HB} non presenta un andamento a gradino.

E' riportata nella successiva immagine (Fig.41) l'*analisi in frequenza* della tensione risonante V_{Cr} , misurata ai capi del condensatore di risonanza (non presente in Fig.40) con la routine FFT dell'oscilloscopio: il picco dominante collocato a 220kHz circa ci conferma che la risonanza avviene in prossimità di questa frequenza.

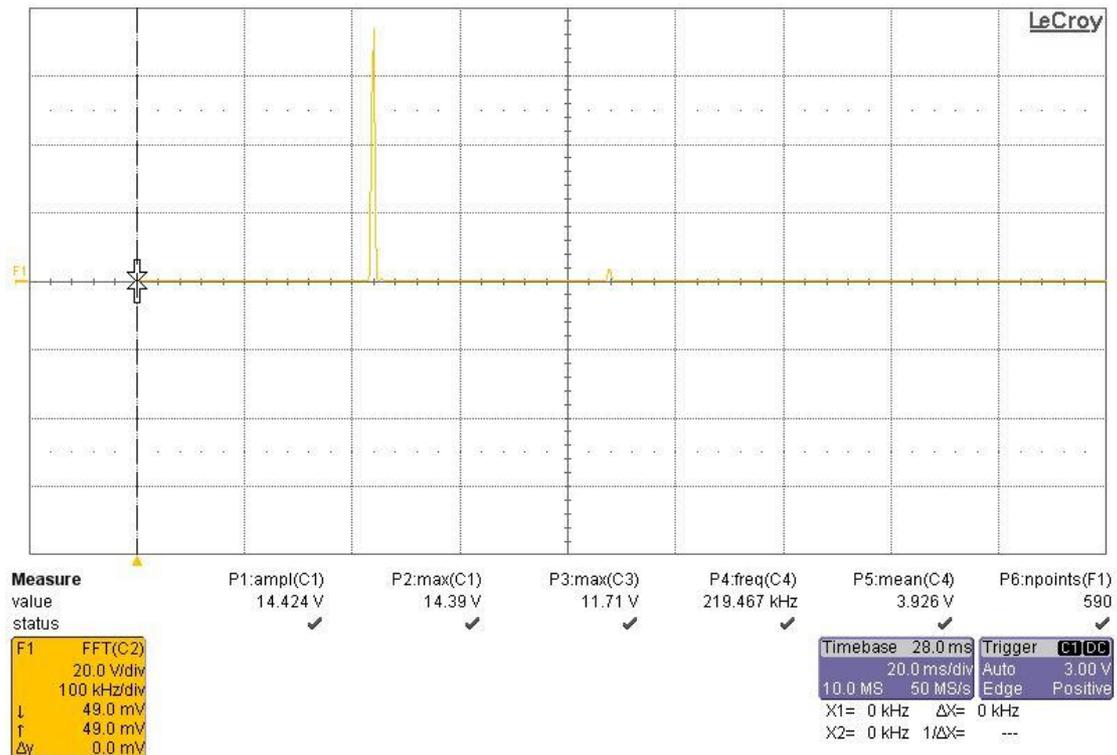


Figura 41: FFT della tensione risonante.

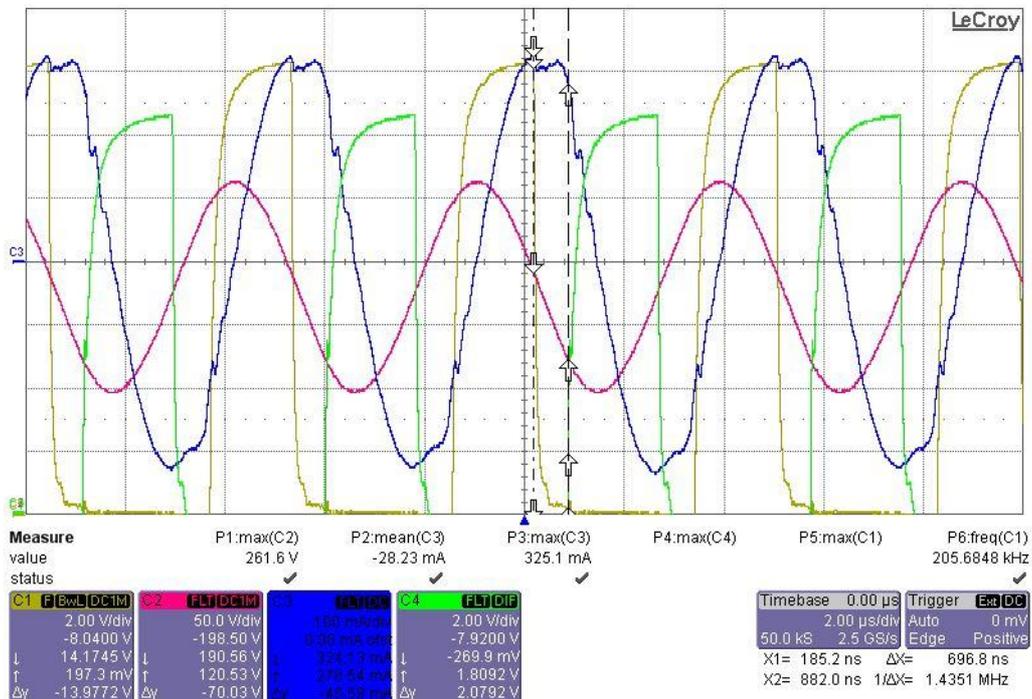


Figura 42: convertitore sotto la frequenza di risonanza (realizzazione con EFD30).

In Fig.42 si evidenziano le seguenti grandezze elettriche in regime di sotto risonanza: la corrente di risonanza (in blu) non presenta un andamento piatto poco dopo il picco (come ci aspetteremo dalle simulazioni), perché interviene anche in questo caso l'oscillazione per effetto della conduzione del ponte raddrizzatore al secondario. Si nota meglio in prossimità del minimo negativo di corrente.

La tensione di risonanza V_{Cr} (in rosso) è quasi sinusoidale perché la commutazione avviene ad una frequenza di poco inferiore a quella di risonanza, ma già si manifesta una distorsione in concomitanza dell'innesco del ponte a diodi.

In regime di *sopra risonanza* si presentano le seguenti forme d'onda (Fig.43):

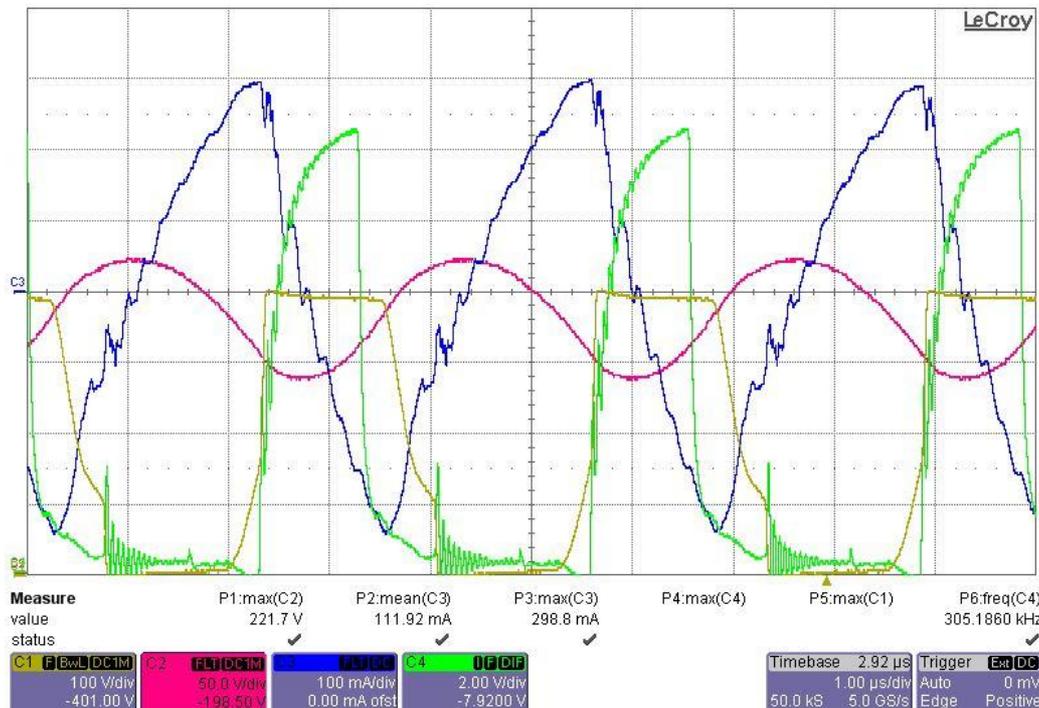


Figura 43: convertitore sopra la frequenza di risonanza (realizzazione con EFD30).

Nel funzionamento *sopra risonanza*, ad alta frequenza ($f_{sw} = 305\text{kHz}$), si manifestano disturbi in prossimità delle commutazioni degli interruttori, dovuti al fatto che non si riesce ad ottenere ZVS. Si nota immediatamente sulla tensione di half-bridge, V_{HB} (in giallo), che presenta un aumento del modulo della derivata quando si chiude ciascuno switch. In chiusura del mosfet superiore si ha hard swiching con 250V tra drain e source.

