

FABIO ZAMBON

ALIMENTATORE RISONANTE
ISOLATO PER LAMPADA A STATO
SOLIDO



TESI DI LAUREA

Relatore: Chiar.mo Prof. Simone Buso

Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria
Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione
6 Dicembre 2010

Fabio Zambon: *Alimentatore risonante isolato per lampada a stato solido*, Tesi di laurea, © 6 dicembre 2010.

SOMMARIO

Lo sviluppo dell'illuminazione a stato solido, ed in particolare quella basata su lampade a LED ad alta intensità luminosa, si sta rapidamente evolvendo, sia per quanto riguarda la diffusione nell'illuminazione generale e commerciale, sia nella ricerca di settore.

Le possibilità offerte da questa tecnologia, ovvero gli ottimi rendimenti, i tempi di vita molto lunghi e la capacità di offrire intensità luminose molto grandi, sta permettendo una rapida diffusione, a discapito della tradizionale tecnologia ad incandescenza.

In questa tesi si affrontano le problematiche del dimensionamento e della realizzazione di un alimentatore compatto in grado di pilotare efficacemente una lampada a LED che fornisca un flusso luminoso di centinaia di lumen.

In particolare, si andrà a studiare un convertitore DC-DC isolato con topologia risonante, in grado di lavorare a frequenza elevata, con un particolare interesse per le dimensioni.

Il lavoro comprende una prima parte teorica, sullo studio del convertitore e sul dimensionamento dei componenti, ed una seconda parte dove verranno illustrate le operazioni per la realizzazione pratica del prototipo e la fase di test.

RINGRAZIAMENTI

Molte sono le persone che voglio ringraziare per il loro supporto durante i miei studi universitari.

Mi sembra doveroso iniziare dai miei genitori e da mia sorella Paola che, con il loro incrollabile sostegno morale ed economico, mi hanno permesso di raggiungere questo importante traguardo.

Desidero ringraziare il mio relatore prof. Simone Buso per la disponibilità e la cortesia dimostratemi.

Un particolare ringraziamento va senza dubbio al mio miglior amico Giulio, per le lunghe chiacchierate, le camminate e per le "cavolate" di tutti questi anni.

Devo ringraziare sicuramente tutte le persone e gli amici che mi sono stati vicini. I ragazzi del "gruppo animatori" i quali, durante i tanti anni di campeggio, si sono rivelati amici sinceri anche in situazioni "estreme". Elena, Daniele e Chiara, la mia famiglia acquisita, che mi sopportano e ospitano da diversi anni e Michele, il mio barista preferito.

Ringrazio Renato Sartorello, Francesco Sichirollo e Marco Stellini per i buoni consigli e l'aiuto datomi nelle lunghe ore passate in dipartimento, e i laureandi del laboratorio di elettronica di Potenza: Marco, Andrea, Roberto e Alberto con i quali ho avuto il grande piacere di confrontarmi e per le buone diritte ricevute. A Piero, Gian Matteo, Michele, Gabriele, Denis, Giovanni, Alessandro e Fabio un grazie gigante per tutti gli anni passati tra i libri, resi sicuramente meno pesanti dalle immancabili cene e scampagnate.

Ricordo con simpatia Luca, Maicol, Andrea, Francesco e Luca "Danilo" per tutto il tempo passato al Murialdo e per le tante esperienze condivise.

E infine un grazie di cuore ad Irene, per essermi stata vicina durante tutto il mio lavoro, condividendo momenti felici e momenti di difficoltà. Per avermi donato in questi anni una serenità e un aiuto che sono stati per me fondamentali; e per avermi sopportato.

Padova, 6 dicembre 2010

Fabio Zambon

INDICE

1	Introduzione	1
1.1	Scopi e finalità	2
2	Tecniche di illuminazione	3
2.1	Tipologie di lampade	4
2.1.1	Lampade ad incandescenza	4
2.1.2	Lampade alogene	5
2.1.3	Lampade a scarica	5
2.1.4	Lampade al sodio a bassa pressione (SOX)	6
2.1.5	Lampade a scarica ad alta pressione	7
2.1.6	Lampade a ioduri metallici (HMI)	7
2.1.7	Lampade a fluorescenza	8
2.1.8	Lampade a stato solido (SSL)	9
2.2	Settori di utilizzo delle lampade a LED	10
3	Pilotaggio delle lampade a LED	17
3.1	Controllo dell'assorbimento di armoniche da rete	20
3.2	Descrizione dei circuiti risonanti	25
3.2.1	I convertitori risonanti	26
3.2.2	Commutazione a tensione zero e corrente zero	27
3.2.3	Classificazione dei Convertitori risonanti	28
3.2.4	Convertitori con risonanza lato carico	29
3.2.5	Concetti fondamentali sui circuiti risonanti	31
3.2.6	Convertitori con risonanza lato carico	33
3.2.7	Caratteristiche di funzionamento in regime permanente	39
4	Progettazione e Simulazione del convertitore	41
4.1	Scelte di progetto	42
4.2	Disposizione dei LED	43
4.3	Dimensionamento del circuito	44
4.4	Realizzazione del modello e simulazioni	51
5	Controllo del convertitore	59
6	Realizzazione del prototipo	71
6.1	Costruzione del trasformatore	74
6.2	Collaudo della scheda	80
6.3	Risultati ottenuti	83

7 Conclusioni	87
BIBLIOGRAFIA	89

ELENCO DELLE FIGURE

Figura 1	Chip LED	10
Figura 2	Lampada a LED Philips	11
Figura 3	Convertitore buck	18
Figura 4	Convertitore boost	18
Figura 5	Convertitore buck-boost	18
Figura 6	Convertitore flyback	19
Figura 7	Grafico parametro k	24
Figura 8	Grafico delle armoniche	25
Figura 9	Forme d'onda dei circuiti risonanti	27
Figura 10	Snubber sui circuiti risonanti	28
Figura 11	Inverter a singolo ramo e luogo dei punti	28
Figura 12	Luogo dei punti	29
Figura 13	Circuito risonante serie non smorzato	31
Figura 14	Risposta in frequenza di un circuito risonante serie	33
Figura 15	Convertitore DC-DC di tipo SLR	34
Figura 16	Convertitore SLR - prima modalit�	36
Figura 17	Convertitore SLR - seconda modalit�	37
Figura 18	Convertitore SLR in continua	39
Figura 19	Caratteristiche in regime permanente	40
Figura 20	Schema del convertitore	41
Figura 21	Schema del circuito semplificato	45
Figura 22	Schema delle induttanze del trasformatore	48
Figura 23	Modello del LED	52
Figura 24	Schema del circuito	52
Figura 25	Schema del circuito	54
Figura 26	Forme d'onda del circuito risonante	55
Figura 27	Forma d'onda in uscita	56
Figura 28	Simulazione del circuito completo	57
Figura 29	Pilotaggio con Flip-Flop	60
Figura 30	Tensione di pilotaggio con Flip-Flop	61
Figura 31	Isteresi	62
Figura 32	Circuito di pilotaggio con VCO	63
Figura 33	Forme d'onda VCO	64
Figura 34	Circuito di controllo in tensione	66
Figura 35	Forme d'onda del controllo in tensione	67
Figura 36	Circuito di controllo in corrente	68
Figura 37	Forme d'onda del controllo in corrente	69
Figura 38	Schema della scheda - Controllo	72
Figura 39	Schema della scheda - Driver	72

Figura 40	Schema della scheda - Parte di potenza . . .	73
Figura 41	Trasformatori	75
Figura 42	Trasformatore realizzato su toroide	77
Figura 43	Misurazioni analizzatore d'impedenza - Induttanza di dispersione	78
Figura 44	Misurazioni analizzatore d'impedenza - Induttanza complessiva	79
Figura 45	Scheda realizzata	80
Figura 46	Parte di pilotaggio	81
Figura 47	Segnale di pilotaggio	81
Figura 48	Segnali di pilotaggio del ponte	82
Figura 49	Banco di prova	83
Figura 50	Forme d'onda finali	84
Figura 51	Forme d'onda finali - Corrente	84
Figura 52	Immagine camera termica - Induttanza . . .	85
Figura 53	Immagine camera termica - Controllo	85
Figura 54	Immagine camera termica - Ponte a diodi . .	86
Figura 55	Immagine camera termica - Temperature . .	86

ELENCO DELLE TABELLE

Tabella 1	Normativa sulle armoniche	21
Tabella 2	Caratteristiche del trasformatore	51
Tabella 3	Caratteristiche del trasformatore con avvolgimenti concentrici	76
Tabella 4	Caratteristiche del trasformatore con avvolgimenti separati	76
Tabella 5	Caratteristiche del trasformatore su toroide .	77
Tabella 6	Caratteristiche elettriche sul trasformatore .	78

1

INTRODUZIONE

INDICE

1.1	Scopi e finalità	2
-----	----------------------------	---

Lo studio proposto in questa tesi riguarda l'implementazione di un alimentatore risonante isolato, ottimizzato per una lampada a stato solido.

Questo tipo di lampade offrono un elevato rendimento rispetto alle normali lampade a fluorescenza e presentano, inoltre, una durata della vita lavorativa notevolmente maggiore.

Lo studio e la scelta del convertitore sono stati eseguiti tenendo conto di vari fattori, quali la minor dispersione di energia dissipata, la riduzione delle dimensioni e un dimensionamento consono alle norme riguardanti questo tipo di applicazione (EN61000-3-2). La scelta è caduta su un convertitore risonante serie, date le particolari caratteristiche di compattezza e basse perdite di commutazione che esso presenta, e che quindi bene si presta a questo tipo di applicazioni. Il circuito deve in questo caso essere in grado di convertire la tensione di rete alternata, raddrizzata da un apposito ponte a diodi, ad un tensione continua ridotta, per poter alimentare ottimamente la lampade a LED.

Il circuito è stato dimensionato per una lampada a stato solido di circa 400 lm, flusso luminoso equivalente a quello prodotto da una lampada a incandescenza di 40W. Sono stati utilizzati i dati e le caratteristiche relative a LED della serie X-LAMP, appartenenti alla casa produttrice CREE.

La simulazione del circuito elettronico è stata eseguita con il software PSPICE, mentre per i calcoli matematici e lo studio delle possibili variazioni è stato utilizzato il software MATHCAD. La suite OrCAD è invece stata utilizzata per il disegno e la realizzazione dello stampato.

1.1 SCOPI E FINALITÀ

L'obiettivo di questa tesi è centrato sulla realizzazione di un dispositivo compatto, in modo da ridurre l'ingombro dell'elettronica nella realizzazione finale della struttura, e che riduca al minimo i consumi legati ai componenti utilizzati per l'alimentazione della lampada. Per questo motivo si è cercato di scegliere circuiti con un numero minimo di componenti, così da avere una dimensione minima ed allo stesso tempo ridurre le perdite di potenza sui vari dispositivi elettronici usati.

La scelta del circuito risonante comporta poi un notevole abbassamento delle perdite di commutazione, che sono di solito critiche nella realizzazione di questo tipo di circuiti, e l'utilizzo di un ponte di interruttori che permettono di lavorare ad alte frequenze garantisce l'uso di componenti quali induttanze, capacità e trasformatori dalle dimensioni notevolmente ridotte.

Obiettivo obbligato è inoltre il rispetto delle normative riguardanti questa classe di dispositivi, ed in particolare i limiti sulle correnti armoniche iniettate nella rete elettrica.

Un altro punto fondamentale del progetto è rivestito dall'isolamento galvanico dell'uscita, ottenuto tramite un trasformatore che, grazie alle alte frequenze in gioco, risulta di dimensioni notevolmente ridotte.

Infine il circuito progettato richiede di essere controllato in modo da mantenere la corrente sui LED costante, in modo che la luminosità delle lampade non subisca variazioni a fronte delle variazioni della tensione di rete, siano esse previste o casuali. La variazione della tensione in ingresso al convertitore varia infatti sia per le condizioni della rete elettrica, che porta ad avere un valore di alimentazione non sempre costante, sia per la necessità di rispettare le norme vigenti, consentendo un'apposita variazione sulla tensione raddrizzata.

2

TECNICHE DI ILLUMINAZIONE

INDICE

2.1	Tipologie di lampade	4
2.1.1	Lampade ad incandescenza	4
2.1.2	Lampade alogene	5
2.1.3	Lampade a scarica	5
2.1.4	Lampade al sodio a bassa pressione (SOX) . . .	6
2.1.5	Lampade a scarica ad alta pressione	7
2.1.6	Lampade a ioduri metallici (HMI)	7
2.1.7	Lampade a fluorescenza	8
2.1.8	Lampade a stato solido (SSL)	9
2.2	Settori di utilizzo delle lampade a LED	10

Nel corso dell'ultimo secolo la produzione dell'energia elettrica mondiale é aumentata esponenzialmente per seguire lo sviluppo economico ed industriale.

Circa il 20% dell'energia prodotta viene utilizzata per l'illuminazione; ne segue che una sostanziale riduzione dei consumi legati ad essa produrrebbe enormi benefici in termine di risparmio sul totale dell'energia utilizzata a livello mondiale, senza dimenticare il fattore ambientale, con la notevole riduzione di inquinamento prodotto.

Al giorno d'oggi, le fonti d'illuminazione piú utilizzate sono le lampade ad incandescenza, a fluorescenza e alogene, ma, grazie a recenti scoperte, si sta verificando un cambiamento di rotta: l'illuminazione a stato solido, infatti, ha tutte le premesse per poter sostituire le fonti convenzionali.

Fin dalla loro sperimentazione, i LED sono stati utilizzati in moltissime applicazioni, tutte a bassa luminosité, prevalentemente come semplici indicatori di stato o come spie di segnalazione, mentre piú recentemente il loro impiego si é diffuso anche in altri ambiti e settori, quali la retroilluminazione di schermi LCD, insegne, semafori e mercato dell'auto.

Negli ultimi anni però, grazie all'innovazione dei materiali e dei processi di produzione, sono stati introdotti nel mercato dei LED ad alta efficienza, gli HB LED (high brightness light emitting diode), che anno portato un notevole incremento del rapporto tra luce emessa e potenza assorbita. É stato proprio grazie a questi dispositivi che si é potuto iniziare a pensare all'impiego di que-

sta tecnologia in ambiti legati all'illuminazione di ambienti. Questo tipo di dispositivo introduce però un problema legato alla sua alimentazione, avendo un'alimentazione in continua, non compatibile quindi direttamente con la rete elettrica standard. È quindi necessario uno stadio di conversione dell'energia. Proprio il convertitore, a causa delle problematiche e dei costi elevati ad esso connessi, non permette la diffusione a livello commerciale delle lampade a LED, il cui costo è inferiore a quello del convertitore stesso. Risulta dunque di primaria importanza trovare una soluzione a questo problema per essere il più possibile competitivi sul mercato.

2.1 TIPOLOGIE DI LAMPADE

2.1.1 Lampade ad incandescenza

La lampada ad incandescenza è una sorgente luminosa in cui la luce viene prodotta dal riscaldamento (fino a circa 2700 K) di un filamento di tungsteno attraversato dalla corrente elettrica. Uno degli svantaggi di questo tipo di lampada è il fatto che durante il funzionamento il tungsteno evapora e il filamento diventa sempre più sottile, fino a spezzarsi dopo circa 1000 ore di funzionamento. In aggiunta a questo fenomeno, l'energia consumata viene convertita in luce in una misura compresa tra il 5 e il 10%, mentre il restante viene disperso in calore, determinando quindi alti consumi di corrente in rapporto alla resa luminosa. Nelle lampadine il filamento di tungsteno è avvolto ad elica per ridurre il riscaldamento ed è collegato alla base tramite supporti in molibdeno e il bulbo è costituito di vetro e silicati.