I disturbi si ripercuotono sulla tensione V_{GS} di pilotaggio dei mosfet attraverso la capacità parassita C_{gs} per il mosfet superiore (in verde), attraverso la C_{dg} per il mosfet inferiore (non visualizzata).

La *corrente di risonanza* I_r (in blu) presenta a grandi linee un *andamento triangolare*, con sovrapposto disturbo: per confronto vedere la Fig.28 del Capitolo 3.

La *tensione di risonanza* V_{Cr} (in rosso) evidenzia un comportamento chiaramente non sinusoidale.

In Fig.44 si evidenzia l'effetto sulla tensione di pilotaggio qualora non sussista lo ZVS: nel seguente caso non ho per 70V soft-switching.

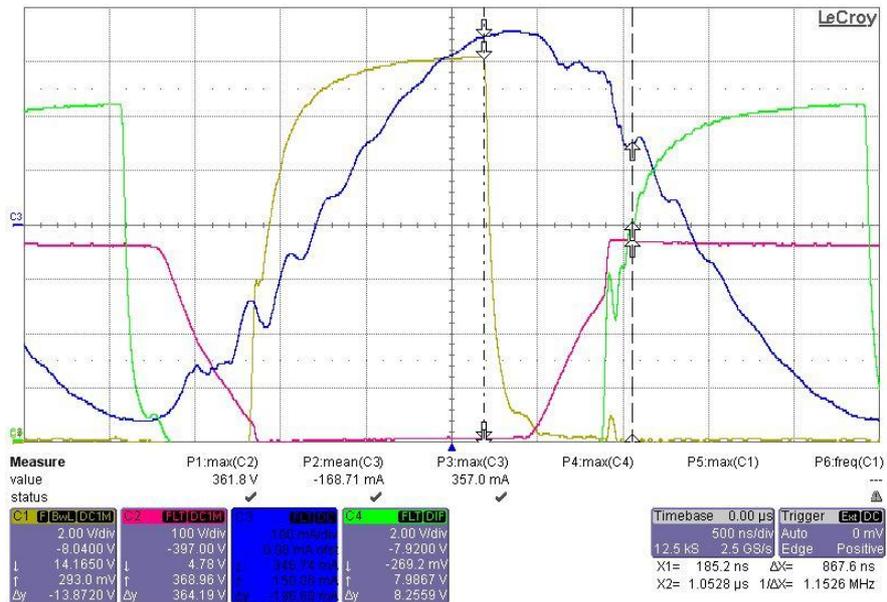


Figura 44: effetto di hard switching.

La tensione V_{GS} di pilotaggio dei mosfet presenta il pianerottolo di tensione che corrisponde alla carica della capacità C_{dg} , che deve essere carica prima che la tensione riprenda a salire. Nel caso proposto si sovrappone un disturbo oscillatorio in prossimità dell'entrata in conduzione del canale. Per valutare gli stati di transizione tra ZVS e hard-switching si sono valutati gli effetti sulla tensione di pilotaggio dei mosfet, dato che si ha maggiore sensibilità rispetto a valutare il salto di tensione sul nodo di mezzo ponte.

Capitolo 5: Realizzazione circuitale e fisica del prototipo

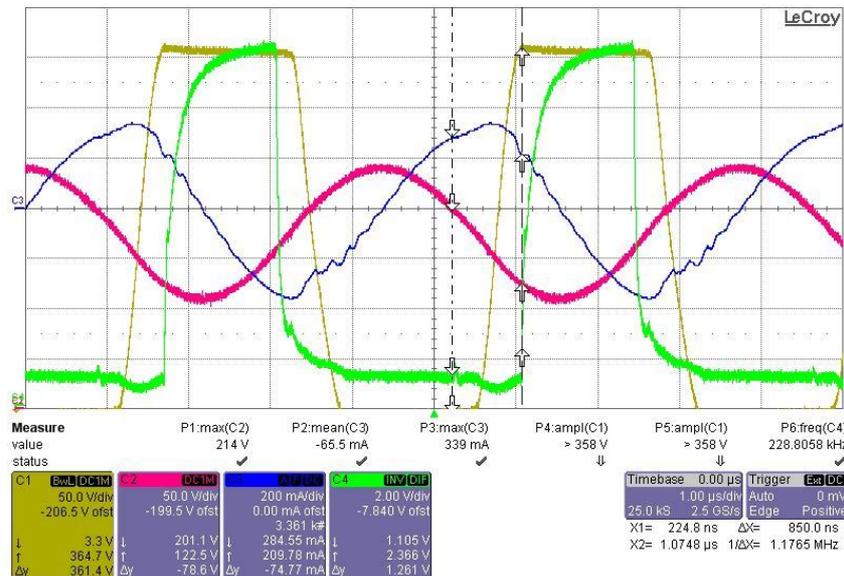


Figura 45: condizione limite ZVS-hard switching.

In condizione di *transizione tra soft e hard switching* (Fig.45) la tensione di pilotaggio ne risente ed evidenzia un disturbo a metà del fronte di salita, mentre sulla tensione di mezzo ponte si ha un effetto minore.

La Fig.46 pone in evidenza altri *effetti parassiti secondari* sulle forme d'onda:

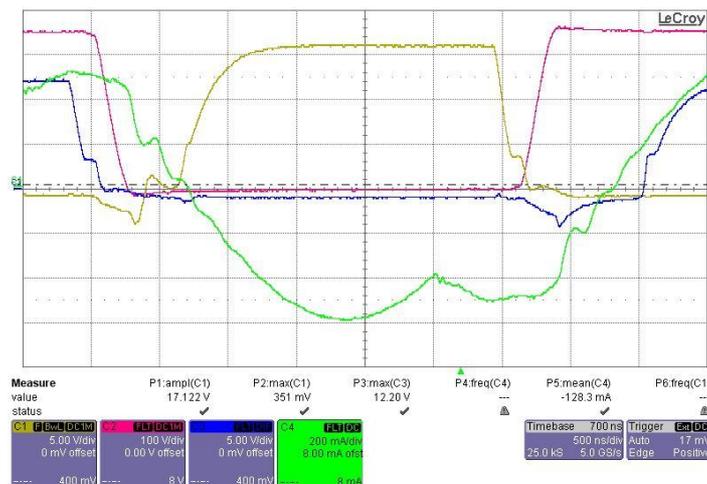


Figura 46: evidenzio effetti parassiti.

La traccia blu è la tensione V_{GS} del mosfet superiore: presenta un picco negativo quando sale la tensione di mezzo ponte V_{HB} (in rosso) perché si sta polarizzando in diretta il *diodo in antiparallelo* al mosfet inferiore, che produce una tensione di forward diretto di qualche volt (2V circa), che porta la tensione di mezzo ponte negativa per un attimo.

Quando il mosfet inferiore si interdice la tensione V_{GS} presenta un pianerottolo perché la corrente di risonanza si sta spostando dal canale al diodo in antiparallelo del mosfet superiore, facendo salire la tensione di mezzo ponte (in rosso) durante il tempo morto, prima che si accenda il mosfet superiore.

Questa schermata (Fig.46) ci presenta un funzionamento marcatamente sotto risonanza. Si evidenzia il comportamento della corrente di risonanza I_r , nel momento in cui inizia a condurre il ponte raddrizzatore al secondario (quando la forma d'onda verde ha una discontinuità della derivata prima): simile, al netto del disturbo sovrapposto, alla forma d'onda simulata in Fig.27 del Capitolo 3.

Un'ulteriore conferma dell'accuratezza delle stime la fornisce la misura della corrente efficace e massima di risonanza per ottenere un funzionamento al limite dello ZVS.

Al termine del paragrafo 5.1 è stato stimato il tempo morto utilizzando la corrente $I_{0,1}$ ricavata dalle simulazioni riportate nel Cap.3.

Dalle misurazioni sul prototipo EFD 25, con $t_{DEAD} = 850ns$ e $L_m = 520\mu H$, si ottiene che $I_{r,max} = 315mA$, quindi simile al valore simulato (poco meno di 300mA) con cui sono stati svolti i conti poche pagine fa, risultando un tempo morto di 790ns.

Con $I_{0,1} = 290mA$ e $I_{r,max}^* = 320mA$ ottengo un tempo morto stimato di 815ns.

Il caso reale misurato consiste in un funzionamento sopra risonanza come da simulazione, $I_{r,max} = 315mA$ (all'inizio del tempo morto è di poco inferiore), il tempo morto impostato è di 850ns e sono in condizione limite di ZVS.

CAPITOLO 6: CONCLUSIONI

Il campo dell'illuminazione allo stato solido è in rapida evoluzione e i traguardi raggiunti per quanto riguarda l'*energy saving* ottenibile con i dispositivi e con i circuiti di pilotaggio, impongono efficienze di conversione superiori all'80%, spesso superiori al 90%, per non perdere le migliori ottenute con dispositivi ad efficienza ottica superiore.

Allo stesso tempo, l'*integrazione del circuito di pilotaggio* della fonte luminosa deve essere contenuto nelle dimensioni e di costo basso, quindi necessita di una semplicità circuitale.

La *topologia LLC* è sembrata adatta per unire le caratteristiche di *alta efficienza* di conversione e volume contenuto.

L'*analisi* effettuata del circuito risonante LLC secondo l'approssimazione di prima armonica (*FHA*) delle grandezze elettriche si è dimostrata semplificativa rispetto ad un'analisi legata agli andamenti istantanei reali. Inoltre, la *FHA*, grazie alle approssimazioni, si presta per la fase iniziale di progettazione in cui si abbia a che fare con un carico variabile come nel caso di una stringa di LED. La topologia risonante LLC, infatti, presenta molti regimi di funzionamento, quasi tutti influenzati dal carico (tranne in risonanza), che risulterebbero difficili considerare nel momento del dimensionamento. Il rovescio della medaglia consiste in un errore di approssimazione che non permette di valutare con precisione le grandezze che ci saranno nel circuito realizzato. Nel caso preso in esame questo fatto si è verificato in modo evidente per quanto riguarda i valori di minima e massima frequenza di lavoro.

La topologia risonante LLC è stata scelta per l'alta efficienza teorica raggiungibile, dato che si può ottenere ZVS degli interruttori del mezzo ponte con cui pilota il carico risonante.

Un secondo motivo di scelta è stato per la possibilità di integrare in un unico elemento reattivo, due componenti induttive (L_r e L_m) e l'isolamento galvanico tra carico e alimentazione.

La difficoltà che è sorta è consistita nel fatto di ottenere un'induttanza di dispersione con valore controllato, che nell'approssimazione del mutuo induttore APR (All Primary Referred) corrisponde all'induttanza di risonanza serie. In commercio sono presenti dei costruttori che forniscono trasformatori con induttanza di dispersione voluta, tuttavia non vi è letteratura adatta ad un

conto pratico per la fase di progettazione, quindi si è dovuti ricorrere all'aggiunta di un'induttanza serie esterna ulteriore, con aumento di spazio richiesto, costo realizzativo e dissipazioni per resistenze parassite aggiuntive.

Le *ottimizzazioni ulteriori* che si possono approntare nel circuito realizzato consistono nel diminuire le perdite negli avvolgimenti del mutuo induttore, utilizzando un numero superiore di fili avvolti, mantenendo la sezione utile costante: in questo modo si riducono le perdite in alta frequenza.

Per abbassare la capacità parassita al nodo di mezzo ponte si possono utilizzare dei mosfet che abbiano una capacità d'uscita inferiore: nella realizzazione presentata sono stati montati due mosfet con corrente massima di canale di 12A, necessitando, tuttavia, di correnti inferiori ad 1A efficace. Per ottenere una maggiore corrente nel canale comporta anche una maggiore incidenza delle capacità parassite, che potrebbero essere ridotte, ottenendo una diminuzione della capacità C_{HB} e della corrente massima di pilotaggio dell'integrato di controllo degli interruttori.

Inoltre, si potrebbe aumentare l'induttanza magnetizzante L_m , avendo necessità di scaricare una capacità minore nello stesso tempo, con miglioramento dell'efficienza complessiva, dato che la corrente di risonanza I_r minima per ottenere ZVS diminuirebbe.

Per ottenere, in altro modo, ZVS ad un rating di potenza d'uscita inferiore a quello ottenuto (40%), si possono adottare degli schemi di regolazione congiunta della frequenza e del duty-cycle degli interruttori del mezzo ponte. Il risultato equivalente consiste nell'aumentare il tempo morto in modo dinamico rispetto al carico ed al riferimento di corrente da inseguire. Al di sopra di una determinata frequenza, invece di proseguire con l'aumento della stessa, si riduce il duty-cycle, ottenendo una potenza media trasferita inferiore, data dalla diminuzione della tensione media al nodo di mezzo ponte, invece che una diminuzione della corrente risonante.

Questo metodo consente, come il precedente, di mantenere una L_m superiore, inoltre le perdite per commutazione e la potenza del circuito di pilotaggio del mosfet diminuirebbero proporzionalmente, dato che la frequenza massima diminuisce a parità di potenza trasferita al carico.

Per ottenere un funzionamento in assenza di corrente prelevata dal carico, tipica del pilotaggio della stringa LED in PWMD (ad una frequenza dell'ordine

del centinaio di Hz, si alternano periodi di conduzione della stringa con corrente costante voluta e periodi di interdizione), si può optare per un controllo di tipo Burst. Quest'ultima tipologia consiste nel mantenere gli interruttori entrambi aperti per tutto il periodo di interdizione della corrente di carico (la tensione sarà mantenuta dalla capacità d'uscita), invece che aumentare la frequenza di switching per interdire il ponte raddrizzatore. In questo modo si evitano le dissipazioni per commutazione, che aumentano linearmente con la frequenza.

Appendice: script MatLAB utilizzati

APPENDICE: SCRIPT MATLAB UTILIZZATI

%Dimensionamento alla stessa frequenza di risonanza del primo con funzionamento a
 carico a
 %cavallo del punto di risonanza

```

Vinmin = 360;                                %da PFC
Vinmax = 410;
Vnom = 390;
Co = 1e-6;

Vf = 0.75 * 2;                                %caduta ponte raddrizzatore

Iout = 500e-3;
Ioutmin = 150e-3;

Chb = 200*10^-12;
Td = 500*10^-9;

Vledmin = 2.9;                                %@150mA
Vledmax = 3.9;                                %@500mA

fmax = 500 * 10^3;                            %freq max di switching per cut-off
fr1 = 143e3;                                  %frequenza risonanza principale

Vstringmin = Vledmin * 28;
Vstringmax = Vledmax * 28;
Vstringmed = (Vstringmin + Vstringmax) / 2;
%VstringM1 = Vstringmin + ((Vstringmax - Vstringmin) * 0.75);

Rstring1 = Vstringmin / Ioutmin;                %a basse correnti ho resistenza
equivalente ALTA
Rstring2 = Vstringmax / Iout;                  %a alte correnti ho resistenza
equivalente BASSA
Rstringmed = (Rstring1 + Rstring2) / 2;

%step1
Mmin = (Vstringmin + Vf) / Vinmax;
Mmax = (Vstringmed + Vf) / Vinmin;            %come se la conversione massima sia
nel punto di carico medio
MmaxReal = (Vstringmax + Vf) / Vinmin;
Iin = (Vstringmax * Iout) / (0.9 * Vinmin);    % 90% efficiency

%step2
nmin = Vinmin / (2 * (Vstringmax + Vf));      %DIMENSIONO A CAVALLO DEL
PUNTO DI RISONANZA, variando la tensione a frequenza di risonanza
nnom = Vnom / (2 * (Vstringmed + Vf));        %cioe' variando il rapporto di
trasformazione tra i valori consentiti dalle tensioni minime
nmax = Vinmax / (2 * (Vstringmin + Vf));      %e massime di ingresso e
uscita.
n = 1.8;

%step3
lambda = 0.25 * ((n * Mmin) / (1-(2*n*Mmin))) * (8 - ((pi*fr1/fmax)^2));

%step4

```

```

Lp = (n^2 / (2*fr1)) * ( (lambda * (Vstringmed+Vf)) / (4*n*lambda*Iin+
(pi^2*n*MmaxReal-2*lambda)*Iout));

%step5
Lpmax = (Td/(4*pi*fr1*Chb)) * sqrt((4*(1+lambda)*n^2*Mmin^2)-(lambda^2/(1+lambda)) );

%step6
Ls = Lp / lambda;
Cr = 1 / (Ls*(2*pi*fr1)^2);

%step7
Is = (n/4) * (Vstringmax + Vf) / (Lp * fr1);

%step8
fsmin = (1-((2*n*Iin-Iout)/(n*Is))) * fr1;
thetal = (atan((2/pi)*(1 - n * (((2*Iin)-Is)/Iout))));
thetalgrad = thetal * (180/pi);

%step9:Table1
IprimPeak = Is / sin(thetal);
IprimRms = (1/sqrt(2)) * Is * sqrt( 2 + (fsmin/fr1) * ( (1 / (sin(thetal))^2) - 2) );
Iswitch = 0.5 * Is * sqrt( 2 + (fsmin/fr1) * ( (1 / (sin(thetal))^2) - 2) );
IsecPeak = n * Is * (1 + sqrt( (1/(sin(thetal))^2) - (4 / (pi^2))) - (2/pi) * (thetal
+ acos( (2/pi) * sin(thetal))));
IsecRmsDiode = ((n*Is) / (2*pi*sin(thetal))) * sqrt((fsmin/fr1) * (pi^2 - ((48 - 2*
(pi^2)) / 3) * ((sin(thetal))^2)));
IsecRmsTot = sqrt(2)*((n*Is) / (2*pi*sin(thetal))) * sqrt((fsmin/fr1) * (pi^2 - ((48
- 2*(pi^2)) / 3) * ((sin(thetal))^2)));
Vcpeak = (Vinmax/2) + ((Is/(4 * pi * fr1 * Cr)) * ((pi*((fr1/fmax) - 1)) + ( 2/sin
(thetal))));

%freq. risonanza secondaria
fr2 = 1 / (2*pi*sqrt((Lp+Ls)*Cr));
fr2Norm = fr2 / fr1;
fsminNorm = fsmin / fr1;

%figure di merito
Z0 = sqrt(Ls/Cr); %impedenza caratteristica
R0ac = (8/pi^2) * Rstring2; %resistenza di uscita di prima armonica
Q = Z0 / (n^2*R0ac); %fattore di merito

%calcolo e grafico il rapporto di conversione statico
fn = 0.1:.01:2.1;
%s = size(fn)
for k = 1:201
    M(1,k) = carattStatica(lambda,Q,fn(1,k));
    Mnorm(1,k) = M(1,k) / (2*n);
    Mz(1,k) = fn(1,k) / (sqrt(fn(1,k)^2*(1+lambda)-lambda));
    Mznorm(1,k) = (fn(1,k) / (sqrt(fn(1,k)^2*(1+lambda)-lambda))) / (2*n);
end

%s1 = size(M);
subplot(1,2,1)
plot(fn,M)
axis([0 2 0 2]);
grid on;