Il bulbo di vetro non è vuoto ma contiene un gas inerte a bassa pressione, di solito Argon o più raramente Krypton. Quest'ultimo consente una resa superiore del 10% circa a parità di potenza. Questi gas riducono i rischi di implosione e prolungano la vita del filamento. Inoltre, la presenza di questi gas riduce l'annerimento del bulbo dovuto al deposito del tungsteno che evapora. Al momento dell'accensione della lampada, poiché il filamento è freddo e la sua resistenza è bassa, si determina un picco della durata di pochi decimi di secondo e del valore di 10-12 volte la corrente a regime.

Questa lampada presenta però un basso costo di produzione, fattore che ha contribuito ad una grande diffusione nel mercato. Inoltre le lampade ad incandescenza sono state migliorate nel corso degli anni ed hanno così potuto raggiungere una buona maturità tecnologica. L'Unione Europea ha sancito la graduale

messa al bando delle lampadine ad incandescenza. Da settembre 2009 é vietata la produzione e la vendita di lampadine ad incandescenza da 100 W e di tutte quelle a bulbo smerigliato; nel 2010 sono state messe fuori produzione le lampade da 75 W e negli anni successivi verranno gradualmente ritirate le lampade ad incandescenza di ogni potenza.

Un'evoluzione della lampada ad incandescenza é rappresentata dalla lampada alogena.

2.1.2 Lampade alogene

In queste lampade al gas contenuto nel bulbo viene aggiunto iodio, kripton e, a volte, xeno per permettere il riscaldamento del filamento fino a oltre 300 K, in modo da aumentare l'efficienza luminosa e spostare verso l'alto la temperatura di colore.

Nelle lampade alogene il tungsteno che evapora a causa della temperatura elevata reagisce con il gas formando un alogenuro di tungsteno. Successivamente il composto, entrando in contatto con il filamento incandescente, si decompone e si rideposita sul filamento stesso realizzando un ciclo, detto ciclo alogeno. In questo modo la durata di vita di questo tipo di lampada puó essere almeno doppia rispetto ad una lampadina ad incandescenza normale, sebbene il filamento sia molto piú caldo.

Poiché il bulbo, per permettere la reazione chimica tra iodio e tungsteno, deve avere una temperatura non inferiore a 250 °C, viene utilizzato un vetro speciale, realizzato con il quarzo, che presenta una notevole resistenza.

Recentemente, sono state introdotte lampade alogene con filamenti migliorati e alimentazione a controllo elettronico, con l'inserimento dell'integrato nel bulbo stesso, che hanno consentito un incremento di resa del 40% circa, rispetto alle alogene convenzionali. Sono inoltre disponibili versioni che presentano le stesse forme delle lampadine ad incandescenza tradizionali e presentano temperature di esercizio paragonabili.

Risulta evidente il vantaggio in termini di risparmio energetico, senza rinunce in fatto di qualità o design.

2.1.3 Lampade a scarica

La lampada a scarica é un tipo di lampadina basata sull'emissione di radiazione elettromagnetica da parte di un plasma di gas ionizzato. La ionizzazione del gas é ottenuta per mezzo di una scarica elettrica (da cui il nome) attraverso il gas stesso.

Esistono varie varianti di lampada a scarica che presentano però

il medesimo principio di funzionamento. Queste lampade sono costituite da una ampolla o un tubo di vetro o quarzo contenente il gas e almeno due elettrodi tra cui avviene la scarica, anche se possono essere presenti elettrodi supplementari per l'innesco. Solitamente le lampade a bassa pressione sono a forma di tubo diritto o curvato ad U, mentre le lampade ad alta pressione sono costituite da una piccola ampolla di quarzo (adatto a resistere a temperature piú elevate). La lampada può essere contenuta in un involucro in vetro con la funzione di schermare i raggi ultravioletti, ospitare eventuali elementi accessori e proteggere il tubo.

L'emissione luminosa é monocromatica o limitata alle righe di emissione spettrale del gas contenuto, se questo é a bassa pressione. Il gas può anche essere il vapore di un elemento solido o liquido, per esempio mercurio o sodio. In questo caso però la lampada non é subito efficiente, poiché é necessario che il materiale evapori o sublimi per effetto del calore prodotto dalla scarica nel gas accessorio. Possono essere necessari diversi minuti perché la lampada inizi a produrre una luce accettabile, e in molti casi questo é un grave limite.

2.1.4 Lampade al sodio a bassa pressione (SOX)

Il principio di funzionamento si basa su una scarica elettrica in un ambiente gassoso composto da $Ar+Ne+Na$. Durante l'accensione a freddo, il sodio é depositato attorno al bulbo interno e la scarica avviene in una miscela Penning composta da Argon e Neon. La scarica in questa miscela provoca il repentino riscaldamento della lampada, fino a raggiungere la temperatura di fusione del sodio. A quel punto, il sodio vaporizza e viene ionizzato dalla scarica, facendo assumere così la caratteristica emissione monocromatica gialla del sodio. L'emissione é in luce monocromatica gialla alla lunghezza d'onda caratteristica di emissione del sodio, di 589 nanometri é usata nell'illuminazione stradale in incroci soggetti a nebbia.

Grazie all'emissione monocromatica in una lunghezza d'onda ottimale per l'occhio umano, presenta una efficienza luminosa molto elevata. Come una comune lampada a vapori di mercurio a bassa pressione, questa non ha bisogno di un ciclo di raffreddamento in caso di black-out ma, a differenza di questa, richiede un tempo di riscaldamento molto lungo (circa 6-10 minuti), durante i quali emette la caratteristica luce rossa/rosata del neon presente al suo interno.

2.1.5 Lampade a scarica ad alta pressione

Le lampade al sodio ad alta pressione derivano direttamente da quelle al sodio a bassa pressione tipo SOX. All'interno di tali lampade la pressione del vapore di sodio è di 0,5 Pascal (Pa) valore in corrispondenza del quale la trasformazione dell'energia assorbita in energia raggianti ha un rendimento ottimale. Ed è proprio per questa ragione che le lampade al sodio a bassa pressione sono caratterizzate da un'efficienza in lumen per watt superiore a quella di tutte le altre sorgenti (fino a 200 lumen per watt).

La luce da esse emessa è, però, monocromatica gialla per cui attualmente il loro campo d'impiego è limitato a quelle applicazioni per le quali la distinzione dei colori non è essenziale, mentre sono più importanti un'elevata efficienza luminosa ed un'ottima acuità visiva.

La via seguita per riuscire a realizzare sorgenti luminose a vapore di sodio il cui spettro d'emissione non fosse limitato alle radiazioni gialle ma fosse più ampio e tale da consentire una distinzione dei colori accettabile, è stata quella di aumentare, all'interno del tubo di scarica, la pressione del sodio stesso da 0,5 Pa a valori considerevolmente più elevati.

2.1.6 Lampade a ioduri metallici (HMI)

L'introduzione nelle lampade ai vapori di mercurio o di sodio ad alta pressione di ioduri metallici (iodio, tallio, indio, disprosio, olmio, cesio, tulio) migliora la resa dei colori delle lampade al sodio e dà loro una temperatura di colore molto elevata (4000-5600 K). La loro resa cromatica le rende particolarmente adatte all'illuminazione di impianti sportivi, o nei videoproiettori digitali, ove la necessità di avere una luce perfettamente bianca supera lo svantaggio di una bassa efficienza luminosa (40-80 Lumen/Watt) e di una bassa durata (6000 ore). Allo stato attuale i rendimenti sono stati aumentati intorno ai 90 Lumen/Watt e in alcuni casi oltre; la durata è stata aumentata fino alle 12000 ore. Ormai vengono utilizzate molto nelle aree urbane dove si vuole migliorare il comfort visivo visto l'alto indice di resa cromatica (IRC 80-90). A livello di inquinamento luminoso sono peggiorative rispetto alle sodio alta pressione.

Lampade ai vapori di sodio e a ioduri metallici necessitano, per essere accese a freddo, di appositi accenditori che producano impulsi di tensione di innesco compresi tra 0,75 e 5kV.

Secondo il modello di lampada possono essere necessari dai 2 ai 10 minuti per il raggiungimento del pieno flusso luminoso e, in

caso di spegnimento accidentale, spesso é necessario attendere il raffreddamento della lampada (2-15 minuti) per la riaccensione, a causa della elevata tensione di innesco che sarebbe necessaria per la riaccensione a caldo (25-60kV) ed alcune particolarit  fisiche che, nel caso di lampade non progettate per la riaccensione a caldo, renderebbero il bulbo presto inutilizzabile.

La corrente di spunto della lampada pu  arrivare ad essere superiore del 90% rispetto al valore di regime, inoltre se queste lampade vengono alimentate con ballast elettromagnetici, é necessario il rifasamento a causa del fattore di potenza piuttosto basso (da 0,3 a 0,7 a secondo il modello).

2.1.7 Lampade a fluorescenza

La lampada fluorescente é un particolare tipo di lampada a scarica in cui l'emissione luminosa visibile é indiretta, ovvero non é emessa direttamente dal gas ionizzato, ma da un materiale fluorescente, da cui il loro nome. Il funzionamento é infatti dovuto principalmente alla presenza di vapori di mercurio e di materiali fluorescenti.

La lampada é costituita da un tubo di vetro, che pu  essere lineare, circolare o variamente sagomato; si distinguono in particolare le lampade CFL, Compact Fluorescent Lamp, che hanno il tubo di forma tale da avere poco ingombro e solitamente integrano l'elettronica di alimentazione e sono fornite di attacco E27. All'interno del tubo é dapprima praticato il vuoto, poi introdotto un gas nobile (argon, xeno, neon, o kripton) a bassa pressione ed una piccola quantit  di mercurio liquido, che in parte evapora mescolandosi al gas nobile. La superficie interna é rivestita di un materiale fluorescente, dall'aspetto di una polvere bianca. Ai due estremi del tubo sono presenti due elettrodi.

Gli elettroni in movimento tra i due elettrodi eccitano gli atomi di mercurio contenuti nel gas, sollecitandoli ad emettere radiazione ultravioletta. Il materiale fluorescente di cui é ricoperto il tubo, investito da tali radiazioni, emette a sua volta luce visibile. Poich  la luce visibile ha una frequenza e quindi una energia inferiore a quella ultravioletta, la trasformazione prodotta dal materiale fluorescente comporta una inevitabile perdita di energia, sotto forma di calore, che determina il riscaldamento del tubo. Una differente composizione del materiale fluorescente permette di produrre una luce pi  calda oppure pi  fredda.

2.1.8 Lampade a stato solido (SSL)

Le lampade a stato solido sfruttano dei dispositivi a semiconduttore come fonte di illuminazione, che possono essere diodi emettitori di luce (LED), diodi organici (OLED) o diodi costituiti da polimeri (PLED), a differenza delle lampade tradizionali dove sono impiegati filamenti elettrici, plasma o gas.

Il termine stato solido si riferisce comunemente al processo di elettroluminescenza allo stato solido utilizzato per la luce emessa. Rispetto alle lampade a incandescenza, quelle a stato solido creano la luce visibile mantenendo le perdite parassite della lampada a livelli molto bassi.

Il funzionamento dei dispositivi a stato solido si basa sul fenomeno detto elettroluminescenza, dovuto alla ricombinazione radiativa dell'eccesso di elettroni e lacune, che è generato dall'iniezione di corrente.

L'illuminazione di uso generale ha bisogno di luce bianca. I LED emettono luce in un gruppo molto ristretto di lunghezze d'onda, con componenti fortemente colorate. Il colore è caratteristico del semiconduttore usato per fare il LED, secondo l'energia di banda del materiale stesso.

I LED a luce bianca sono nati solo dopo il ritrovamento di nuovi materiali che hanno consentito lo sviluppo di LED ad AlInGaN a luce blu. Infatti per ottenere un fascio di luce bianca è possibile miscelare tre o quattro componenti primarie, ottenute da dispositivi con emissione monocromatica o utilizzare fosfori per convertire la radiazione luminosa.

Il primo metodo (RGB-LED) utilizza più chip LED ciascuno dei quali emette una lunghezza d'onda differente nelle immediate vicinanze, a formare l'ampio spettro di luce bianca. Il vantaggio di questo metodo è che l'intensità di ogni LED può essere regolata per sintonizzare il carattere della luce emessa. Il principale svantaggio è il costo di produzione elevato.

Il secondo metodo, che utilizza i LED convertiti con fosforo (pcLEDs), sfrutta LED con una lunghezza d'onda corta (di solito blu o ultravioletta) in combinazione con un fosforo, che assorbe una parte della luce blu ed emette uno spettro più ampio di luce bianca, sfruttando quindi un meccanismo simile al modo in cui una lampada fluorescente emette luce bianca da un fosforo illuminato. Il vantaggio principale è rappresentato dalla produzione a basso costo e dall'alta resa cromatica, mentre lo svantaggio è l'impossibilità di modificare dinamicamente il carattere della luce e il fatto che la conversione con il fosforo riduce l'efficienza del dispositivo. Il basso costo e le prestazioni adeguate rende comunque questa tecnologia la più utilizzata ad oggi per illumi-

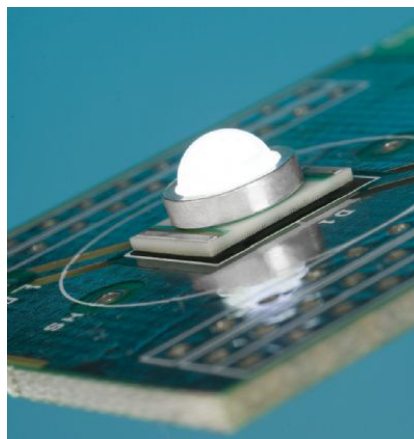


Figura 1: Un LED bianco ad alta intensità della serie Xlamp della CREE. [4]

nazione per uso comune.

Per poter fornire un utile fonte di illuminazione degli ambienti domestici o lavorativi devono essere utilizzati un adeguato numero di LED, che devono essere disposti uno accanto all'altro all'interno di una lampada per poter così unire i loro flussi luminosi. Questo poiché i singoli LED emettono solo una frazione della luce prodotta dalle tradizionali sorgenti luminose. Quando si utilizza il metodo di mixaggio dei colori, una distribuzione uniforme del colore può essere difficile da raggiungere, mentre la disposizione dei LED bianchi non è critico per il bilanciamento del colore.

Inoltre, la degradazione dei LED diversi in tempi diversi in una lampada di colore misto può portare ad un flusso complessivo con colori irregolari. Le lampade a LED sono quindi di solito costituite da raggruppamenti di LED in un corpo centrale con la parte elettronica in comune, a cui si unisce un dissipatore di calore e un opportuno corpo ottico.

2.2 SETTORI DI UTILIZZO DELLE LAMPADE A LED

Le sorgenti luminose allo stato solido (SSL ovvero Solid State Lighting) basate su tecnologia LED sono state in passato definite poco interessanti per l'illuminotecnica. La ricerca ha investito negli anni, e investe tuttora, ingenti capitali per la risoluzione dei problemi tecnici che affliggevano questa tecnologia e che, in parte, ancora permangono; con l'aumento dei volumi installati,



Figura 2: La lampada MASTER LED della Philips rappresenta un esempio di prodotto già immesso nel mercato, con costi contenuti e basso consumo. [www.lighting.philips.it/led]

si prevede, inoltre, per i LED una diminuzione di prezzo pari almeno al 10% annuo.