```

```
title('Caratteristica di conversione statica prima del trasformatore');  
xlabel('fsw/fr1');  
ylabel('VoutLLC/Vin');  
hold on;  
plot(fn,Mz,'r')
```

```
%hold off;
```

```
subplot(1,2,2)  
plot(fn,Mnorm)  
axis([0 2 0 .8]);  
grid on;  
title('Caratteristica di conversione statica');  
xlabel('fsw/fr1');  
ylabel('Vout/Vin');  
hold on;  
plot(fn,Mznorm,'r')
```

```

%trovo il valore massimo di lambda che soddisfi le equazioni

close all
clear all

Vinmin = 360; %da PFC
Vinmax = 410;
Vnom = 390;

Vf = 0.75 * 2; %caduta ponte raddrizzatore

Iout = 500e-3;
Ioutmin = 150e-3;

Chb = 200*10^-12;
Td = 500*10^-9;

Vledmin = 2.9; %@150mA
Vledmax = 3.9; %@500mA

%fr1 = 240 * 10^3; %frequenza risonanza principale
fmax = 400 * 10^3; %freq max di switching per cut-off

Vstringmin = Vledmin * 28;
Vstringmax = Vledmax * 28;
Vstringmed = (Vstringmin + Vstringmax) / 2;
VstringM1 = Vstringmin + ((Vstringmax - Vstringmin) * 0.75);

Rstring1 = Vstringmin / Ioutmin; %a basse correnti ho resistenza
equivalente ALTA
Rstring2 = Vstringmax / Iout; %a alte correnti ho resistenza
equivalente BASSA
Rstringmed = (Rstring1 + Rstring2) / 2;

%step1
Mmin = (Vstringmin + Vf) / Vinmax;
Mmax = (Vstringmed + Vf) / Vinmin; %come se la conversione massima sia
nel punto di carico medio
MmaxReal = (Vstringmax + Vf) / Vinmin;
Iin = (Vstringmax * Iout) / (0.92 * Vinmin); % 91% efficiency

%step2
nmin = Vinmin / (2 * (Vstringmax + Vf)); %DIMENSIONO A CAVALLO DEL
PUNTO DI RISONANZA, variando la tensione a frequenza di risonanza
nnom = Vnom / (2 * (Vstringmed + Vf)); %cioe' variando il rapporto di
trasformazione tra i valori consentiti dalle tensioni minime
nmax = Vinmax / (2 * (Vstringmin + Vf)); %e massime di ingresso e
uscita.
%n = 2.2;

n = 1.55:0.05:2.5; %i
r = 0.05:0.05:1; %j

for i = 1:20

```

```

for j = 1:20
    lambda(i,j) = 0.25 * ((n(i) * Mmin) / (1-(2*n(i)*Mmin))) * (8 - ((pi*r(j))^2));
end
end

%plot3(n,r,lambda)
%grid on

for i = 1:20
    for j = 1:20
        Lp(i,j) = (n(i)^2 / (2*r(j)*fmax)) * ( (lambda(i,j) * (Vstringmed+Vf)) / (4*n(i) *
*lambda(i,j)*Iin+(pi^2*n(i)*MmaxReal-2*lambda(i,j))*Iout));
        Lpmax(i,j) = (Td/(4*pi*r(j)*fmax*Chb))*sqrt((4*(1+lambda(i,j))*n(i)^2*Mmin^2)-
(lambda(i,j)^2/(1+lambda(i,j)))) );
        if Lp(i,j) < Lpmax(i,j) & Lp(i,j)>0,
            OKLp(i,j) = Lp(i,j);
            OKlambda(i,j) = lambda(i,j);
            OKn(i,j) = n(i);
            OKfr1(i,j) = r(j)*fmax;
            OKLs(i,j)= OKLp(i,j) / lambda(i,j);
            OKCr(i,j) = 1 / (OKLs(i,j)*(2*pi*OKfr1(i,j))^2);
            OKLpmax(i,j) = Lpmax(i,j);
        end
    end
end

%lambdaOK(21) = n;
%lambdaOK(.,21) = r*fmax;

for i = 1:20
    lambda(i,:) = 0.25 * ((n(i) * Mmin) / (1-(2*n(i)*Mmin))) * (8 - ((pi*r).^2));
end

%zoom di precisione su intervallo di interesse dei parametri n e frlnorm
%ATTENZIONE: per fare i calcoli su un intervallo piu' ristretto, con il
%codice sottostante, togliere dal commento i vettori n,r sottostanti,
%perche' sovrascrivano quelli inizializzati sopra. Invece per ottenere le
%matrici per un intervallo piu' ampio inserire in commento le
%inizializzazioni di n,r e i 2 paragrafi con for.

startN = 2;
startR = 0.7;
endN = 2.45;
endR = 0.9;
stepN = 0.005;
stepR = 0.005;

n = startN:0.005:endN;    %i
r = startR:0.005:endR;    %j

endI = (endN - startN)/stepN;
endJ = (endR - startR)/stepR;

```

```

for i = 1:endI
    for j = 1:endJ
        lambda(i,j) = 0.25 * ((n(i) * Mmin) / (1-(2*n(i)*Mmin))) * (8 - ((pi*r(j))^2));
    end
end

for i = 1:endI
    for j = 1:endJ
        Lp(i,j) = (n(i)^2 / (2*r(j)*fmax)) * ( lambda(i,j) * (Vstringmed+Vf)) / (4*n(i)
*lambda(i,j)*Iin+(pi^2*n(i)*MmaxReal-2*lambda(i,j))*Iout));
        Lpmax(i,j) = (Td/(4*pi*r(j)*fmax*Chb))*sqrt((4*(1+lambda(i,j))*n(i)^2*Mmin^2)-
(lambda(i,j)^2/(1+lambda(i,j))) );
        if Lp(i,j) < Lpmax(i,j) & Lp(i,j)>0,
            OKzLp(i,j) = Lp(i,j);
            OKzlambda(i,j) = lambda(i,j);
            OKzn(i,j) = n(i);
            OKzfr1(i,j) = r(j)*fmax;
            OKzLs(i,j)= OKzLp(i,j) / lambda(i,j);
            OKzCr(i,j) = 1 / (OKzLs(i,j)*(2*pi*OKzfr1(i,j))^2);
            OKzLpmax(i,j) = Lpmax(i,j);
            OKzLpDiffRel(i,j) = (1 - OKzLp(i,j) / OKzLpmax(i,j)) * 100;
        end
    end
end
end

```

```

%trovo il valore massimo di lambda che soddisfi le equazioni

close all
clear all

Vinmin = 360; %da PFC
Vinmax = 410;
Vnom = 390;

Vf = 0.75 * 2; %caduta ponte raddrizzatore

Iout = 500e-3;
Ioutmin = 150e-3;

Chb = 200*10^-12;
Td = 350*10^-9;

Vledmin = 2.9; %@150mA
Vledmax = 3.9; %@500mA

%fr1 = 240 * 10^3; %frequenza risonanza principale
fmax = 1000 * 10^3; %freq max di switching per cut-off

Vstringmin = Vledmin * 28;
Vstringmax = Vledmax * 28;
Vstringmed = (Vstringmin + Vstringmax) / 2;
VstringM1 = Vstringmin + ((Vstringmax - Vstringmin) * 0.75);

Rstring1 = Vstringmin / Ioutmin; %a basse correnti ho resistenza
equivalente ALTA
Rstring2 = Vstringmax / Iout; %a alte correnti ho resistenza
equivalente BASSA
Rstringmed = (Rstring1 + Rstring2) / 2;

%step1
Mmin = (Vstringmin + Vf) / Vinmax;
Mmax = (Vstringmed + Vf) / Vinmin; %come se la conversione massima sia
nel punto di carico medio
MmaxReal = (Vstringmax + Vf) / Vinmin;
Iin = (Vstringmax * Iout) / (0.92 * Vinmin); % 91% efficiency

%step2
nmin = Vinmin / (2 * (Vstringmax + Vf)); %DIMENSIONO A CAVALLO DEL
PUNTO DI RISONANZA, variando la tensione a frequenza di risonanza
nnom = Vnom / (2 * (Vstringmed + Vf)); %cioe' variando il rapporto di
trasformazione tra i valori consentiti dalle tensioni minime
nmax = Vinmax / (2 * (Vstringmin + Vf)); %e massime di ingresso e
uscita.
%n = 2.2;

n = 1.55:0.05:2.5; %i
r = 0.05:0.05:1; %j

for i = 1:20