Nel frattempo le applicazioni dei "diodi emettitori di luce" sono sempre più numerose: monitor, insegne e semafori, indicatori di direzione e luci dei freni a bordo delle auto, e settori specialistici come l'illuminazione teatrale. Ancora più sorprendente è il fatto che i LED consentono di creare soluzioni illuminotecniche in luoghi e modalità finora impensabili.

Rappresentano, inoltre, una valida alternativa dal punto di vista ambientale, essendo in grado di contribuire alla riduzione dei consumi energetici e, indirettamente, delle emissioni di CO₂.

Le previsioni per il mercato delle lampade a stato solido sono positive, tenendo conto del fatto che saranno proprio i vantaggi intrinseci dei LED a permettere la loro affermazione. Naturalmente, ad accelerare i processi potrà contribuire anche l'intervento dei Governi, sotto forma di incentivi per le nuove tecnologie ecologiche o con normative mirate a penalizzare le tecnologie meno efficienti. I settori di mercato in cui si è diffuso l'utilizzo delle lampade a LED sono molteplici.

ARREDO URBANO

Da qualche tempo ormai, i sistemi a LED vengono utilizzati per illuminare edifici, ponti e monumenti nelle città. Grazie alla loro flessibilità e alla possibilità di disporre della luce nei colori desiderati, i LED offrono soluzioni illuminotecniche altrimenti irrealizzabili con le tecnologie esistenti: ad esempio, l'illuminazione radente colorata, le linee nette di separazione tra luce e ombra e l'eliminazione dei fenomeni d'inquinamento luminoso sulle finestre.

I vantaggi sono anche di natura economica, per i costi di manutenzione inferiori e il basso consumo energetico, ed estetica per la valorizzazione degli edifici e delle strutture architettoniche. Si prevede che questa tendenza continuerà anche in futuro.

UFFICI

Negli uffici l'applicazione dei LED è piuttosto recente e resta ancora circoscritta: si pensi, ad esempio, alle luci da scrivania o all'illuminazione d'emergenza. Il rapporto costo/lumen è troppo elevato perché i LED, almeno nei prossimi anni, siano considerati validi sostituti dei tradizionali apparecchi d'illuminazione generale. Le prestazioni dovranno essere migliorate (almeno superando gli 80 lm/W a livello di sistema) per renderli competitivi.

Tuttavia, le prospettive sono buone. In futuro, i LED saranno integrati nei soffitti, nelle pareti e nella pavimentazione per illuminare corridoi e ingressi. Tra qualche anno vedremo le prime soluzioni a LED "mirate" in aree specifiche degli uffici, come reception, mense e zone d'accoglienza per i visitatori, dove si richiedono effetti più decorativi. Si tratterà, in genere, di installazioni sofisticate e prestigiose.

Nei prossimi anni compariranno le prime soluzioni in grado di competere con i sistemi fluorescenti compatti dal punto di vista dei costi di gestione complessivi. Nell'arco di 5 - 10 anni i LED dovrebbero, infine, diventare una valida alternativa per l'illuminazione generale. Perché la tecnologia LED soppianti definitivamente le soluzioni esistenti si dovrà attendere probabilmente almeno un decennio.

AREE INDUSTRIALI

Come sostituti di apparecchiature esistenti o nella conversione degli impianti tradizionali, i LED si stanno imponendo in piccole nicchie dell'industria, soprattutto per l'illuminazione di aree a rischio d'incendio o esplosione (dispositivi conformi alla Direttiva ATEX). I LED sono ideali perché operano a bassissima tensione di sicurezza (SELV), in genere 12 o 24 V.

Altri punti a favore sono l'affidabilità e la lunga durata: in questi

ambienti i guasti possono essere estremamente onerosi e pericolosi. L'accensione immediata e senza sfarfallii rende i LED particolarmente adatti all'illuminazione d'emergenza e di sicurezza. Tuttavia, anche qui occorrerà ancora una decina d'anni prima che gli impianti d'illuminazione generale a LED vengano installati come prima scelta, e in numero consistente, nei settori manifatturiero, della produzione di gas e petrolio, delle raffinerie e dei trasporti terrestri e marittimi.

ILLUMINAZIONE STRADALE

Da alcuni anni i gruppi di LED vengono installati in sostituzione delle lampade a incandescenza nella segnaletica stradale e nei semafori, soprattutto negli Stati Uniti (30% circa nel 2002) e in Europa. Il risparmio energetico è consistente, principalmente perché i LED rossi non richiedono filtri mentre le normali lampade ad incandescenza con filtri colorati possono dissipare fino al 90% della luce disponibile.

Determinante è l'alta affidabilità dei LED: la sostituzione delle lampade è costosa ed i segnali non funzionanti possono costituire un pericolo. Nell'arco di circa 5 anni si stima che tutti i semafori funzioneranno a LED. Nelle aree residenziali e pedonali l'illuminazione decorativa a LED abbellisce l'ambiente urbano e ottime prospettive s'intravedono anche per l'illuminazione notturna delle strade, ad esempio integrando le sorgenti illuminanti in marciapiedi o recinzioni.

L'illuminazione stradale generale, tuttavia, pone le maggiori sfide per i LED, che si devono scontrare con una nuova generazione di lampade HID compatte dalle enormi potenzialità. Gli ostacoli ad un ampio utilizzo dei LED sono i costi, ancora troppo alti, e le insufficienti prestazioni della luce bianca. Non si esclude che i LED potranno trasformare il nostro concetto di illuminazione stradale in futuro, ma ci vorranno ancora degli anni prima di vederli applicati in maniera davvero diffusa.

HOTEL

Gli hotel scelgono l'illuminazione a LED per finalità decorative (colori, effetti dinamici), ad esempio nei saloni d'ingresso e nelle reception. Altre installazioni sono le lampade da comodino e gli apparecchi a piantana. I costi d'illuminazione per il settore alberghiero sono alti e, dato che un faretto a LED da 3 W equivale ad una lampada alogena da 20 W, il passaggio ai LED avrebbe notevoli vantaggi economici. Il risparmio energetico permette tra l'altro di enfatizzare le credenziali ecologiche degli hotel, in un contesto in cui la tutela ambientale è di forte attualità.

Una difficoltà che rimane per i LED è produrre con efficienza una calda luce bianca. Dati i costi iniziali e le prestazioni, occorreranno ancora alcuni anni prima che i LED siano considerati validi sostituti delle lampade alogene o fluorescenti per l'illuminazione generale; in alcune aree, tuttavia, questo processo è già molto diffuso.

RISTORANTI, BAR, CAFFÉ

In questo settore, dove gli effetti decorativi sono essenziali, i sistemi a LED stanno prendendo rapidamente piede. Per le insegne, ad esempio, i LED offrono vantaggi rispetto alle tradizionali lampade al neon dato che sono più piccoli, più resistenti ed hanno una durata della vita maggiore; inoltre richiedono meno manutenzione, risparmiano energia e sono più sicuri, grazie alle basse tensioni utilizzate.

Inoltre, l'uso dinamico del colore ed i nuovi effetti offrono ai gestori dei locali pubblici l'opportunità di differenziarsi e di creare ambienti più piacevoli per i clienti. È una tendenza che si prevede in rapido sviluppo.

STRUTTURE SANITARIE

Grazie ai LED, oggi è molto più facile utilizzare la luce colorata e le soluzioni che prevedono l'impiego di luce colorata, a fluorescenza o a LED, si stanno rapidamente diffondendo nel settore sanitario. I nuovi sistemi di controllo, più sofisticati, consentono di gestire con semplicità e in modo dinamico i fasci cromatici.

Anche gli ospedali possono diventare più accoglienti attraverso un uso sapiente della luce colorata, capace d'influenzare il benessere, le emozioni e l'umore dei pazienti. Un chiaro esempio è rappresentato da una soluzione proposta da Philips per la risonanza magnetica, basata sulla tecnologia LED: la luce diventa un mezzo di comunicazione con il medico e le variazioni d'intensità e di colore migliorano il comfort dei pazienti, li aiutano a comprendere ciò che sta accadendo e riducono l'ansia.

Per i prossimi anni si prevede, quindi, un ampliamento delle aree di applicazione della tecnologia LED in ambito ospedaliero: dalla risonanza magnetica ad altri reparti e ad altri segmenti del settore sanitario.

NEGOZI

Nell'ambito della vendita di prodotti le soluzioni che sfruttano le lampade a led sono molteplici. Nei banchi frigo dei supermercati, i LED stanno già sostituendo le lampade TL fluorescenti e continueranno a farlo anche in futuro, in numero sempre maggiore. Anche dal punto di vista dei costi di gestione, i frigoriferi

sono un eccellente ambito di applicazione per i LED. A -20°C , le tradizionali lampade TL hanno un funzionamento sub ottimale perché vedono compromessi il rendimento e la durata. I LED, invece, non risentono del freddo, sono più efficienti e durano addirittura più a lungo del frigorifero. Minori sono anche le possibilità di subire danni.

Per quanto riguarda l'introduzione di LED con prestazioni analoghe alle soluzioni tradizionali all'interno dei supermercati, entro un breve tempo saranno disponibili impianti a LED per l'illuminazione di scaffali (ottimi per il cibo in quanto i LED non riscaldano il prodotto) e, subito dopo, mini-faretti a LED ad alta efficienza. Questi sistemi d'illuminazione dovranno avere un ingombro minimo; i LED compatti sono perfetti e allargheranno le aree di applicazione in questo settore.

Tra alcuni anni, i LED dovrebbero trovare applicazione anche nell'illuminazione generale delle aree di vendita al dettaglio, specie in virtù del risparmio energetico che questa tecnologia consente.

Nel settore dei negozi di abbigliamento e di alta moda i LED hanno un enorme potenziale; già ora vengono utilizzati per creare atmosfere ricercate ed effetti dinamici. Nell'illuminazione degli scaffali, ad esempio, potranno agevolmente scalzare le tradizionali lampade fluorescenti, più ingombranti, e provvederanno all'illuminazione radente colorata tra un espositore e l'altro.

Nell'illuminazione generale, i LED si troveranno a competere con la soluzione che attualmente detiene il primato di vendita in questo tipo di negozi: gli avanzati sistemi HID compatti, eccellenti per prestazioni e valori di lumen. Occorreranno, dunque, dai 5 ai 10 anni prima che le soluzioni di illuminazione a LED comincino a essere preferite per questo tipo di applicazione all'interno dei punti vendita. I LED hanno anche sostituito le lampade al neon, ad incandescenza e fluorescenti nelle insegne dei negozi, grazie ai bassi consumi energetici, ai colori brillanti e alla lunga durata. Cominciano ad apparire anche i primi sistemi d'illuminazione a LED per espositori.

ILLUMINAZIONE DOMESTICA

I LED illuminano anche le case, soprattutto a scopo decorativo e molto spesso con l'impiego di luce colorata. Una caratteristica che li rende particolarmente accattivanti è la possibilità di variare il colore della luce, per creare effetti personalizzati o scegliere la tinta in base al gusto o alle esigenze dell'utente.

La luce a LED "plasma" l'atmosfera di una stanza o cambia il colore degli oggetti d'arredo. E non è tutto: la luce si può anche programmare, perché la variazione di colore sia continua. Gra-

zie alla forma flessibile e compatta, i LED vengono integrati nei mobili, nelle cucine e nei bagni per ottenere un risultato di grande raffinatezza. Anche in questo caso, i LED possono essere di uno o piú colori.

Queste sorgenti trovano applicazione anche per l'illuminazione decorativa e dei giardini. I consumi energetici sono bassi e le dimensioni compatte e sono, quindi, attuabili soluzioni wireless alimentate a energia solare o a batteria. La quantità di luce prodotta resta, tuttavia, troppo scarsa per l'illuminazione generale. Nei prossimi anni, l'emissione luminosa dei LED continuerá ad aumentare, consentendo l'ampia diffusione di sistemi d'illuminazione generale sul mercato a partire dai prossimi anni. I bulbi a LED per applicazioni generiche sono ampiamente diffusi e vengono offerti in sostituzione delle lampade ad incandescenza e alogene. Il rapporto prezzo/prestazioni non é ancora, tuttavia, sufficientemente competitivo rispetto alle lampadine tradizionali.

Le prime soluzioni a LED realmente idonee per l'illuminazione generale, da sostituire alle lampade ad incandescenza, stanno arrivando gradualmente sul mercato, ma presentano costi ancora non competitivi.

3 | PILOTAGGIO DELLE LAMPAD A LED

INDICE

3.1	Controllo dell'assorbimento di armoniche da rete	20
3.2	Descrizione dei circuiti risonanti	25
3.2.1	I convertitori risonanti	26
3.2.2	Commutazione a tensione zero e corrente zero .	27
3.2.3	Classificazione dei Convertitori risonanti	28
3.2.4	Convertitori con risonanza lato carico	29
3.2.5	Concetti fondamentali sui circuiti risonanti . . .	31
3.2.6	Convertitori con risonanza lato carico	33
3.2.7	Caratteristiche di funzionamento in regime per- manente	39

Il primo utilizzo dei LED era legato alla segnalazione dello stato delle correnti all'interno dei circuiti e delle schede elettroniche. A questo scopo i LED venivano alimentati con una semplice resistenza in serie.

Con l'avvento invece dei LED ad alta intensità, capaci di produrre un fascio luminoso consistente a differenza dei primi componenti nei quali la luce emessa era notevolmente bassa, le correnti e le tensioni in gioco sono via via aumentate; le correnti infatti hanno raggiunto valori dell'ordine delle centinaia di milliampere e questo ha comportato un notevole innalzamento della dissipazione di potenza sui componenti resistivi. Si è reso perciò necessario l'introduzione di stadi di conversione dell'energia quali i convertitori DC-DC allo scopo di garantire alte prestazioni e limitare le perdite.

In particolare questi convertitori devono garantire un basso consumo di energia e la possibilità di controllare la corrente che attraversa i LED stessi; inoltre è richiesto un ingombro ridotto dei componenti utilizzati per il convertitore ed una durata della vita degli stessi paragonabile a quella dei LED.

Esistono diverse soluzioni. Le più semplici sfruttano convertitori buck, boost o buck-boost, mentre le soluzioni più complesse prevedono l'uso di convertitori isolati quali forward, flyback e push-pull. In entrambi i casi, per il controllo della corrente sui LED si rende necessaria l'introduzione nel circuito di una resistenza di sensing in serie, di valore notevolmente ridotto per

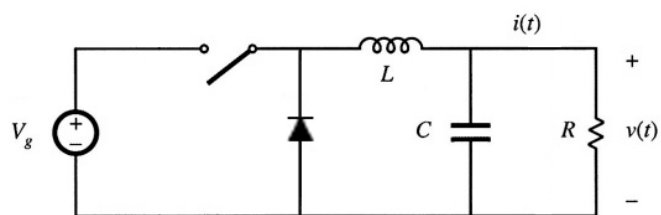


Figura 3: Convertitore buck. [6]

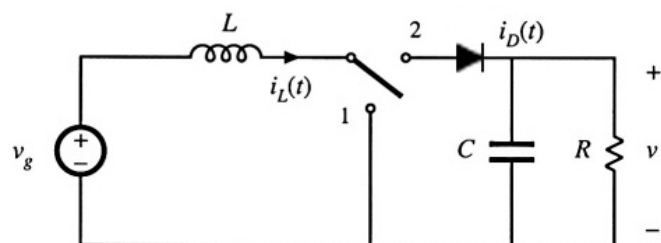


Figura 4: Convertitore boost. [6]

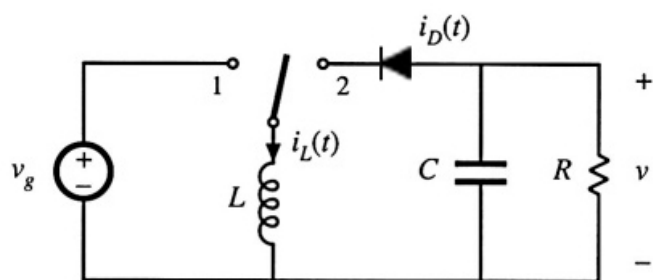


Figura 5: Convertitore buck-boost. [6]

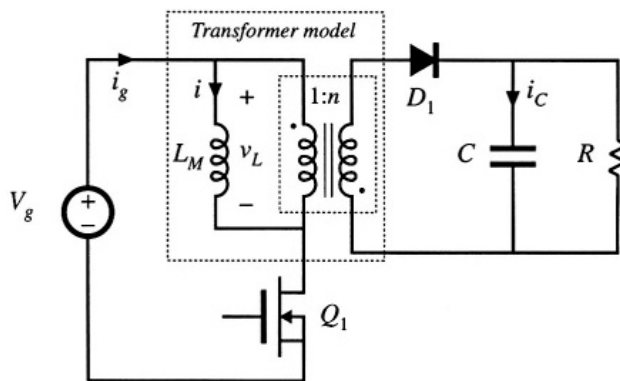


Figura 6: Il convertitore flyback deriva direttamente dal convertitore back-boost. Questa tipologia introduce l'isolamento galvanico che permette di isolare l'ingresso dall'uscita. [6]

non aumentare le perdite per dissipazione. Nei convertitori isolati inoltre essa dovrà essere isolata per non perdere i vantaggi dell'isolamento galvanico tra uscita ed ingresso.

Una soluzione facilmente commercializzabile richiede l'utilizzo di driver economici e compatti, tali da poter essere inseriti nei socket E-27 standard delle lampadine ad incandescenza, in modo da facilitarne la sostituzione senza la modifica dei supporti esistenti. Le normative esistenti richiedono comunque l'isolamento galvanico tra alimentazione e lampada, riducendo di fatto la scelta a convertitori isolati.

Tra le possibili soluzioni la più semplice ed utilizzata è la tipologia flyback, che deriva direttamente da un convertitore buck-boost dove l'induttanza è sostituita con un mutuo induttore.

Questo convertitore presenta alcuni svantaggi, quali il sottoutilizzo del nucleo magnetico e lo stress di tensione ai capi dell'interruttore, dovuto all'induttanza di dispersione, che richiede l'utilizzo di snubber portando un aumento della complessità circuitale e rendendo più complicata la riduzione delle dimensioni.

Altre soluzioni più efficaci sono quelle che prevedono l'utilizzo di convertitori risonanti i quali permettono al convertitore di lavorare in regime di soft-switching. Con questa tecnica è possibile aumentare la frequenza di lavoro fino a centinaia di kHz, minimizzando così i le dimensioni dei componenti e limitando le perdite in commutazione, sfruttando al massimo i componenti magnetici presenti.

Visto che le potenze in gioco sono relativamente basse, attorno ai 10-15 W, le soluzioni multi stadio possono essere scartate a causa della loro maggiore complessità e dei costi elevati.

Data inoltre la necessità di alimentare mediante tensione di re-

te, componente che raddrizzata e stabilizzata può raggiungere valori prossimi ai 350 V, un carico che necessita di differenze di potenziale nell'ordine delle decine di volt, in funzione del numero di led impiegati nella lampada, si richiede che i convertitori abbiano bassi rapporti di conversione.

3.1 CONTROLLO DELL'ASSORBIMENTO DI ARMONICHE DA RETE

Un aspetto da valutare nella progettazione dei convertitori è quello legato all'assorbimento di armoniche dalla rete. Tuttavia la forma d'onda tipica delle corrente assorbita da tale circuito si scosta molto dall'andamento sinusoidale. Con la diffusione di dispositivi elettronici che sfruttano questa soluzione, si ha un'introduzione di armoniche di corrente nella rete elettrica che possono influenzare la qualità della forma d'onda della tensione alternata, causando diversi problemi agli altri apparecchi collegati alla rete stessa.

Inoltre le armoniche di corrente provocano ulteriori perdite nel sistema di alimentazione e possono provocare risonanze elettriche, dando luogo ad elevate sovratensioni. L'assorbimento di armoniche dalla rete, dunque, è un ulteriore aspetto critico da valutare.

Le normative che riguardano i circuiti elettronici applicati al campo delle lampade per illuminazione sono racchiuse nella normativa EN61000-3-2; essa introduce delle particolari limitazioni per la componente di corrente prelevata dalla rete. Questi vincoli riguardano in particolare le armoniche, a seconda della potenza assorbita.

Tuttavia sulle normative EN61000-3-2 deve essere fatta una precisazione. Il testo della norma riporta esplicitamente la dicitura *lampade a fluorescenza*: le lampade trattate in questo studio sono LED, ovvero lampade a stato solido e non rientrerebbero quindi nella normativa, unica da seguire per questo tipo di applicazione. In realtà è stato scelto di seguire comunque la normativa indicata, poiché è stata valutata la questione come un'imprecisione sul testo della norma.

La lampada trattata in questa tesi rientra nella classe D, poiché è formata da una serie di 6 LED che assorbono complessivamente una potenza di circa 7 W. Per rientrare nella normativa il dispositivo deve rispettare dei limiti sulle armoniche dispari di corrente oppure, a scelta, dei limiti sulla forma d'onda della corrente assorbita, legate alla distribuzione di energia della stessa.

Per i limiti sulle armoniche é presente una tabella 1 che riporta

Tabella 1: Limiti armonici della classe D imposti dalle normative. Le limitazioni sono fornite in valore relativo, rispetto alla potenza assorbita.

Ordine di armonica n	Massimo valore di armonica ammesso [$\frac{mA}{W}$]
3	3,4
5	1,9
7	1
9	0,5
11	0,35
$13 \leq n \leq 39$	$\frac{0,85}{n}$

i valori massimi relativi alla potenza assorbita dal carico, mentre nel secondo caso si deve seguire il testo della norma: "3rd harmonic must be lower than 86% of fundamental harmonic; 5th harmonic must be lower than 61% of fundamental harmonic; the input current waveform must have a starting point = 60°, last peak = 65°, and ending point = 90°, assuming a voltage zero-crossing at 0°" Come si può vedere i limiti sulle prime due armoniche dispari sono in questo caso relativi rispetto alla fondamentale e vengono introdotti delle condizioni sulla forma d'onda della corrente, così da distribuire la sua potenza ed evitare picchi elevati.

In questo caso viene seguito il secondo caso, dato che risulta meno restrittivo.

La tensione di rete deve quindi essere prima raddrizzata e poi stabilizzata tramite un filtro capacitivo. Per rientrare nei giusti valori di armoniche viene quindi posto all'uscita del ponte di Greatz un condensatore, dimensionato per trovare il giusto equilibrio tra stabilizzazione della tensione continua in uscita e la riduzione del conseguente picco della corrente assorbita. Infatti se il condensatore di ingresso ha un valore sufficientemente elevato, si avrà anche un elevato contenuto armonico a bassa frequenza nella corrente in ingresso. Questa soluzione però ha il vantaggio di ridurre al minimo gli elementi reattivi all'interno del convertitore che il loro dimensionamento non dovrà essere fatto per sopportare elevate oscillazioni di potenza da rete.

Una soluzione valida potrebbe essere anche l'utilizzo di un PFC (Power Factor Corrector) per impostare la forma d'onda della corrente assorbita dal ponte raddrizzatore; così facendo si ridurrebbe al minimo il valore di capacità di ingresso a fronte di un

fattore di potenza elevato. Per soddisfare il bilancio di potenza istantaneo però i componenti reattivi del circuito dovrebbero essere dimensionati in modo tale da sopportare le forti oscillazioni energetiche imposte, in particolare il condensatore di uscita dovrebbe avere un valore elevato per ridurre al minimo il ripple di corrente all'uscita.

Lo studio seguente ha infatti lo scopo di ottimizzare la capacità del condensatore e dell'oscillazione sulla tensione continua in ingresso al convertitore.

Per analizzare il circuito e dimensionare correttamente il condensatore di filtro si considera uno schema semplificato, formato da: un generatore di tensione alternata raddrizzata e un diodo che simulano la forma d'onda della tensione proveniente dalla rete elettrica in uscita dal ponte a diodi, dal condensatore da dimensionare e da un generatore di corrente con un valore pari alla corrente assorbita dal convertitore e dal relativo carico.

Lo studio del funzionamento di questo circuito equivalente è composto da due parti: la prima durante la fase di conduzione del diodo, ovvero sul fronte di salita della tensione raddrizzata; la seconda durante la fase di scarica del condensatore. Questa separazione è necessaria in quanto la corrente viene assorbita dal circuito solamente durante la fase di conduzione del diodo e questo fa sì che la forma d'onda corrispondente risulti impulsiva, con tutte le conseguenze che questo comporta in termini di armoniche.

Possiamo definire la tensione in ingresso al circuito equivalente semplicemente come il modulo della tensione di rete, ovvero:

$$V_s(\omega t) = |V_g(\omega t)| = V_g |\sin(\omega t)| \quad (3.1)$$

con V_g valore di picco della tensione di rete e $\omega = 2\pi f$, dove in questo caso f coincide a 50Hz.

Nel primo intervallo si ha la conduzione del diodo e quindi assorbimento di corrente dalla rete. Questa condizione avviene quando la tensione di rete è superiore alla tensione presente sul diodo. Ponendo $\omega t = \theta$, possiamo definire questo intervallo compreso tra θ_1 e θ_2 . La corrente che attraversa il diodo è pari a:

$$\begin{aligned} i_D(\theta) &= \omega_i C_{bk} \frac{dv_{dc}(\theta)}{d\theta} + \frac{P_{dc}}{v_{dc}(\theta)} \\ &= \omega_i C_{bk} V_g(\theta) + \frac{P_{dc}}{V_g \sin(\theta)} \end{aligned} \quad (3.2)$$

e quando essa si annulla il diodo si spegne e si passa al secondo intervallo. Questa condizione, che identifica θ_2 , si può determinare risolvendo l'equazione:

$$2k \cos(\theta_2) + \frac{1}{\sin(\theta_2)} = 0 \quad (3.3)$$

ovvero:

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \arcsin\left(-\frac{1}{k}\right) \quad (3.4)$$

Teoricamente il diodo dovrebbe cessare la fase di conduzione sul picco della sinusoide; in realtà esso si spegne sempre dopo e durante questo intervallo la tensione sul diodo segue quella raddrizzata.

Alla fine di questo intervallo la tensione presente sul diodo è pari a:

$$V_{dc}(\theta_2) = V_g \sin(\theta_2) \quad (3.5)$$

Nel secondo intervallo, quando cioè il diodo non è più in conduzione, la tensione in ingresso al convertitore è mantenuta dal condensatore, che inizia la sua fase di scarica. Esso è compreso tra θ_1 e $\theta_2 + \pi$, dato che l'onda sinusoidale raddrizzata ha periodo dimezzato rispetto alla normale tensione di rete.

L'equazione corrispondente risulta:

$$\omega_i C_{bk} \frac{dv_{dc}(\theta)}{d\theta} + \frac{P_{dc}}{v_{dc}(\theta)} = 0 \quad (3.6)$$

che ha come soluzione:

$$v_{dc}(\theta) = V_g \sqrt{\sin^2(\theta_2) - \frac{1}{k}(\theta - \theta_2)} \quad (3.7)$$

Alla fine di questo intervallo la tensione ai capi del condensatore è pari a quella ai capi del diodo. Considerando questa uguaglianza si può ricavare la seguente equazione:

$$\sin^2(\theta_2) - \frac{1}{k}(\theta + \pi - \theta_2) = \sin^2(\theta_1) \quad (3.8)$$

che è risolvibile numericamente per via grafica. Il risultato è riportato nella figura 7 nella pagina successiva in funzione del parametro k ; come si può notare dal grafico il valore di θ_1 risulta sempre ben inferiore, nel range di valori di interesse, a 60° , punto critico per la normativa.

L'ondulazione di tensione ai capi del condensatore risulta:

$$\Delta V_{dc} = V_g - V_1 = V_g - V_g \sin(\theta_1) = V_g [1 - \sin(\theta_1)] \quad (3.9)$$

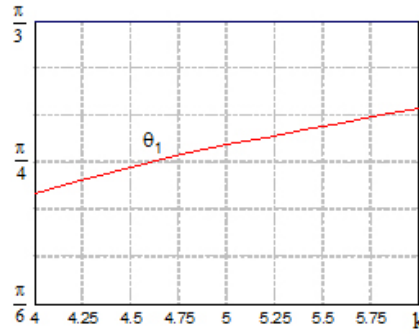


Figura 7: Andamento di θ_1 al variare del parametro k . Il valore $\frac{\pi}{3}$ è sufficientemente distante.

ed il corrispettivo valore relativo:

$$r_{vdc} = \frac{\Delta V_{dc}}{V_g} = 1 - \sin(\theta_1) \quad (3.10)$$

La figura seguente mostra le forme d'onda della tensione sul condensatore e della corrente assorbita.

A questo punto risulta necessario calcolare l'ampiezza dell'armonica di corrente fondamentale, con la terza e la quinta armonica. Utilizzando la scomposizione in serie di Fourier ed i relativi coefficienti:

$$i_{iN}(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} [a_{nN} \cos(n\theta) + b_{nN} \sin(n\theta)] \quad (3.11)$$

è possibile ricavare il valore efficace delle singole armoniche, normalizzate alla componente fondamentale:

$$I_{gnN} = \sqrt{a_{nN}^2 + b_{nN}^2} \quad (3.12)$$

Le ampiezze normalizzate della terza e quinta armonica alla fondamentale sono raffigurate, come funzioni del parametro k , nel grafico di figura 8 a fronte, dove sono visibili anche i limiti sulle armoniche impostati dalla normativa EN61000-3-2, ovvero $\lambda_3 = 0.86$ e $\lambda_5 = 0.61$. Da questo grafico si possono ricavare i limiti per ciascuna armonica e, come si può notare, il caso più restrittivo è rappresentato dal valore k relativo alla quinta armonica:

$$k_{lim} = \min\{k_{lim3}, k_{lim5}\} = k_{lim5} = 5.14 \quad (3.13)$$

Dalla definizione del parametro k si può ora ricavare il valore del condensatore in ingresso, valore che risulta proporzionale alla potenza:

$$C_{bk} = \frac{2K_{lim} P_{dc}}{\omega_1 V_g^2} \quad (3.14)$$

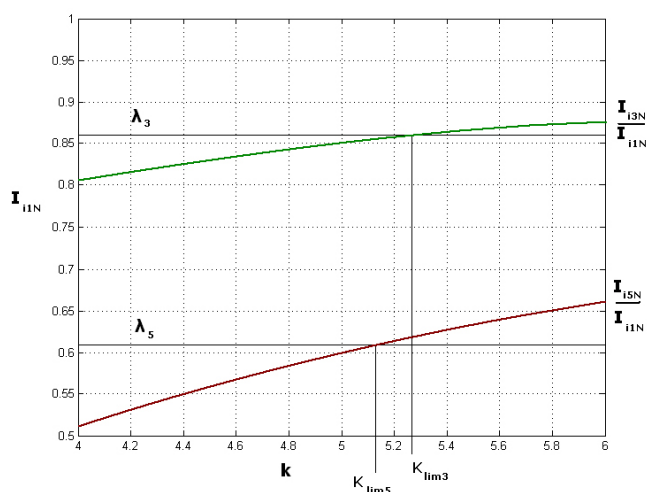


Figura 8: Ampiezze normalizzate della terza e quinta armonica alla fondamentale, in funzione del parametro k . Sono riportati anche i limiti imposti dalla normativa.