```

```

for j = 1:20
    lambda(i,j) = 0.25 * ((n(i) * Mmin) / (1-(2*n(i)*Mmin))) * (8 - ((pi*r(j))^2));
end
end

%plot3(n,r,lambda)
%grid on

for i = 1:20
    for j = 1:20
        Lp(i,j) = (n(i)^2 / (2*r(j)*fmax)) * ( (lambda(i,j) * (Vstringmed+Vf)) / (4*n(i) *
*lambda(i,j)*Iin+(pi^2*n(i)*MmaxReal-2*lambda(i,j))*Iout));
        Lpmax(i,j) = (Td/(4*pi*r(j)*fmax*Chb))*sqrt((4*(1+lambda(i,j))*n(i)^2*Mmin^2)-
(lambda(i,j)^2/(1+lambda(i,j)))) );
        if Lp(i,j) < Lpmax(i,j) & Lp(i,j)>0,
            OKLp(i,j) = Lp(i,j);
            OKlambda(i,j) = lambda(i,j);
            OKn(i,j) = n(i);
            OKfr1(i,j) = r(j)*fmax;
            OKLs(i,j)= OKLp(i,j) / lambda(i,j);
            OKCr(i,j) = 1 / (OKLs(i,j)*(2*pi*OKfr1(i,j))^2);
        end
    end
end

%lambdaOK(21) = n;
%lambdaOK(.,21) = r*fmax;

for i = 1:20
    lambdal(i,:) = 0.25 * ((n(i) * Mmin) / (1-(2*n(i)*Mmin))) * (8 - ((pi*r).^2));
end

%zoom di precisione su intervallo di interesse dei parametri n e frlnorm
%ATTENZIONE: per fare i calcoli su un intervallo piu' ristretto, con il
%codice sottostante, togliere dal commento i vettori n,r sottostanti,
%perche' sovrascrivano quelli inizializzati sopra. Invece per ottenere le
%matrici per un intervallo piu' ampio inserire in commento le
%inizializzazioni di n,r e i 2 paragrafi con for.

startN = 2;
startR = 0.7;
endN = 2.45;
endR = 0.9;
stepN = 0.005;
stepR = 0.005;

n = startN:0.005:endN;    %i
r = startR:0.005:endR;    %j

endI = (endN - startN)/stepN;
endJ = (endR - startR)/stepR;

for i = 1:endI

```

```

for j = 1:endJ
    lambda(i,j) = 0.25 * ((n(i) * Mmin) / (1-(2*n(i)*Mmin))) * (8 - ((pi*r(j))^2));
end
end

for i = 1:endI
    for j = 1:endJ
        Lp(i,j) = (n(i)^2 / (2*r(j)*fmax)) * ( (lambda(i,j) * (Vstringmed+Vf)) / (4*n(i) *
lambda(i,j)*Iin+(pi^2*n(i)*MmaxReal-2*lambda(i,j))*Iout));
        Lpmax(i,j) = (Td/(4*pi*r(j)*fmax*Chb))*sqrt((4*(1+lambda(i,j))*n(i)^2*Mmin^2)-
(lambda(i,j)^2/(1+lambda(i,j)))) );
        if Lp(i,j) < Lpmax(i,j) & Lp(i,j)>0,
            OKzLp(i,j) = Lp(i,j);
            OKzlambda(i,j) = lambda(i,j);
            OKzn(i,j) = n(i);
            OKzfr1(i,j) = r(j)*fmax;
            OKzLs(i,j)= OKzLp(i,j) / lambda(i,j);
            OKzCr(i,j) = 1 / (OKzLs(i,j)*(2*pi*OKzfr1(i,j))^2);
        end
    end
end
end

```

```
%Traccio caratteristica statica al variare di Q
```

```
clear all;
close all;
```

```
%Q = 0;
%M = []; %Rapporto di conversione, Array
lambda = 0.4;
for Q = 0:0.1:1
    fn = 1;
    k = 1;
    for fn = 0.7:0.1:2
        M(k) = (sqrt((1 + lambda - lambda/(fn^2))^2 + Q^2 * (fn - 1/fn)^2))^-1;
        k = k + 1;
        % fn = fn + 0.1
    end
    f = 0.7:0.1:2;
    hold on;
    grid on;
    plot(f,M,'r');
    %Q = Q + 0.1;
end
```

```
% lambda = 0.4;
% for Q = 0:0.1:1
%     fn = 1;
%     k = 1;
%     for fn = 0.7:0.1:1.6
%         M(k) = (sqrt((1 + lambda - lambda/(fn^2))^2 + Q^2 * (fn - 1/fn)^2))^-1;
%         k = k + 1;
%         % fn = fn + 0.1
%     end
%     f = 0.7:0.1:1.6;
%     hold on;
%     grid on;
%     %plot(f,M,'b');
%     %Q = Q + 0.1;
% end
```

```
fr = 200e3;
lambda = 0.4;
N = 1.8;
Q = 0.4;
R = (8/pi^2)*N^2*218;
Cr = 1/(2*pi*fr*R*Q);
Lr = R^2*Q^2*Cr;
Lm = Lr/lambda;
```

%Dimensionamento LLC secondo la First Harmonic Approximation (FHA) da
%Adragna

```

Vinmin = 360;                                %da PFC
Vinmax = 410;
Vnom = 390;

Vf = 0.75 * 2;                               %caduta ponte raddrizzatore

Iout = 500e-3;
Ioutmin = 150e-3;

Chb = 200*10^-12;
Td = 500*10^-9;

Vledmin = 2.9;                               %@150mA
Vledmax = 3.9;                               %@500mA

fmax = 400* 10^3;                            %freq max di switching per cut-off

Vstringmin = Vledmin * 28;
Vstringmax = Vledmax * 28;
Vstringmed = (Vstringmin + Vstringmax) / 2;
%VstringM1 = Vstringmin + ((Vstringmax - Vstringmin) * 0.75);

Rstring1 = Vstringmin / Ioutmin;              %a basse correnti ho resistenza↙
equivalente ALTA
Rstring2 = Vstringmax / Iout;                %a alte correnti ho resistenza↙
equivalente BASSA
%Rstringmed = (Rstring1 + Rstring2) / 2;

Mmin = (Vstringmin + Vf) / Vinmax;
MmaxReal = (Vstringmax + Vf) / Vinmin;
Iin = (Vstringmax * Iout) / (0.9 * Vinmin);  % 90% efficiency

%Componenti scelti
Ls = 110e-6;
Lm = 585e-6;
Cr = 22e-9;
n = 9;

Co = 2200e-6;
Rstring1 = 20;
Rstring2 = 2;

%Figure di merito reali (da componenti scelti)
Z0 = sqrt(Ls/Cr);                            %impedenza caratteristica
R0ac1 = (8/pi^2) * Rstring1;                 %res. out di prima armonica MAX
R0ac2 = (8/pi^2) * Rstring2;                 %res. out di prima armonica MIN
Qmin = Z0 / (n^2*R0ac1);                     %fattore di merito MIN
Qmax = Z0 / (n^2*R0ac2);                     %fattore di merito MAX
fr1 = (2*pi*Ls*Cr)^-1;                       %freq. risonanza primaria
fr2 = (2*pi*(Ls+Lm)*Cr)^-1;                 %freq. risonanza secondaria
lambda = Lm/Ls;

```

```
%calcolo e grafico il rapporto di conversione statico
fn = 0.1:.01:2.1;
%s = size(fn)
for k = 1:201
    M(1,k) = carattStatica(lambda,Q,fn(1,k));
    Mnorm(1,k) = M(1,k) / (2*n);
    Mz(1,k) = fn(1,k) / (sqrt(fn(1,k)^2*(1+lambda)-lambda));
    Mznorm(1,k) = (fn(1,k) / (sqrt(fn(1,k)^2*(1+lambda)-lambda))) / (2*n);
end

%s1 = size(M);
subplot(1,2,1)
plot(fn,M)
axis([0 2 0 2]);
grid on;
title('Caratteristica di conversione statica prima del trasformatore');
xlabel('fsw/fr1');
ylabel('VoutLLC/Vin');
hold on;
plot(fn,Mz,'r')

%hold off;

subplot(1,2,2)
plot(fn,Mnorm)
axis([0 2 0 .8]);
grid on;
title('Caratteristica di conversione statica');
xlabel('fsw/fr1');
ylabel('Vout/Vin');
hold on;
plot(fn,Mznorm,'r')
```