Nel caso del circuito preso in esame, che presenta una potenza assorbita di circa 8W con alimentazione da rete (tensione 230V, frequenza 50 Hz), il valore massimo del condensatore sarà di:

$$C_{in} = \frac{2 \cdot 5.14}{2\pi 50 \cdot 325^2} \cdot 7 = 2.168 \mu\text{F} \quad (3.15)$$

Da questi calcoli si può concludere che gli stessi criteri che si applicano alle lampade compatte a fluorescenza possono essere adottati anche per le lampade allo stato solido. In questo caso quindi l'utilizzo di un convertitore DC/DC abbinato ad un PFC non è conveniente, a patto che si riesca a controllare il convertitore in modo tale da compensare il ripple a 100Hz della tensione in ingresso, dato non trascurabile data la notevole variazione di tensione.

3.2 DESCRIZIONE DEI CIRCUITI RISONANTI

La scelta del circuito è caduta su un circuito risonante serie; questa particolare tipologia permette di avere commutazioni in chiusura, ovvero durante l'accensione degli switch, con una notevole riduzione delle perdite di commutazione. Nella fase di apertura degli interruttori invece, lavorando con un valore non nullo di corrente, si ha una dispersione di potenza; in questo caso è comunque possibile l'introduzione di semplici snubber non dissipativi costituiti da condensatori posti in serie agli interruttori

stessi al fine di ridurre queste perdite di commutazione.

I circuiti risonanti presentano un ingombro ridotto, dato che il blocco principale é costituito solamente da un condensatore ed un induttanza, in questo specifico caso posti in serie al carico. Il convertitore deve anche includere una o due coppie di switch, a seconda che si usi la tipologia a ponte intero o a mezzo-ponte, e un raddrizzatore per la componente in uscita. Quest'ultimo puó essere costituito da un ponte di Greatz o sfruttando un trasformatore a presa centrale, ottimizzando in questo caso il numero di diodi utilizzati e isolando galvanicamente l'uscita.

In genere nelle varie tipologie di convertitori dc-dc gli interruttori danno luogo a notevoli perdite legate alla commutazione, che aumentano all'aumentare della frequenza. Inoltre provocano delle interferenze elettromagnetiche EMI poiché durante le commutazioni si hanno rampe di tensione e corrente molto ripide.

Il progetto seguito in questa tesi sfrutta frequenze molto elevate, che andrebbero ad accentuare i difetti sopra citati. Perciò, quando si ha la necessità di realizzare questi tipi di convertitori, si cerca di attenuare tali inconvenienti facendo commutare gli interruttori quando la tensione o la corrente ai loro capi sono uguali a zero.

La maggior parte di questi speciali convertitori utilizza circuiti LC e perciò prendono il nome di circuiti risonanti.

3.2.1 I convertitori risonanti

I convertitori risonanti sono circuiti che sfruttano la risonanza al fine di ridurre le perdite di commutazione durante la conversione dell'energia.

Nel ponte in ingresso ai normali convertitori, durante l'intervallo di commutazione, circola negli interruttori la corrente di uscita, di ampiezza costante I_0 .

Il valore delle tensioni e delle correnti in gioco sugli interruttori determina le perdite di commutazione. Il loro valore medio, essendo proporzionale alla frequenza di commutazione, pone un limite all'aumento della frequenza di funzionamento del circuito, per non ridurre eccessivamente il rendimento del sistema.

Un ulteriore svantaggio di questi convertitori é la generazione di rampe di corrente e tensione elevate (valori elevati di di/dt e dv/dt), necessarie per avere una notevole velocità di cambiamento di stato degli interruttori e contenere così le perdite di commutazione.

Inoltre nell'interruttore sono presenti un'elevata corrente e un'elevata tensione nello stesso istante; questo significa che il com-

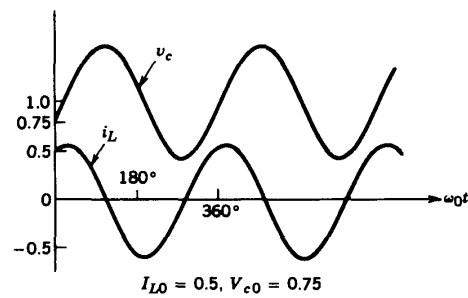


Figura 9: Forme d'onda tipiche dei circuiti risonanti serie. La corrente risulta sfasata rispetto alla tensione per effetto dei componenti reattivi. [7]

ponente deve essere in grado di sopportare elevate sollecitazioni di commutazione, funzionando perciò all'interno di un'area di funzionamento sicuro SOA (Safe Operating Area) e questo comporta un notevole vincolo in fase di progettazione.

3.2.2 Commutazione a tensione zero e corrente zero

Nei convertitori elettronici di potenza si è reso necessario usare frequenze di commutazione elevate, dell'ordine dei megahertz, al fine di ridurre la dimensione ed il peso dei trasformatori e dei componenti di filtro per contenere costi ed ingombri del circuito. Per poter raggiungere frequenze di lavoro elevate si devono quindi superare i problemi legati alla sollecitazione degli interruttori, alle perdite di commutazione e alle interferenze elettromagnetiche.

Le sollecitazioni degli interruttori vengono tipicamente ridotte con l'introduzione di semplici circuiti dissipativi di protezione, detti snubber, costituiti solitamente da diodi e componenti passivi, posti in serie o in parallelo agli interruttori del convertitore.

Tuttavia questi circuiti spostano soltanto le perdite dovute alle commutazioni dall'interruttore al circuito di snubber e non si ottiene così una riduzione globale delle perdite, ma solamente una riduzione delle sollecitazioni sugli interruttori.

Una valida alternativa ai circuiti dissipativi, utilizzabile nei convertitori statici, sta nell'utilizzo di appropriate topologie e strategie di commutazione, che permettono di superare il problema delle sollecitazioni degli interruttori, delle perdite di commutazione e delle interferenze EMI, aprendo e chiudendo gli interruttori del convertitore quando la tensione o la corrente su di essi sono pari a zero.

Se le commutazioni di chiusura e di apertura avvengono in

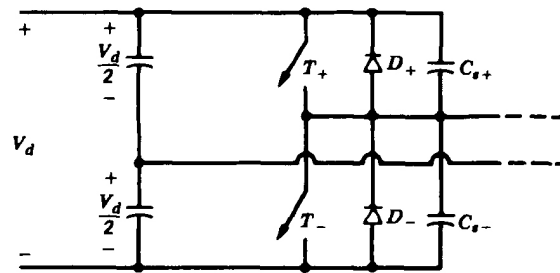


Figura 10: Gli snubber applicati ai circuiti risonanti permettono di ridurre le sollecitazioni sugli interruttori a fronte di un modesto aumento della complessità del circuito. [7]

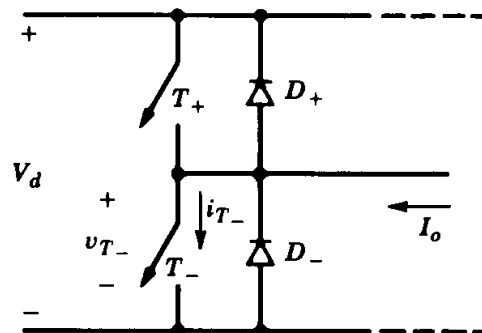


Figura 11: Inverter a singolo ramo usato per generare l'onda quadra in ingresso al circuito risonante. [7]

condizioni di tensione e/o corrente nulla si ha una sostanziale riduzione dei problemi legati all'utilizzo degli interruttori, come mostrato nella figura 12 nella pagina successiva, dove si può notare la differenza dei luoghi dei punti durante la commutazione con queste tipologie rispetto a quelle che necessitano dell'interruzione di corrente.

3.2.3 Classificazione dei Convertitori risonanti

I convertitori risonanti sono quindi una combinazione di topologie di convertitori che permettono di avere commutazioni a tensione e/o corrente nulla. Essi possono essere divisi in quattro categorie:

1. Convertitori con risonanza lato carico (load-resonant)
2. Convertitori con risonanza relativa all'interruttore (resonant-switch)

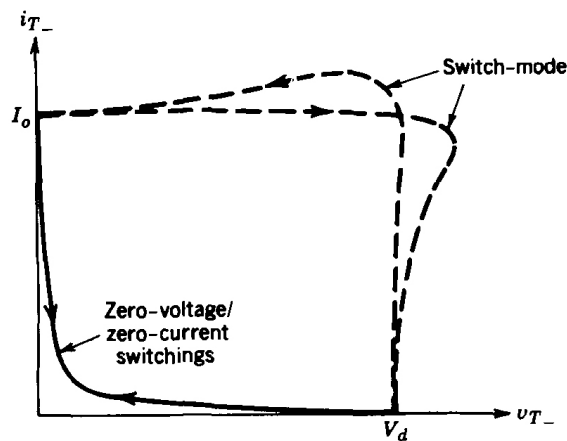


Figura 12: Il grafico del luogo dei punti mostra efficacemente la riduzione della potenza dissipata durante le commutazioni con l'utilizzo di circuiti risonanti. [7]

3. Convertitori con risonanza lato dc (resonant-dc-link)
4. Convertitori con collegamento in alta frequenza a semiperiodi

Nel progetto sviluppato viene utilizzata una tipologia di convertitori con risonanza lato carico ed in particolare con gli elementi passivi posti in serie al carico.

3.2.4 Convertitori con risonanza lato carico

I convertitori di questo tipo incorporano al loro interno un circuito LC risonante. La corrente e la tensione applicate al carico oscillano grazie alla risonanza di LC ed in questo modo gli interruttori dell'inverter possono funzionare con tensioni e/o correnti nulle.

Esistono due tipologie di circuito, con il circuito risonante in serie o in parallelo al carico. In questi convertitori la potenza trasferita al carico è controllata dall'impedenza del circuito risonante controllata a sua volta dalla frequenza di commutazione confrontata con la frequenza di risonanza del circuito LC. Questi convertitori dc-dc e dc-ac possono essere ulteriormente classificati nel seguente modo:

1. Convertitori a tensione impressa con risonanza di tipo serie
2. Convertitori risonanti con carico in serie: SLR (Series-Loaded Resonant)

3. Convertitori risonanti con carico in parallelo: PLR (Parallel-Loaded Resonant)
4. Convertitori risonanti ibridi
5. Convertitori a corrente impressa con risonanza di tipo parallelo
6. Convertitori risonanti in classe E e sottoclasse E

Esistono altre tipologie di convertitori risonanti, classificate a seconda della disposizione del circuito risonante e del suo funzionamento.

In certi tipi di convertitori, il circuito risonante può essere utilizzato per variare la tensione e la corrente sull'interruttore in modo da ottenere una commutazione con tensione e/o corrente zero. In questi convertitori con risonanza relativa all'interruttore (Resonant-Switch), in un periodo della frequenza di commutazione vi sono intervalli di funzionamento risonante e non risonante. Quindi sono detti convertitori quasi risonanti.

Essi possono essere classificati sotto diverse categorie:

1. Convertitori dc-dc con risonanza relativa all'interruttore (resonant-switch)
 - convertitori con commutazione a risonanza zero: ZCS (zero-current-switch);
 - convertitori con commutazione a tensione zero: ZVS (zero-voltage-switch);
2. Convertitori con commutazione a tensione zero a tensione limitata: ZVS – CV (zero-voltage-switching-clamped-voltage), detti anche convertitori pseudorisonanti (pseudo-resonant) e convertitori risonanti in transizione (resonant-transition)

Un diverso tipo di convertitori presenta la risonanza sul carico DC. A differenza degli inverter dc-ac convenzionali con PWM, dove l'ingresso in continua V_d ha un'ampiezza fissa e l'uscita sinusoidale è ottenuta con modulazione PWM, nei convertitori risonanti lato dc l'ingresso è fatto oscillare attorno a V_d mediante un circuito risonante LC, così che la tensione d'ingresso rimanga nulla per un periodo di tempo durante il quale può essere cambiato lo stato degli interruttori dell'inverter, in modo tale da avere una commutazione a tensione zero.

Infine sono presenti convertitori con collegamento in alta frequenza a semiperiodi. In questo tipo di circuiti l'ingresso monofase o trifase è costituito da una componente sinusoidale alternata ad alta frequenza. usando interruttori bidirezionali è possibile sintetizzare una tensione alternata a una bassa frequenza con ampiezza e frequenza regolabile, oppure una tensione continua con una ampiezza regolabile, se gli interruttori sono chiusi e aperti al passaggio dallo zero della tensione d'ingresso.

3.2.5 Concetti fondamentali sui circuiti risonanti

In questo paragrafo verranno analizzati i circuiti risonanti serie, ovvero la tipologia di interesse per lo studio proposto. Nella figura 13 è mostrato un circuito risonante serie non smorzato, ovvero dove sono presenti solo componenti induttivi e capacitivi, nel quale la tensione di ingresso è fissata ad un valore iniziale V_d al tempo t_0 .

Le equazioni che descrivono questo circuito sono le seguenti:

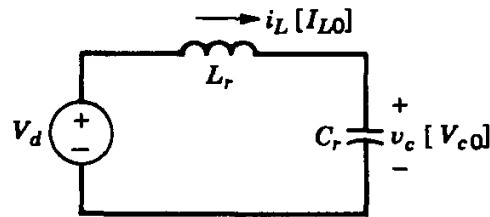


Figura 13: Circuito risonante serie non smorzato. Sono ben visibili in questo caso i componenti fondamentali per la risonanza. [7]

$$L_r di_L dt + V_c = V_d \quad (3.16)$$

e

$$C_r dv_c dt = i_L \quad (3.17)$$

dove i_L è la corrente nell'induttore e V_c la tensione sul condensatore.

Le soluzioni per questo sistema di equazioni sono le seguenti:

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_d - V_{c0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (3.18)$$

e

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{c0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0 I_{L0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (3.19)$$

dove sono state definite due variabili fondamentali per l'analisi del circuito:

$$\text{pulsazione di risonanza: } \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

e

$$\text{impedenza caratteristica: } Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

Per rappresentare in un grafico v_c e i_L normalizzate si utilizzano come valori di base:

$$V_{base} = V_d$$

e

$$I_{base} = \frac{V_d}{Z_0}$$

Con la pulsazione di risonanza ω_0 e l'impedenza caratteristica Z_0 definite in precedenza, si può ricavare la risposta in frequenza di un circuito risonante serie con l'introduzione di un elemento resistivo, come mostrato in figura 14 nella pagina successiva. In presenza di una resistenza di carico R , si definisce un'altra grandezza, chiamata fattore di quantità Q , nel seguente modo:

$$Q = \frac{\omega_0 L_r}{R} = \frac{1}{\omega_0 C_r R} = \frac{Z_0}{R} \quad (3.20)$$

La figura 14 a fronte mostra appunto il modulo Z_s dell'impedenza del circuito risonante in funzione della pulsazione, dove il fattore di qualità Q è assunto come parametro ed R è costante. Si osserva che Z_s è una resistenza pura uguale ad R per $\omega_s = \omega_0$, mentre per elevati valori di Q è molto sensibile alla variazione di pulsazione rispetto a ω_0 .

La figura 14 nella pagina successiva mostra inoltre l'angolo di fase della corrente in funzione della pulsazione. Per pulsazioni inferiori a ω_0 , ovvero nel caso in cui $\omega_s < \omega_0$, la corrente è in anticipo rispetto alla tensione, poiché l'impedenza del condensatore predomina su quella dell'induttore; per pulsazioni superiori a ω_0 invece la corrente è in ritardo rispetto alla tensione, dato che l'impedenza dell'induttore predomina su quella del condensatore; l'angolo di sfasamento della corrente si avvicina a -90° .

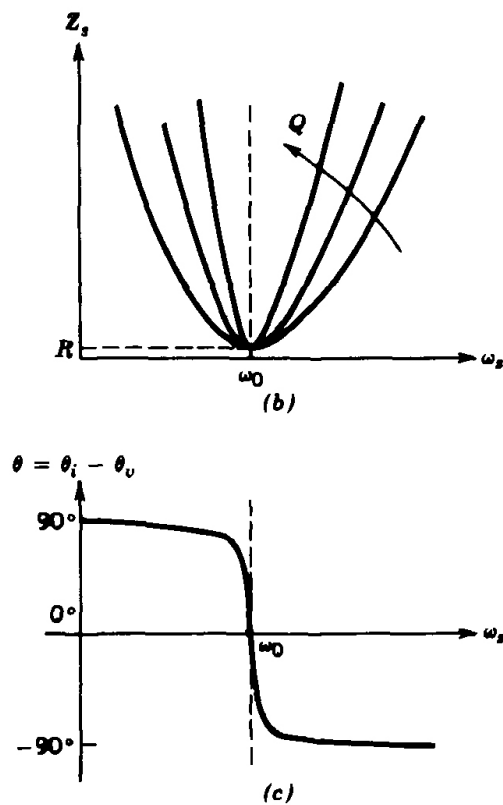


Figura 14: Risposta in frequenza caratteristica di un circuito risonante serie. [7]

3.2.6 Convertitori con risonanza lato carico

In questi convertitori viene usato un circuito risonante LC che permette di avere una tensione e una corrente oscillante sul carico; in questo modo le commutazioni avvengono con tensione e/o corrente zero.

Nella figura 15 nella pagina seguente è rappresentata una configurazione a mezzo ponte di un convertitore risonante con carico in serie (SRL: series loaded resonant). Le forme d'onda e i principi di funzionamento sono uguali a quelli di una configurazione a ponte.

Si può inserire un trasformatore per ottenere l'ampiezza desiderata della tensione d'uscita e per isolare galvanicamente l'uscita dall'ingresso. Il circuito risonante serie è costituito da L_r e C_r e la corrente che in esso circola viene poi raddrizzata tramite un apposito ponte a diodi; in questo modo lo stadio di uscita viene alimentato dalla corrente che scorre sul circuito risonante raddrizzata ($|i_L|$).

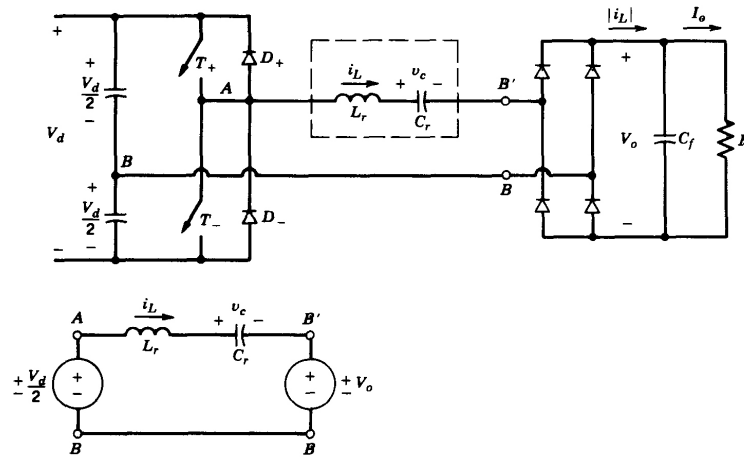


Figura 15: Convertitore DC-DC con risonanza in serie lato carico. si possono notare i tre blocchi che lo compongono: ingresso con ponte di interruttori, circuito risonante, uscita con raddrizzatore. è riportato inoltre il circuito equivalente semplificato. [7]

Quindi, come indicato dal nome, il carico si presenta in serie con il circuito risonante. Il condensatore di filtro C_f posto sull'uscita è normalmente di capacità molto grande e quindi la tensione su di esso può essere ritenuta continua e priva di ogni ripple. Per semplificare l'analisi si può utilizzare il circuito equivalente riportato in figura e si suppone che siano trascurabili le perdite di resistenza nel circuito risonante.

La tensione d'uscita V_0 in questo circuito è riportata all'ingresso del raddrizzatore come $V_{b',b}$, valore che coincide con V_0 se la corrente sul circuito risonante è positiva mentre è pari a $-V_0$ se essa è negativa. Quando i_L è positiva, passa attraverso T se esso è chiuso; altrimenti circola attraverso il diodo $D-$.

Analogamente, quando i_L è negativa circola attraverso $T-$ se esso è chiuso; altrimenti circola attraverso il diodo $D+$. Quindi, nel convertitore mostrato in figura 15 si ha:

per $i_L > 0$:

$$T+ \text{ in conduzione: } \quad v_{ab} = +\frac{1}{2}V_d \quad v_{ab'} = +\frac{1}{2}V_d - V_0 \quad (3.21)$$

$$D- \text{ in conduzione: } \quad v_{ab} = -\frac{1}{2}V_d \quad v_{ab'} = -\frac{1}{2}V_d - V_0 \quad (3.22)$$

per $i_L < 0$:

$$\text{T- in conduzione: } v_{ab} = -\frac{1}{2}V_d \quad v_{ab'} = -\frac{1}{2}V_d + V_0 \quad (3.23)$$

$$\text{D+ in conduzione: } v_{ab} = +\frac{1}{2}V_d \quad v_{ab'} = +\frac{1}{2}V_d + V_0 \quad (3.24)$$

Le equazioni precedenti, che possono essere efficacemente rappresentate mediante il circuito di equivalente, mostrano che la tensione applicata ai capi del circuito risonante V_{ab} dipende dal dispositivo che é in conduzione e dal segno di i_L . La soluzione per il convertitore é applicata al circuito equivalente d per ogni intervallo, in base alle condizioni iniziali e alle tensioni V_{ab} e $V_{b',b}$, che appaiono come tensioni continue per un determinato intervallo.

Nel funzionamento simmetrico in regime permanente, entrambi gli interruttori funzionano in modo identico, cosí come i due diodi. Quindi é sufficiente analizzare solo un semi periodo di funzionamento, poiché l'altro é simmetrico.

In questo tipo di convertitore la tensione d'uscita V_0 non puó superare la tensione d'ingresso, pari a metà di V_d .

La frequenza di commutazione f_s con la quale si ripetono le forme d'onda del circuito, puó essere controllata in modo tale da essere inferiore o superiore alla frequenza di risonanza f_0 se il convertitore é costituito da interruttori auto controllati. Ci sono tre possibili modalitá di funzionamento, in funzione del rapporto tra le pulsazioni di commutazione ω_s e quella di risonanza ω_0 , rapporto che determina se la corrente sul circuito risonante circola in modo continuo o in modo discontinuo.

Modalitá di conduzione discontinua con $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_0$

La figura 16 nella pagina seguente mostra le forme d'onda del circuito in regime permanente in cui, a $\omega_0 t_0$, l'interruttore T+ é chiuso e la corrente nell'induttore aumenta rispetto al valore iniziale nullo. La tensione sul condensatore sale dal suo valore iniziale negativo $V_{c0} = -2V_0$. In questa figura sono anche mostrati i diversi intervalli di funzionamento applicati al circuito equivalente, con le rispettive tensioni.

A $\omega_0 t_1$, ovvero dopo 180° rispetto la primo intervallo, la corrente nell'induttore si inverte e passa attraverso il diodo D+ poiché

l'altro interruttore T- non é ancora chiuso. Dopo altri 180° successivi a $\omega_0 t_1$ caratterizzati da una corrente con valore massimo piú piccolo, la corrente va a zero e rimane a questo valore poiché nessun altro interruttore é chiuso. Un funzionamento simmetrico richiede che V_c durante l'intervallo di discontinuitá $\omega_0(t_3 - t_2)$ abbia valore opposto rispetto a V_c , vale a dire sia uguale a $2V_0$. Durante questo intervallo la corrente diventa discontinua, poiché la tensione presente sul condensatore, pari a $2V_0$, é minore della tensione $\frac{1}{2}V_d + V_0$, dato che $V_0 < \frac{1}{2}V_d$. A $\omega_0 t_3$ viene chiuso l'interruttore T- e inizia il semi periodo successivo.

Dalla figura 16 si può notare che, a causa dell'intervallo di di-

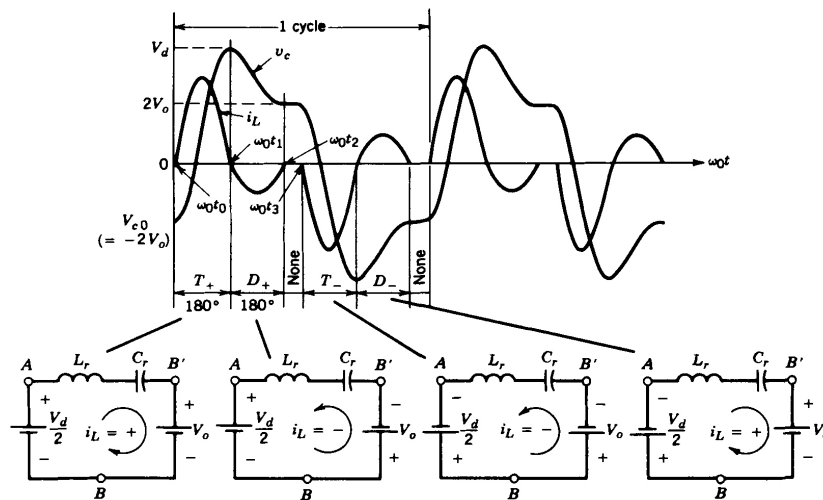


Figura 16: Forme d'onda di un convertitore risonante di tipo serie, in modalitá di conduzione continua con $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_0$. [7]

scontinuitá, un semi periodo della frequenza di funzionamento supera i 360° della frequenza di risonanza f_0 ; in questa modalitá di funzionamento si ha quindi $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_0$. Il valore medio della corrente raddrizzata che circola nell'induttore é uguale a quello della corrente di uscita I_0 che alimenta il carico alla tensione V_0 . Un vantaggio importante di questa modalitá di funzionamento riguarda l'apertura degli interruttori, che avviene, come si può vedere, con corrente e tensione nulle, dato che la corrente sull'induttore attraversa lo zero. Tuttavia essi si chiudono a corrente nulla ma non a tensione nulla. Allo stesso modo i diodi si chiudono a corrente nulla e si aprono in modo naturale con corrente nulla.

Lo svantaggio di questa modalitá é rappresentato dal picco di corrente abbastanza elevato nel circuito; ne conseguono delle perdite di conduzione maggiori rispetto al caso della modalitá

di conduzione continua.

Modalità di conduzione continua con $\frac{1}{2}\omega_0 < \omega_s < \omega_0$

In questa modalità di funzionamento l'interruttore T_+ si chiude a $\omega_0 t_0$ con un valore non nullo della corrente nell'induttore e con una tensione iniziale pari a V_D , come si può notare nella figura 17. In questo caso T_+ conduce per meno di 180° . A $\omega_0 t_0$ i_L si inverte e circola attraverso D_+ portando T_+ ad aprirsi in modo naturale. A $\omega_0 t_2$ viene chiuso T_- e i_L si trasferisce dal diodo D_+ all'interruttore T_- ; in questo modo in diodo conduce per meno di 180° poiché T_- è chiuso in anticipo rispetto alla modalità di conduzione discontinua.

In questa modalità di funzionamento gli interruttori si chi-

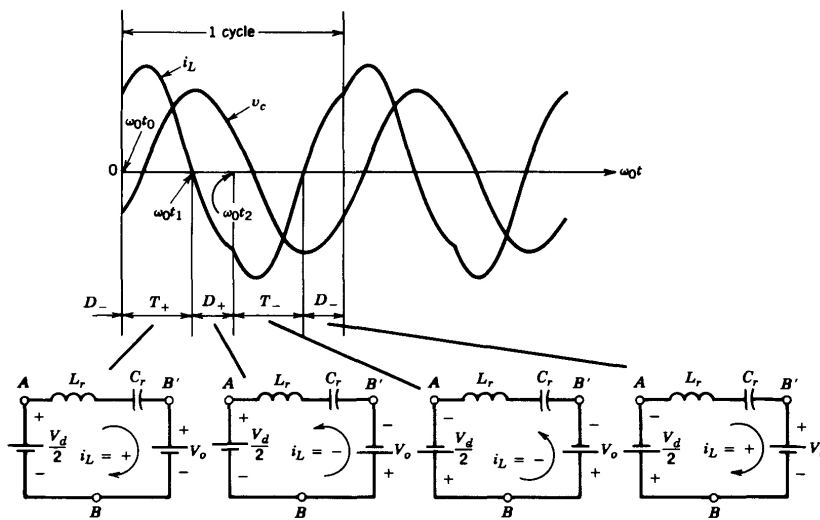


Figura 17: Forme d'onda di un convertitore risonante di tipo serie, in modalità di conduzione continua con $\frac{1}{2}\omega_0 < \omega_s < \omega_0$. [7]

dono con tensione e corrente non nulle e questo porta a delle perdite di commutazione in chiusura. Inoltre i diodi di ricircolo devono presentare delle buone caratteristiche di ripristino inverso, sia per rendere minime le perdite di apertura del diodo, sia per evitare elevati picchi di corrente inversa (spike) attraverso gli interruttori, caso che può verificarsi ad esempio al momento $\omega_0 t_2$ con la corrente che attraversa D_+ e T_- .

I vantaggi apportati da questa modalità sono invece dati dall'apertura naturale a corrente e tensione nulle degli interruttori, caso che si verifica non appena la corrente induttiva ce passa su di essi si annulla e inizia a circolare nei diodi di ricircolo. Quindi

in applicazioni a bassa frequenza di commutazione é possibile usare tiristori come interruttori.

Modalit  di conduzione continua con $\omega_s > \omega_0$

Rispetto alla precedente modalit  di conduzione continua, nella quale gli interruttori si aprono in modo naturale ma si chiudono con valori non nulli di corrente, in questa modalit  dove la pulsazione di lavoro é superiore a quella di risonanza gli interruttori sono forzati ad aprirsi con un valore non nullo di corrente, ma sono per  chiusi con corrente e tensione nulla.

La figura 18 nella pagina successiva mostra le forme d'onda del circuito nelle quali l'interruttore T+ inizia la conduzione a $\omega_0 t_0$ con corrente nulla quando la corrente nell'induttore attraversa lo zero e cambia quindi segno.

A $\omega_0 t_1$, prima ce termini il semi periodo di oscillazione della corrente, T+ é forzato ad aprirsi, facendo scorrere cos  la corrente positiva i_L attraverso il diodo di ricircolo D-.

Poich  al circuito risonante LC é stata applicata un'elevata tensione continua negativa, ovvero $v_{ab'} = -\frac{1}{2}V_d \hat{n} V_0$ nel circuito equivalente, la corrente che attraversa il diodo va a zero a $\omega_0 t_2$ rapidamente. Dal grafico in figura si nota che la frequenza di oscillazione del circuito f_0 non cambia.