%Dimensionamento trasformatore per Convertitore Risonante LLC

%Dimensionamento 7 FHA con Nucleo EFD20, materiale N97

%Definizione parametri di base

N = 2.05; %Rapporto spire voluto
 Lm = 520e-6; %Induttanza magnetizzante
 Lr = 156e-6; %Induttanza dispersa
 fmax = 300e3; %Frequenza massima di lavoro
 fr = 225e3; %Frequenza risonanza
 fmin = 180e3; %Frequenza minima di lavoro
 P = 60; %Massima potenza da trasferire [W]

mu_0 = 4*pi*1e-7; %permettività vuoto
 r_rame = 2.3*1e-8; %resistività rame

Aw = (15.4-8.9)*7.7; %Area finestra [mm^2] al lordo del cartoccio (per potenza
 dissipabile) ✓
 Ae = 31; %Sezione nucleo [mm^2]
 Sc = 8.9*3.6; %Sezione gamba centrale [mm^2]
 Sl = (20-15.4)*6.65; %Sezione gamba laterale [mm^2]
 Altezza_window_avv = 13.4; %lunghezza interna cartoccio [mm]
 Aw_avv = (15.4-9.2)*Altezza_window_avv / 2; %Finestra utile per avvolgimento, ✓
 al netto del cartoccio [mm^2]
 ls = 2*((15.4+9.2)/2 + (6.65+3.6)/2); %Lunghezza media per spira [mm]
 Ve = 1460; %Volume del nucleo da datasheet ✓
 [mm^3]
 deltaT = 50; %Massimo salto di temperatura ammissibile per materiale ✓
 magnetico N97

%Ui_max = 410; %Uin_max

%Dimensionamento dell'induttanza magnetizzante progettata - Lm

%Calcolo della resistenza termica per nuclei di tipo ET-EE-EF

As = 22*Aw;
 Rt = 800/As * 100; %Resistenza termica - trasformato mm^2 in cm^2
 Pt_max = deltaT/Rt; %Massima potenza dissipabile per volume [kW/m^3]

%Divido perdite tra nucleo ed avvolgimenti

Pn = Pt_max*0.7; %Perdite nucleo (percentuale di Potenza termica ✓
 dissipata nel Nucleo)
 Pa = Pt_max-Pn; %Perdite avvolgimenti

%Calcolo Potenza dissipata nel nucleo per unita di volume

Kform = 0.85; %Fattore di correzione (non ho un'onda puramente sinusoidale)
 %0.8 per sollecitazione ad onda quadra di tensione
 %1 per sollecitazione ad onda sinusoidale
 Pv = Pn / (Ve*Kform)*1e6; %[kW/m^3]

%BREAK: leggere l'induzione corrispondente nel grafico Pv vs. freq del

%materiale magnetico scelto

%Calcolo ora da grafico la massima induzione magnetica per soddisfare la specifica
sulla potenza dissipata nel nucleo

Bmax = 120e-3; %da grafico Pv vs freq datasheet materiale N97 con
Pv appena calcolato [Tesla]
DeltaBmax = 2*Bmax; %Massima induzione picco-picco [Tesla]

%Calcolo delle spire al primario

ton = 1/(2*fmin); %Tempo applicazione semionda positiva di tensione al primario

Vl_deltaT = 235 * ton; %Integrale tensione nel tempo applicato al primario
[V*s]

%massima induzione magnetica nel nucleo

%Vl_deltaT = 6.5*1e-4; %ALTERNATIVA al precedente, da stima grafica
%da simulazione [V*s]

N1a = Vl_deltaT / (Sc*1e-6 * DeltaBmax); %spire lato primario teoriche [Area
gamba centrale Sc in m^2]

N2a = N1a/N; %spire lato secondario teoriche

%BREAK: scegliere un numero spire intero e controllare il rapporto di
%trasformazione reale

%Scelta definitiva spire

N1 = 85;

N2 = 41;

Nreal = N1/N2;

%Dimensionamento sezione del filo

kr = 0.5; %coefficiente di riempimento finestra (filo
circolare, spazio isolamento)

Sfilo_max = kr*Aw_avv/(N1+N2); %sezione max filo stimata con diametri

conduttore primario e secondario uguali

Diametro_max = 2*sqrt(Sfilo_max/pi); %diametro filo max con diametri conduttore

primario e secondario uguali

%BREAK: mettere l'eventuale traferro centrale gia' presente nel nucleo

%Dimensionamento traferro

R = N1^2/Lm; %Riluttanza necessaria per ottenere Lm
progettata

tc = 0; %traferro iniziale centrale [m]

Rl = tc/(mu_0*Sc*1e-6); %Riluttanza gamba centrale iniziale

```
Rr = R - Rl; %riluttanza mancante
Rtc = Rr/(1+Sc/Sl); %Riluttanza mancante gamba centrale
traferro = Rtc*mu_0*Sc*1e-3; %Spessore traferro mancante sulle 3 gambe
[mm]
```

```
%BREAK: scegliere i diametri dei conduttori e il numero di fili che li
%compongono
```

```
%Controllo delle perdite effettive per quanto riguarda nucleo o avvolgimenti
Vl_deltaT_max = 6.5e-4; %Massimo integrale tensione nel tempo al
primario [V*s]
Diametro_pri = 0.2e-3; %Diametro filo primario scelto [m]
Diametro_sec = 0.56e-3; %Diametro filo secondario scelto [m]
Fili_pri = 6; %numero fili in parallelo (simil-Litz)
Fili_sec = 1; %numero fili in parallelo (simil-Litz)
```

```
DeltaBmax_Reale = Vl_deltaT*1000000/(Sc*N1);
Bpeak = Vl_deltaT_max/(N1*Ae*1e-6) %Induzione di picco [Tesla]
```

```
r_dc1 = r_rame/(pi*(Diametro_pri/2)^2)*N1*ls*1e-3; %Rdc primario
r_dc2 = r_rame/(pi*(Diametro_sec/2)^2)*N2*ls*1e-3; %Rdc primario
```

```
D_pen = 66/(sqrt(fmin)); %Stima Dpen@fmax con mu_r =
2300;
```

```
%calcolo parametro Q per consultare curve di Dowell (%0.05=5%, spessore
%isolante intorno conduttore rispetto diametro del conduttore stesso)
Q_pri = 0.83*Diametro_pri*sqrt(Diametro_pri/(Diametro_pri+0.05*Diametro_pri))/
(D_pen*1e-3);
Q_sec = 0.83*Diametro_sec*sqrt(Diametro_sec/(Diametro_sec+0.05*Diametro_sec))/
(D_pen*1e-3);
```

```
%Calcolo la geometria degli avvolgimenti
Num_spire_strato_pri = Altezza_window_avv*1e-3 / Diametro_pri;
Num_spire_strato_sec = Altezza_window_avv*1e-3 / Diametro_sec;
Strati_pri = N1/Num_spire_strato_pri
Strati_sec = N2/Num_spire_strato_sec
```

```
%BREAK: leggere il parametro Q e il corrispondente valore nelle curve di
%Dowell, sapendo il numero di Strati di conduttore.
```

```
r_ac1 = 1.3*r_dc1; %Q = 1.3, layer thickness-
Dowell
r_ac2 = 9*r_dc2; %Q = 3, layer thickness-
Dowell
```

```
%Si ipotizza che dato Dpen minore del diametro del conduttore, ottengo perdite negli
avvolgimenti in alta frequenza
Il_eff = 0.53; %da simulazione
```

```
I2_dc = 0; %Corrente continua al secondario
I1_dc = 0;
%I1_dc = I2_dc / N; %Corrente continua al primario, riportata dal
secondario
I1_ac = 0.53; %Corrente alternata al primario con corrente efficace
primario e continua riportata da secondario
%I1_ac = 0.37;
I2_ac = 0.725; %Corrente alternata al secondario

P1 = r_dc1*I1_dc^2 + Fili_pri*(r_ac1*(I1_ac/Fili_pri)^2) %Perdite
avvolgimento primario
P2 = r_dc2*I2_dc^2 + Fili_sec*(r_ac2*(I2_ac/Fili_sec)^2) %Perdite
avvolgimento secondario
Pavv = P1+P2 %Perdite
avvolgimenti
kreal = ((pi*(Diametro_pri/2)^2)*N1*Fili_pri + (pi*(Diametro_sec/2)^2)*N2*Fili_sec) /
(Aw_avv*1e-6)
```

%Dimensionamento trasformatore per Convertitore Risonante LLC

%Dimensionamento 7 FHA con Nucleo EFD25, materiale N97

%Definizione parametri di base

N = 2.05; %Rapporto spire voluto
 Lm = 520e-6; %Induttanza magnetizzante
 Lr = 156e-6; %Induttanza dispersa
 fmax = 300e3; %Frequenza massima di lavoro
 fr = 225e3; %Frequenza risonanza
 fmin = 180e3; %Frequenza minima di lavoro
 P = 60; %Massima potenza da trasferire [W]

mu_0 = 4*pi*1e-7; %permettività vuoto
 r_ame = 2.3*1e-8; %resistività rame

Aw = (18.7-11.4)*9.3; %Area finestra [mm^2] al lordo del cartoccio (per potenza
 dissipabile) ✓
 Ae = 58; %Sezione nucleo [mm^2]
 Sc = 11.4*5.2; %Sezione gamba centrale [mm^2]
 Sl = (25-18.7)*9.1; %Sezione gamba laterale [mm^2]
 Altezza_window_avv = 16.7; %lunghezza interna cartoccio [mm]
 Aw_avv = (18.7-11.7)*Altezza_window_avv / 2; %Finestra utile ✓
 per avvolgimento, al netto del cartoccio [mm^2]
 ls = 2*((18.7+11.4)/2 + (9.1+5.2)/2); %Lunghezza media per spira [mm]
 Ve = 3310; %Volume del nucleo da datasheet ✓
 [mm^3]
 deltaT = 50; %Massimo salto di temperatura ammissibile per materiale ✓
 magnetico N97

%Ui_max = 410; %Uin_max

%Dimensionamento dell'induttanza magnetizzante progettata - Lm

%Calcolo della resistenza termica per nuclei di tipo ET-EE-EF

As = 22*Aw;
 Rt = 800/As * 100; %Resistenza termica - trasformatore mm^2 in cm^2
 Pt_max = deltaT/Rt; %Massima potenza dissipabile per volume [kW/m^3]

%Divido perdite tra nucleo ed avvolgimenti%

Pn = Pt_max*0.7; %Perdite nucleo
 Pa = Pt_max-Pn; %Perdite avvolgimenti

%Calcolo Potenza dissipata nel nucleo per unita di volume

Kform = 0.85; %Fattore di correzione (non ho un'onda puramente sinusoidale)
 %0.8 per sollecitazione ad onda quadra di tensione
 %1 per sollecitazione ad onda sinusoidale
 Pv = Pn / (Ve*Kform)*1e6; %[kW/m^3]

%BREAK: leggere l'induzione corrispondente nel grafico Pv vs. freq del
 %materiale magnetico scelto

```

%Calcolo ora da grafico la massima induzione magnetica per soddisfare la specifica
sulla potenza dissipata nel nucleo
Bmax = 80e-3; %da grafico Pv vs freq datasheet materiale N97 con
Pv appena calcolato [Tesla]
DeltaBmax = 2*Bmax; %Massima induzione picco-picco [Tesla]

%Calcolo delle spire al primario%
ton = 1/(2*fmin); %Tempo applicazione semionda positiva di tensione al primario

Vl_deltaT = 235 * ton; %Integrale tensione nel tempo applicato al primario
[V*s]
%massima induzione magnetica nel nucleo

%Vl_deltaT = 6.5*1e-4; %ALTERNATIVA al precedente, da stima grafica
%da simulazione [V*s]

N1a = Vl_deltaT / (Sc*1e-6 * DeltaBmax); %spire lato primario teoriche [Area
gamba centrale Sc in m^2]
N2a = N1a/N; %spire lato secondario teoriche

%BREAK: scegliere un numero spire intero e controllare il rapporto di
%trasformazione reale

%Scelta definitiva spire
N1 = 68;
N2 = 33;
Nreal = N1/N2;

%Dimensionamento sezione del filo
kr = 0.5; %coefficiente di riempimento finestra (filo
circolare, spazio isolamento)
Sfilo_max = kr*Aw_avv/(N1+N2); %sezione max filo stimata con diametri
conduttore primario e secondario uguali
Diametro_max = 2*sqrt(Sfilo_max/pi); %diametro filo max con diametri conduttore
primario e secondario uguali

%BREAK: mettere l'eventuale traferro centrale gia' presente nel nucleo

%Dimensionamento traferro
R = N1^2/Lm; %Riluttanza necessaria per ottenere Lm
progettata
tc = 0; %traferro iniziale centrale [m]
Rl = tc/(mu_0*Sc*1e-6); %Riluttanza gamba centrale iniziale
Rr = R - Rl; %riluttanza mancante
Rtc = Rr/(1+Sc/S1); %Riluttanza mancante gamba centrale
traferro = Rtc*mu_0*Sc*1e-3; %Spessore traferro mancante sulle 3 gambe

```

[mm]

%BREAK: scegliere i diametri dei conduttori e il numero di fili che li
%compongono

%Controllo delle perdite effettive per quanto riguarda nucleo o avvolgimenti

Vl_deltaT_max = 6.5e-4; %Massimo integrale tensione nel tempo al
primario [V*s]

Diametro_pri = 0.2e-3; %Diametro filo primario scelto [m]

Diametro_sec = 0.56e-3; %Diametro filo secondario scelto [m]

Fili_pri = 6; %numero fili in parallelo (simil-Litz)

Fili_sec = 1; %numero fili in parallelo (simil-Litz)

DeltaBmax_Reale = Vl_deltaT*1000000/(Sc*N1);

Bpeak = Vl_deltaT_max/(N1*Ae*1e-6); %Induzione di picco [Tesla]

r_dc1 = r_rame/(pi*(Diametro_pri/2)^2)*N1*ls*1e-3; %Rdc primario

r_dc2 = r_rame/(pi*(Diametro_sec/2)^2)*N2*ls*1e-3; %Rdc primario

D_pen = 66/(sqrt(fmin)); %Stima Dpen@fmax con mu_r =
2300;

%calcolo parametro Q per consultare curve di Dowell (%0.05=5%, spessore
%isolante intorno conduttore rispetto diametro del conduttore stesso)

Q_pri = 0.83*Diametro_pri*sqrt(Diametro_pri/(Diametro_pri+0.05*Diametro_pri))/
(D_pen*1e-3)

Q_sec = 0.83*Diametro_sec*sqrt(Diametro_sec/(Diametro_sec+0.05*Diametro_sec))/
(D_pen*1e-3)

%Calcolo la geometria degli avvolgimenti

Num_spire_strato_pri = Altezza_window_avv*1e-3 / Diametro_pri;

Num_spire_strato_sec = Altezza_window_avv*1e-3 / Diametro_sec;

Strati_pri = N1/Num_spire_strato_pri

Strati_sec = N2/Num_spire_strato_sec

%BREAK: leggere il parametro Q e il corrispondente valore nelle curve di
%Dowell, sapendo il numero di Strati di conduttore.

r_ac1 = 1.2*r_dc1; %Q = 1.3, layer thickness-
Dowell

r_ac2 = 3*r_dc2; %Q = 3, layer thickness-
Dowell

%Si ipotizza che dato Dpen minore del diametro del conduttore, ottengo perdite negli
avvolgimenti in alta frequenza

I1_eff = 0.53; %da simulazione

I2_dc = 0; %Corrente continua al secondario

I1_dc = 0;

```
%I1_dc = I2_dc / N;           %Corrente continua al primario, riportata dal↵
secondario
I1_ac = 0.53;                 %Corrente alternata al primario con corrente efficace↵
primario e continua riportata da secondario
%I1_ac = 0.37;
I2_ac = 0.725;               %Corrente alternata al secondario

P1 = r_dc1*I1_dc^2 + Fili_pri*(r_ac1*(I1_ac/Fili_pri)^2);           %Perdite↵
avvolgimento primario
P2 = r_dc2*I2_dc^2 + Fili_sec* (r_ac2*(I2_ac/Fili_sec)^2);         %Perdite↵
avvolgimento secondario
Pavv = P1+P2                                                         %Perdite↵
avvolgimenti
kreal = ((pi*(Diametro_pri/2)^2)*N1*Fili_pri + (pi*(Diametro_sec/2)^2)*N2*Fili_sec) /↵
(Aw_avv*1e-6)
```

%Dimensionamento trasformatore per Convertitore Risonante LLC

%Dimensionamento 7 FHA con Nucleo EFD30, materiale N97

%Definizione parametri di base

N = 2.05; %Rapporto spire voluto
 Lm = 520e-6; %Induttanza magnetizzante
 Lr = 156e-6; %Induttanza dispersa
 fmax = 300e3; %Frequenza massima di lavoro
 fr = 225e3; %Frequenza risonanza
 fmin = 180e3; %Frequenza minima di lavoro
 P = 60; %Massima potenza da trasferire [W]

mu_0 = 4*pi*1e-7; %permettività vuoto
 r_ame = 2.3*1e-8; %resistività rame

Aw = (22.4-14.6)*11.2; %Area finestra [mm^2] al lordo del cartoccio (per
 potenza dissipabile)
 Ae = 69; %Sezione nucleo [mm^2]
 Sc = 14.6*4.9; %Sezione gamba centrale [mm^2]
 Sl = (30-22.4)*9.1; %Sezione gamba laterale [mm^2]
 Altezza_window_avv = 20.4; %lunghezza interna cartoccio [mm]
 Aw_avv = (22.4-15)*Altezza_window_avv / 2; %Finestra utile per
 avvolgimento, al netto del cartoccio [mm^2]
 ls = 2*((22.4+14.6)/2 + (9.1+4.9)/2); %Lunghezza media per spira [mm]
 Ve = 4690; %Volume del nucleo da datasheet
 [mm^3]
 deltaT = 50; %Massimo salto di temperatura ammissibile per materiale
 magnetico N97