In questo caso l'interruttore T- é chiuso non appena il diodo D- comincia a condurre; in questo modo pu  condurre quando la corrente i_L si inverte.

L'insieme dell'intervallo di conduzione di T+ e D- é uguale ad un semi periodo di funzionamento alla pulsazione di commutazione ω_s . Questo semi periodo é inferiore a 180° della pulsazione di risonanza ω_0 per cui si a $\omega_s > \omega_0$.

Utilizzando il circuito con questo tipo di funzionamento porta a diversi vantaggi. A differenza della modalit  con ω_s inferiore a ω_0 gli interruttori si chiudono con corrente e tensione nulle; in questo modo i diodi di ricircolo non devono avere caratteristiche veloci di ripristino inverso ed il loro dimensionamento risulta perci  meno gravoso. Uno svantaggio evidente é legato al fatto che gli interruttori devono essere forzati all'apertura proprio in prossimit  del picco della corrente i_L , causando un'elevata perdita di commutazione in apertura.

Tuttavia, dato che gli interruttori si chiudono non solo a corrente zero ma anche con tensione nulla, visto che prima della chiusura di ogni interruttore sta conducendo il diodo di ricircolo posto in parallelo a quest'ultimo, é possibile l'utilizzo di snubber costituiti semplicemente da condensatori, posti anch'essi in parallelo

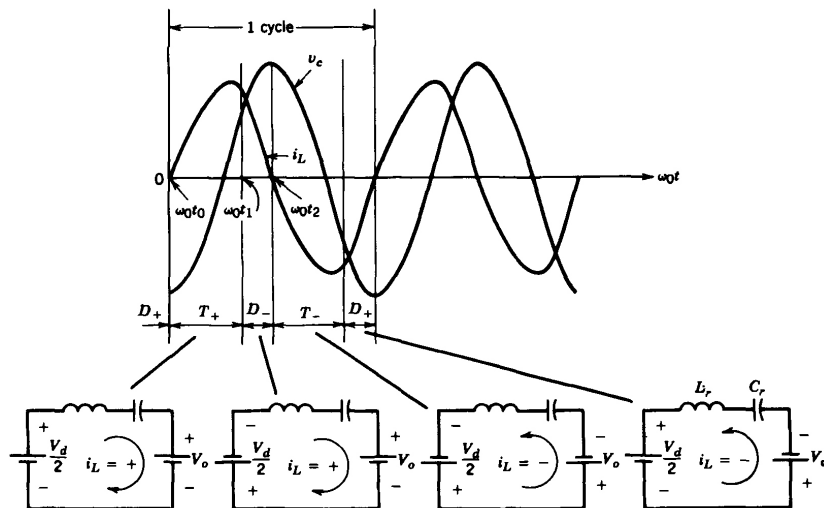


Figura 18: Forme d'onda di un convertitore risonante di tipo serie, in modalit  di conduzione continua. [7]

agli interruttori; in questo modo questi elementi aggiuntivi agiscono come circuiti di protezione senza perdite durante l'apertura degli interruttori.

Naturalmente il funzionamento al di sopra della frequenza di risonanza impone l'uso, a differenza delle precedenti modalit  di funzionamento, di soli interruttori controllati.

3.2.7 Caratteristiche di funzionamento in regime permanente

Nello studio e nella progettazione di questo tipo di convertitori risulta utile conoscere la relazione tra i valori di picco ed i valori medi delle tensioni e delle correnti presenti nel circuito nelle varie condizioni di funzionamento. Le varie grandezze, come le tensioni, le correnti e la pulsazione di commutazione ω_0 , sono normalizzate rispetto ai valori di base:

- $V_{base} = \frac{1}{2} V_d$
- $I_{base} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{Z_0}$
- $\omega_{base} = \omega_0$

La figura 19 nella pagina seguente riporta il valore normalizzato della corrente in uscita I_o in funzione del parametro ω_0 per due valori di V_o . Si pu  cos  notare che un convertitore dc-dc con risonanza in serie che funzionante in modalit  di conduzione discontinua, ovvero con $\omega_0 t_1 < 0.5$, funziona come un generatore

di corrente, cioè I_0 rimane costante al variare della resistenza di carico e quindi V_0 varia. Proprio grazie a questa caratteristica il convertitore presenta un'intrinseca capacità di protezione verso il sovraccarico nella modalità di conduzione discontinua.

Nella figura 19 è indicato con I_0 il valore medio della corrente

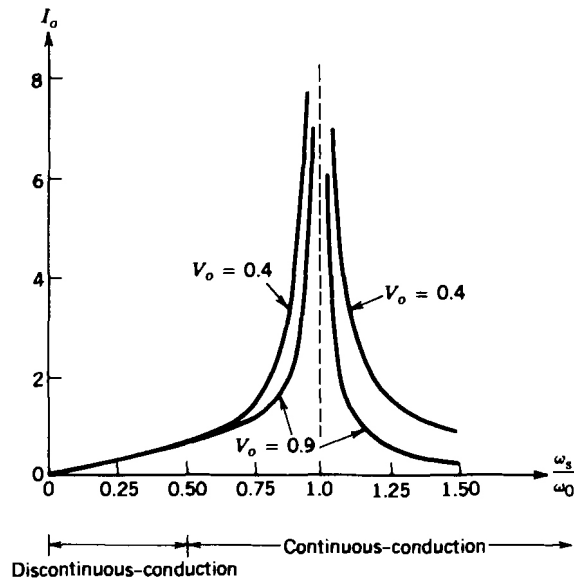


Figura 19: Caratteristiche in regime permanente di un convertitore DC-DC di tipo SLR. [7]

raddrizzata che scorre nell'induttore, assumendo che il ripple di questa componente circoli nel condensatore di filtro e ce il suo valore medio I_0 circoli nella resistenza di carico dell'uscita.

In questo tipo di convertitore il valore massimo della corrente nell'induttore, componente ce attraversa ance gli interruttori, ed il valore massimo della tensione sul condensatore possono essere parecchie volte piú alte dei valori in uscita I_0 e V_0 .

Questo puó creare problemi ai componenti utilizzati nel circuito di potenza che deve essere perciò adeguatamente dimensionato per sostenere gli stress di corrente e tensione, in particolar modo negli interruttori.

4 | PROGETTAZIONE E SIMULAZIONE DEL CONVERTITORE

INDICE

4.1	Scelte di progetto	42
4.2	Disposizione dei LED	43
4.3	Dimensionamento del circuito	44
4.4	Realizzazione del modello e simulazioni	51

Per la realizzazione del circuito di alimentazione della lampada a LED é necessario l'uso di un convertitore dc/dc isolato; osservando le varie caratteristiche e le specifiche del progetto é stato scelto un convertitore risonante LC in serie, in modalitá di conduzione continua in modo da ottenere un comportamento puramente induttivo. Questo tipo di convertitore, mostrato in

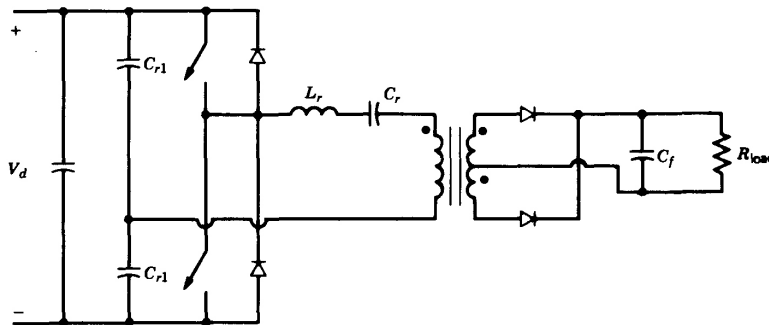


Figura 20: Schema del convertitore risonante. Il trasformatore é realizzato con presa centrale cosí da dimezzare il numero di diodi necessari per raddrizzare il segnale di uscita. [7]

figura 20, comprende un circuito composto da vari stadi:

- un ponte di interruttori che converte in onda quadra la tensione raddrizzata fornita dal ponte a diodi in ingresso e dal condensatore di filtro;
- il circuito risonante, composto dal condensatore e dall'induttanza;

un trasformatore a presa centrale per l'isolamento galvanico dell'uscita che funge anche da abbassatore di tensione, così da limitare la corrente sui componenti di potenza;

- una coppia di diodi che, uniti alla presa centrale del trasformatore, raddrizzano la componente in uscita, filtrata poi dal condensatore in parallelo al carico.

4.1 SCELTE DI PROGETTO

Per ottenere una lampada con un flusso luminoso pari a 400 lm sono stati scelti dei LED appartenenti alla serie X-LAMP della CREE.

I LED appartenenti a questa serie si differenziano per varie caratteristiche, quali il rapporto Lumen-Watt, la tensione assorbita ai suoi capi e la corrente massima tollerabile dal dispositivo.

Confrontando le caratteristiche dei vari componenti proposti, la scelta è caduta su un LED del tipo X-PE ed in particolare sui componenti dotati di un rapporto lm/W pari a 67.2. Questo LED presenta le ottime caratteristiche di luminosità presenti anche negli altri modelli, unendo in più un ingombro notevolmente ridotto.

Un'altra caratteristica che è possibile scegliere è la colorazione della luce emessa; per questo studio è stata scelta una lampada di colore bianco, ed in particolare una tonalità calda (warm white), poiché è più simile alla luce reale e risulta quindi più gradevole.

Dal Data Sheet corrispondente è possibile osservare che questo LED lavora in condizioni ottimali con una corrente di 350 mA, valore da garantire per avere la giusta emissione di luce (67.2 lm). Con questo valore di corrente ai capi del diodo sono presenti 3.2 V, mentre al raddoppiare della corrente la tensione si porta a 3.4 V; con questi dati è possibile ricavare la resistenza interna del LED, pari a 9.143 Ohm, utile per creare il modello che verrà usato nelle simulazioni. Dal Data Sheet è possibile inoltre ricavare la corrente massima che può attraversare il dispositivo, pari a 1 A, e le caratteristiche termiche della lampada.

Oltre al Data Sheet con questa serie di LED viene fornito un ulteriore documento che fornisce le indicazioni per ottimizzare la struttura finale della lampada, in modo da sfruttare a pieno il flusso luminoso prodotto e minimizzare quello disperso nelle direzioni non volute. In questa tesi la lampada è stata trattata da un punto di vista elettronico e non si è fatto perciò riferimento alla realizzazione fisica della struttura.

4.2 DISPOSIZIONE DEI LED

Per realizzare la lampada richiesta dalle specifiche di progetto é necessario l'utilizzo di piú LED, in quanto la potenze emesse come radiazione da ogni singolo LED non arrivano ai 400 lm richiesti. Data la scelta del tipo di LED (descritta nel paragrafo precedente) é stato necessario scegliere la loro disposizione nel circuito. Essendo necessari 6 LED si puó pensare di disporli in tre tipi differenti di circuito: in parallelo, in serie o in configurazione ibrida, ovvero ponendo i LED accoppiati due a due. Ognuno di questi circuiti presenta delle controindicazioni e dei vantaggi.

- Nella configurazione in parallelo essi vengono disposti in due rami con ugual numero di LED ma in opposizione: in questo modo la corrente alternata in uscita dal circuito risonante puó scorrere su una delle due file a seconda del verso positivo o negativo. Questo comporta innanzitutto l'utilizzo di un numero doppio di LED in quanto essi lavorano alternativamente solo per mezzo periodo; questo comporta uno sfruttamento ridotto dei componenti e un ingombro maggiore.
- Nella configurazione in serie é necessario l'utilizzo di un ponte a diodi per raddrizzare la tensione in uscita al circuito risonante poiché i LED sono disposti in un unico ramo. In questo modo i componenti sono sfruttati durante l'intero ciclo, a scapito dell'introduzione dei diodi per il ponte di Graetz. Il numero di diodi necessari puó però essere ottimizzato, riducendolo da quattro a due, utilizzando un trasformatore di isolamento con presa centrale, in modo da sfruttare il trasformatore comunque presente per realizzare parte del circuito raddrizzatore.
- Infine é possibile realizzare anche una configurazione ibrida, inserendo i LED a due a due su tre rami distinti, osservando di porre i due LED accoppiati in opposizione tra loro, per garantire la circolazione della corrente alternata. In questo caso però il circuito diventa piú complesso con l'introduzione di un condensatore per ogni ramo, e si do-

vrebbe utilizzare, come nel primo caso, un numero di componenti doppio.

La scelta é quindi caduta sulla configurazione con LED in serie che presenta la migliori caratteristiche per questo tipo di dispositivo.

4.3 DIMENSIONAMENTO DEL CIRCUITO

Per trovare i valori dei componenti del circuito in questione é stato considerato, in prima approssimazione, un circuito semplificato, in cui l'ingresso é fornito da un generatore di onda quadra, che simula il segnale di uscita del ponte di interruttori, mentre il carico é composto da una resistenza equivalente che tiene conto della tensione di lavoro del LED e della corrente assorbita a regime.

In questa fase sono stati considerati i valori ideali di corrente e tensione sia in ingresso che al carico, fissando quindi delle condizioni iniziali.

In particolare:

Tensione di ingresso raddrizzata: $U_i = 325 \text{ V}$

Corrente in uscita: $I_0 = 350 \text{ mA}$

Tensione sul carico: $U_0 = R_d I_0 + V_d = 20.4 \text{ V}$

Frequenza di lavoro: $f_s = 1 \text{ Mhz}$

La tensione di ingresso varierá poi per effetto della capacità di ingresso dimensionata in precedenza in base alle normative; la variazione sará infatti centrata attorno ai 270V, con un'escursione quindi di ben 110V.

La corrente in uscita risulta fissata dal momento che si tratta della specifica principale del progetto. La tensione sui LED é invece ottenuta applicando le specifiche al modello realizzato.

Un altro valore fissato secondo le caratteristiche di progetto é la frequenza di switching; é stato poi scelto di mantenerla al di sopra della frequenza di risonanza di un fattore 5, in modo da avere un comportamento del circuito puramente induttivo, condizione necessaria per il funzionamento desiderato del circuito. I componenti risonanti sono legati tra loro dalla pulsazione di risonanza, ovvero dalla formula:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \quad (4.1)$$

Avendo perciò fissato la frequenza di risonanza a $f_r = \frac{1}{5}f_s$ è sufficiente calcolare il valore dell'induttanza per conoscere di conseguenza anche il valore della capacità necessario e viceversa.

Trattandosi di calcoli approssimati, per il dimensionamento dei componenti del circuito risonante sono stati seguiti due metodi, uno basato sul calcolo della resistenza di uscita equivalente mentre l'altro sul calcolo delle tensioni ai capi dell'induttanza, confrontando poi i risultati ottenuti.

Con il primo metodo viene utilizzata la resistenza equivalente di uscita, calcolata come rapporto tra le componenti fondamentali di tensione e corrente a monte del ponte raddrizzatore di uscita:

$$U_{i1} = \frac{4}{\pi} \frac{E}{\sqrt{2}} \quad (4.2)$$

$$I_0 = \frac{2}{\pi} I_{L\text{picco}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_L \quad (4.3)$$

con l'ipotesi di avere una tensione di uscita costante pari a U_0 , ed una corrente sull'induttanza con forma sinusoidale. La resistenza equivalente vista dal circuito risulta pertanto:

$$R_{eq} = \frac{U_{i1}}{I_0} = \frac{8U_0}{\pi^2 I_0} \quad (4.4)$$

In questo modo si riesce a semplificare ulteriormente il circuito, inglobando di fatto il ponte a diodi nella resistenza equivalente, ottenendo uno schema equivalente composto solamente dagli elementi risonanti e dalla resistenza di uscita.