%Ui_max = 410; %Uin_max

%Dimensionamento dell'induttanza magnetizzante progettata - Lm

%Calcolo della resistenza termica per nuclei di tipo ET-EE-EF

As = 22*Aw;
 Rt = 800/As * 100; %Resistenza termica - trasformatore mm^2 in cm^2
 Pt_max = deltaT/Rt; %Massima potenza dissipabile per volume [kW/m^3]

%Divido perdite tra nucleo ed avvolgimenti%

Pn = Pt_max*0.7; %Perdite nucleo
 Pa = Pt_max-Pn; %Perdite avvolgimenti

%Calcolo Potenza dissipata nel nucleo per unita di volume

Kform = 0.85; %Fattore di correzione (non ho un'onda puramente sinusoidale)
 %0.8 per sollecitazione ad onda quadra di tensione
 %1 per sollecitazione ad onda sinusoidale
 Pv = Pn / (Ve*Kform)*1e6; %[kW/m^3]

%BREAK: leggere l'induzione corrispondente nel grafico Pv vs. freq del
 %materiale magnetico scelto

```

%Calcolo ora da grafico la massima induzione magnetica per soddisfare la specifica
sulla potenza dissipata nel nucleo
Bmax = 80e-3; %da grafico Pv vs freq datasheet materiale N97 con
Pv appena calcolato [Tesla]
DeltaBmax = 2*Bmax; %Massima induzione picco-picco [Tesla]

%Calcolo delle spire al primario%
ton = 1/(2*fmin); %Tempo applicazione semionda positiva di tensione al primario

Vl_deltaT = 235 * ton; %Integrale tensione nel tempo applicato al primario
[V*s]

%massima induzione magnetica nel nucleo

%Vl_deltaT = 6.5*1e-4; %ALTERNATIVA al precedente, da stima grafica
%da simulazione [V*s]

N1a = Vl_deltaT / (Sc*1e-6 * DeltaBmax); %spire lato primario teoriche [Area
gamba centrale Sc in m^2]
N2a = N1a/N; %spire lato secondario teoriche

%BREAK: scegliere un numero spire intero e controllare il rapporto di
%trasformazione reale

%Scelta definitiva spire
N1 = 60;
N2 = 29;
Nreal = N1/N2;

%Dimensionamento sezione del filo
kr = 0.5; %coefficiente di riempimento finestra (filo
circolare, spazio isolamento)
Sfilo_max = kr*Aw_avv/(N1+N2); %sezione max filo stimata con diametri
conduttore primario e secondario uguali
Diametro_max = 2*sqrt(Sfilo_max/pi); %diametro filo max con diametri conduttore
primario e secondario uguali

%BREAK: mettere l'eventuale traferro centrale gia' presente nel nucleo

%Dimensionamento traferro
R = N1^2/Lm; %Riluttanza necessaria per ottenere Lm
progettata
tc = 0; %traferro iniziale centrale [m]
Rl = tc/(mu_0*Sc*1e-6); %Riluttanza gamba centrale iniziale
Rr = R - Rl; %riluttanza mancante
Rtc = Rr/(1+Sc/S1); %Riluttanza mancante gamba centrale
traferro = Rtc*mu_0*Sc*1e-3; %Spessore traferro mancante sulle 3 gambe

```

[mm]

%BREAK: scegliere i diametri dei conduttori e il numero di fili che li
%compongono

%Controllo delle perdite effettive per quanto riguarda nucleo o avvolgimenti
Vl_deltaT_max = 6.5e-4; %Massimo integrale tensione nel tempo al
primario [V*s]
Diametro_pri = 0.2e-3; %Diametro filo primario scelto [m]
Diametro_sec = 0.4e-3; %Diametro filo secondario scelto [m]
Fili_pri = 6; %numero fili in parallelo (simil-Litz)
Fili_sec = 1; %numero fili in parallelo (simil-Litz)

DeltaBmax_Reale = Vl_deltaT*1000000/(Sc*N1);
Bpeak = Vl_deltaT_max/(N1*Ae*1e-6); %Induzione di picco [Tesla]

r_dc1 = r_rame/(pi*(Diametro_pri/2)^2)*N1*ls*1e-3; %Rdc primario
r_dc2 = r_rame/(pi*(Diametro_sec/2)^2)*N2*ls*1e-3; %Rdc primario

D_pen = 66/(sqrt(fmin)); %Stima Dpen@fmax con mu_r =
2300;

%calcolo parametro Q per consultare curve di Dowell (%0.05=5%, spessore
%isolante intorno conduttore rispetto diametro del conduttore stesso)
Q_pri = 0.83*Diametro_pri*sqrt(Diametro_pri/(Diametro_pri+0.05*Diametro_pri))/
(D_pen*1e-3)
Q_sec = 0.83*Diametro_sec*sqrt(Diametro_sec/(Diametro_sec+0.05*Diametro_sec))/
(D_pen*1e-3)

%Calcolo la geometria degli avvolgimenti
Num_spire_strato_pri = Altezza_window_avv*1e-3 / Diametro_pri;
Num_spire_strato_sec = Altezza_window_avv*1e-3 / Diametro_sec;
Strati_pri = N1/Num_spire_strato_pri
Strati_sec = N2/Num_spire_strato_sec

%BREAK: leggere il parametro Q e il corrispondente valore nelle curve di
%Dowell, sapendo il numero di Strati di conduttore.

r_ac1 = 1*r_dc1; %Rac/Rdc da immettere
r_ac2 = 1.2*r_dc2; %Rac/Rdc da immettere

%Si ipotizza che dato Dpen minore del diametro del conduttore, ottengo perdite negli
avvolgimenti in alta frequenza
I1_eff = 0.53; %da simulazione
I2_dc = 0; %Corrente continua al secondario
I1_dc = 0;
%I1_dc = I2_dc / N; %Corrente continua al primario, riportata dal
secondario

```
I1_ac = 0.53; %Corrente alternata al primario con corrente efficace✔  
primario e continua riportata da secondario  
%I1_ac = 0.37;  
I2_ac = 0.725; %Corrente alternata al secondario  
  
P1 = r_dc1*I1_dc^2 + Fili_pri*(r_ac1*(I1_ac/Fili_pri)^2); %Perdite✔  
avvolgimento primario  
P2 = r_dc2*I2_dc^2 + Fili_sec*(r_ac2*(I2_ac/Fili_sec)^2); %Perdite✔  
avvolgimento secondario  
Pavv = P1+P2 %Perdite✔  
avvolgimenti  
kreal = ((pi*(Diametro_pri/2)^2)*N1*Fili_pri + (pi*(Diametro_sec/2)^2)*N2*Fili_sec) /✔  
(Aw_avv*1e-6)
```

BIBLIOGRAFIA

- Documenti IEEE

C.Adragna, *An introduction to LLC resonant half-bridge converter*, STM application note.

C.Adragna, S. De Simone, C. Spini, *A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of resonant tank currents*, IEEE proc, 2008.

C.Adragna, S. De Simone, C. Spini, G. Gattavari, *Design-oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA*, IEEE proc. 2008.

J.F. Lazar, R. Martinelli, *Steady-state analysis of the LLC series resonant converter*, Proc.IEEE (IEEE ref. 0-7803-6618-2/01), 2001.

J.H.Jung, J.G.Kwon, *Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter*, SAMSUNG Electr.Co. Ltd., 2008.

H.v.d.Broeck, G.Sauerlander, M. Wendt, *Power driver topologies and control scheme for LEDs*, Proc.IEEE (IEEE ref. 1-4244-0714-1/07), 2007.

C.C. Chen, C.Y. Wu, Y.M. Chen, *Sequential color LED Backlight driving system for LCD panels*, IEEE Transactions on power electronics, vol.22, NO.3, May 2007.

H.J. Chiu, *LED backlight driving system for large-scale LCD panels*, IEEE Transactions on industrial electronics, vol.54, NO.5, October 2007.

Y. Hu, M.M. Jovanovic, *A novel LED driver with adaptive drive voltage*, Delta power electronics laboratory (IEEE ref. 978-1-4244-1874-9), 2008.

B.Yang, F.C. Lee, M. Concannon, *Over current protection methods for LLC resonant converter*, Proc. IEEE (IEEE ref. 0-7803-7768-0/03), 2003.

Y. Fang, D. Xu, Y. Zhang, F. Gao, L. Zhu, Y. Chen, *Standby mode control circuit design of LLC resonant converter*, Proc. IEEE (IEEE ref. 1-4244-0655-2/07),

Bibliografia

2007.

- Testi consultati:

Mohan, Undeland, Robbins, *Power Electronics*, Wiley, 3rd edition.

R.W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd edition, Kluwer Academic Publisher.

G. Spiazzi, *Dispense del corso di Elettronica di Potenza*, ed. Lib. Progetto, 2008.

- Tesi dipartimentali consultate

R. Tessari, *Analisi dei criteri di pilotaggi e tipologie di driver per stringhe di potenza per applicazioni in sistemi di retroilluminazione di pannelli LCD*, DEI, Unipd, A.A. 2007/08.

S. Pellanda, *Caratterizzazione elettrica, termica ed ottica di LED di potenza per applicazioni in sistemi retroilluminazione di pannelli LCD*, DEI, Unipd, A.A. 2007/08.