In questo modo si riesce ad ricavare un'espressione per il rap-

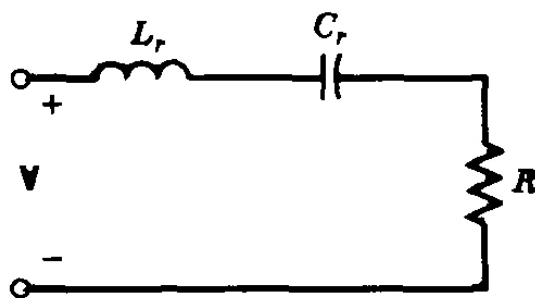


Figura 21: Schema del circuito semplificato per il calcolo del valore dei componenti risonanti. [7]

porto di conversione del circuito dipendente solamente da questi tre parametri e dalle pulsazioni di lavoro e di risonanza.

$$M = \frac{U_0}{E} = \frac{U_{p1}}{U_{i1}} = \left| \frac{1}{1 + j\left(\frac{X_L}{R_{eq}} - \frac{X_C}{R_{eq}}\right)} \right| \quad (4.5)$$

Da cui si può ricavare:

$$M = \frac{U_0}{E} = \left| \frac{1}{1 + j\frac{\pi^2}{8}Q\left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega}{\omega_0}\right]} \right| \quad (4.6)$$

dove si sono posti

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad Q = \frac{Z_0}{R_L} \quad (4.7)$$

con Q fattore di merito e U_{p1} componente fondamentale della tensione sulla resistenza equivalente, ricavata allo stesso modo di U_{i1} . Utilizzando la formula del rapporto di conversione è possibile ottenere il valore di C_r :

$$C_r = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{M^2} - 1} R_{eq} \omega_s} \left(\frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} - 1 \right) \quad (4.8)$$

e di conseguenza, sfruttando la formula della pulsazione di risonanza, il valore di L_r :

$$L_r = \frac{1}{\omega_0^2 C_r} \quad (4.9)$$

In questo modo, inserendo nella formula i valori numerici di partenza, si ottengono:

- $L_r = 108.4 \mu\text{H}$
- $C_r = 5.8 \text{ nF}$

Con il secondo metodo viene calcolato il valore dell'induttanza del circuito risonante, stimando la corrente che l'attraversa e la tensione presente ai suoi capi in situazione di regime.

La corrente che attraversa il circuito risonante, considerando fissata la componente media sul carico, risulta

$$i_L = 4I_0 \quad (4.10)$$

considerando la sua escursione picco picco e l'apporto del ponte a diodi.

L'induttanza é così calcolabile utilizzando la tensione ai suoi capi, approssimabile con U_i dato che la tensione raddrizzata cade quasi interamente sull'induttanza e l'effetto di sfasamento di 90° prodotto per effetto del comportamento induttivo mantiene invariata la media nel semi periodo.

Considerando quindi la tensione e la corrente a regime nel periodo $\frac{T_s}{2}$ si a:

$$L_r = \frac{1}{2f_s} \frac{E}{i_L} \quad (4.11)$$

Inserendo i valori numerici nelle varie formule si ottiene:

- $L_r = 116 \mu\text{H}$
- $C_r = 5.4 \text{ nF}$

Confrontando i due metodi di approssimazione si nota che i due valori sono abbastanza simili, tenendo conto che in fase di realizzazione si dovranno scegliere valori commerciali per i componenti installati.

Una volta stimati i valori del circuito risonante si é passati ad uno schema completo del convertitore, inserendo quindi il trasformatore di isolamento.

Con l'introduzione del trasformatore si può variare il rapporto di conversione del convertitore introducendo un rapporto spire diverso da 1. Questo può divenire utile per diversi aspetti, come abbassare il valore di induttanza richiesto, in modo da agevolare l'eventuale realizzazione del trasformatore con una specifica induttanza di dispersione, o diminuire la corrente del circuito risonante, componente che attraversa anche gli interruttori del ponte e stressa quindi i componenti se troppo elevata.

Dato che le specifiche di progetto indicavano la priorità di un ingombro ridotto del circuito elettronico, in prima approssimazione si é cercato di mantenere un a valore basso dell'induttanza di dispersione in modo da poter sfruttare il trasformatore, ed in particolare la sua induttanza di dispersione come componente del circuito risonante. Quest'ultima risulta infatti in serie al circuito risonante, come mostrato in figura [22 nella pagina successiva](#), e può quindi essere sfruttata per sostituire l'impedenza del circuito, realizzando quindi il dispositivo con un componente in meno.

La stima dell'induttanza di dispersione non risulta semplice in quanto il suo valore é legato maggiormente alla disposizione geometrica degli avvolgimenti. In particolare essa aumenta all'aumentare della distanza fisica tra gli avvolgimenti primario e secondario. Questo comporta un notevole problema di realizzazione, in quanto i nuclei sono pensati e realizzati per mantenere

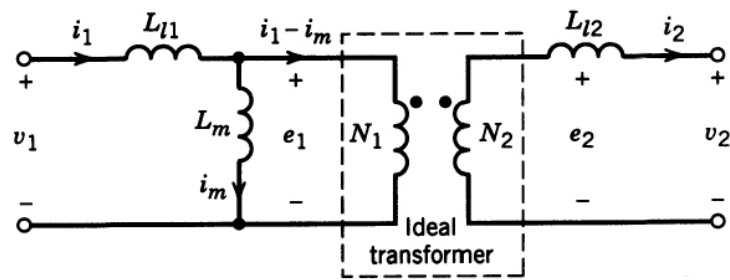


Figura 22: Schema delle induttanze del trasformatore. Come si può vedere l'induttanza di dispersione risulta in serie con il trasformatore ideale e può quindi essere inglobata nel circuito risonante. [3]

l'accoppiamento migliore possibile, limitando di fatto il massimo valore di induttanza di dispersione realizzabile.

Con l'introduzione del trasformatore vengono modificate le varie formule ricavate dallo studio precedente. Infatti il rapporto di conversione totale del circuito non comprende più solo il contributo del convertitore risonante ma anche dal trasformatore, attraverso il rapporto spire tra gli avvolgimenti primario e secondario.

$$\text{Rapporto Spire } N_t = \frac{N_1}{N_2}$$

Le formule (4.8) e (4.9) vengono perciò modificate nel modo seguente:

$$C_r = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(MN_t)^2} - 1} (R_{eq} N_t^2) \omega_s} \left[\left(\frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} - 1 \right) \right] \quad (4.12)$$

$$L_r = \frac{1}{2f_s} \frac{E}{\frac{i_L}{N_t}} \quad (4.13)$$

date le equazioni fondamentali del trasformatore:

$$U_1 = N_t U_2 \quad (4.14)$$

$$I_1 = \frac{I_2}{N_t} \quad (4.15)$$

e di conseguenza modificano la resistenza di carico equivalente di un fattore N_t^2 .

Volendo ridurre l'induttanza di risonanza ad un valore abbastanza basso da poter essere realizzata con la dispersa del trasformatore, è stato scelto un valore prossimo ai 60 μH .

Utilizzandola formula :

$$N_t = L_d 2f \frac{4I_0}{E}$$

si ottiene un rapporto spire pari a 0.517.

Quindi è stato scelto per il trasformatore un rapporto spire pari a 0.54, per agevolare la realizzazione fisica, ed un'induttanza di dispersione, che andrà a formare parte del circuito risonante, di circa 60 μH . Quest'ultimo dato è il più critico, in quanto esso dipende sia dal numero di spire, impostato in fase di dimensionamento, sia dalla realizzazione fisica del trasformatore; nei calcoli teorici non si riuscirà quindi a tener conto dell'esatto valore finale, elemento che potrà essere valutato precisamente solo con una misurazione in laboratorio del trasformatore reale appositamente realizzato.

Dalle simulazioni del circuito si possono ricavare i valori efficaci delle tensioni e delle correnti al primario e al secondario del trasformatore, valori che assieme alla frequenza di lavoro permettono di stimare le dimensioni del nucleo magnetico.

Il circuito lavora ad una frequenza attorno a 1 MHz quindi le sue dimensioni risulteranno ridotte; questo è possibile anche grazie alle correnti e alle tensioni piuttosto basse che si presentano ai capi del trasformatore.

Per avere un'idea di partenza delle dimensioni del nucleo magnetico che andrà a formare il trasformatore è stata utilizzata una formula sulle aree del trasformatore, espressione che permette di ricavare il rapporto tra l'area della finestra e l'area del nucleo magnetico:

$$A_W A_{\text{core}} = \frac{V_{\text{pri}} I_{\text{pri}}}{2.22 K_{\text{cu}} f J B_{\text{max}}} \quad (4.16)$$

dove sono stati definiti vari parametri:

- Coefficiente di riempimento $K_{\text{cu}} = 0.5$
- Densità di corrente nei conduttori $J = 3.5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$
- Induzione massima del nucleo $B_{\text{max}} = 50 \text{ mT}$

Il coefficiente di riempimento viene introdotto per tener conto che non tutto lo spazio della finestra del nucleo può venir riempito dagli avvolgimenti, data la presenza del materiale isolante tra i vari conduttori e la loro disposizione fisica. La densità di

corrente é impostata per non surriscaldare il conduttore al passaggio della corrente mentre l'induzione massima é stata ricavata dai grafici delle ferriti, tenendo conto delle frequenze e delle potenze in gioco.

In questo caso sono stati usati nuclei a doppia E prendendo in considerazione varie dimensioni, ovvero i nuclei EFD 15/8/5 e EFD 20/10/7, con materiali (3F35 o N49) che sono in grado di lavorare efficacemente a frequenze superiori ai 500 kHz, senza provocare surriscaldamenti.

Per il dimensionamento del diametro dei conduttori utilizzati per gli avvolgimenti sono stati usati i dati relativi alle correnti efficaci a primario e secondario, ricavati dalle simulazioni, e la densità di corrente impostata:

$$S_{cu} = \frac{I}{J_p} \quad F_{cu} = \sqrt{\frac{4S_{cu}}{\pi}} \quad (4.17)$$

I valori delle correnti in gioco, dato che il rapporto spire non é troppo superiore all'unitá, si discostano poco tra primario e secondario ed é stato perciò scelto di mantenere lo stesso diametro per i conduttori.

Dopo aver realizzato diversi trasformatori (come descritto nel capitolo 6 riguardante la realizzazione del prototipo) variando il numero e la disposizione dei conduttori per aumentare l'induttanza di dispersione si é visto che non é possibile, per questo tipo di specifiche, adottare quest'ultima come induttanza risonante, dato che il valore ottenuto risulta sempre inferiore a quello voluto.

In particolare, dipendendo il valore anche dal rapporto spire, si entra in un circolo senza soluzione: infatti all'aumentare del numero di spire l'induttanza richiesta cala, ma in questo modo cala anche l'induttanza di dispersione riportata al primario, valore che é ridotto proprio dal rapporto spire. Viceversa, se si diminuisce il rapporto spire si riesce ad ottenere una dispersa maggiore, ma l'induttanza risonante necessaria per il corretto funzionamento del circuito risulta troppo grande da realizzare. Si é quindi deciso di inserire un'induttanza esterna al trasformatore e modificare quindi il rapporto spire in modo da mantenere una corrente al primario contenuta, cosí da non stressare troppo i componenti.

É stato perciò scelto un rapporto spire pari a 1.5; la tensione viene quindi abbassata al secondario, rilassando le specifiche del circuito risonante, ed in questo modo sul circuito risonante, e quindi sugli interruttori del ponte, scorre una corrente di picco inferiore ai 500 mA.

Il trasformatore é stato realizzato con presa centrale per ridurre

a soli due diodi i componenti necessari per il raddrizzamento della componente di uscita.

Le caratteristiche del trasformatore realizzato sono riportate in

Tabella 2: Valori di tensione e corrente ai capi del trasformatore e rapporto spire teorico e reale.

V_{sec} [picco]:	24 V
I_{sec} [picco]:	700 mA
V_{pri} [picco]:	36 V
I_{pri} [picco]:	466 mA
V_{sec} [rms]:	22.6 V
I_{sec} [rms]:	407 mA
V_{pri} [rms]:	33.9 V
I_{pri} [rms]:	271.3 mA
N_t teorico:	$\frac{38}{25} = 1.52$
N_t misurato:	1.55

tabella 2.

4.4 REALIZZAZIONE DEL MODELLO E SIMULAZIONI

Per poter simulare efficacemente il circuito é stato necessario creare un modello che rappresentasse piú strettamente possibile il circuito di alimentazione e la serie di LED che andranno a formare la lampada.

Nel modello i singoli LED sono stati rappresentati da un generatore di tensione continua di valore pari alla tensione presente ai capi del LED durante il suo funzionamento nominale e da una resistenza al fine di simulare la variazione di tensione al variare della corrente, come mostrato in figura 23 nella pagina successiva. Questo valore é stato ricavato dal Data Sheet, basandosi sull'indicazione che la corrente assorbita raddoppia per un incremento della tensione pari a 0.2 V. In serie ad essi é stato posto inoltre un diodo ideale, quindi privo di cadute di tensione, per simulare l'unidirezionalitá della corrente nel ramo.

Il circuito é stato simulato inizialmente con un generatore di onda quadra alla frequenza di 1 MHz, in modo da riprodurre il segnale teorico in ingresso al circuito risonante (figura 24 nella pagina seguente). Questo per verificare teoricamente il funzionamento del circuito risonante e del ponte a diodi uniti al carico impostato per rappresentare la serie di LED.

Impostando i valori dell'induttanza e della capacitá con i dati

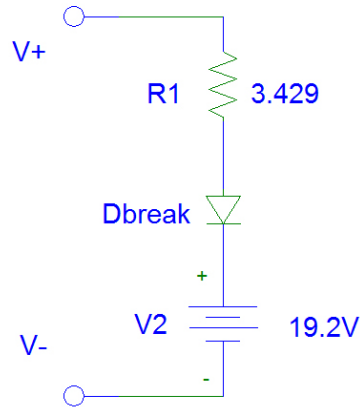


Figura 23: Modello usato nelle simulazioni per la lampada a LED.

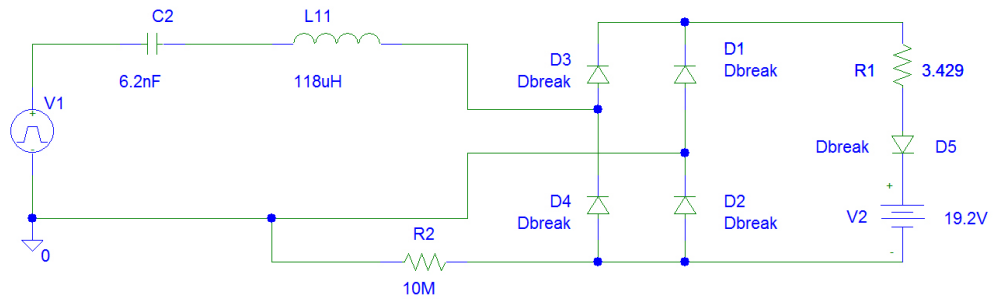


Figura 24: Schema del circuito parziale, realizzato per verificare lo studio del circuito risonante. La resistenza fittizia R_2 è necessaria per la convergenza della simulazione: si avrebbe altrimenti un errore nei calcoli dovuto alle masse.

calcolati in fase di progettazione, é stato possibile effettuare una prima simulazione, per verificare che il circuito funzionasse come desiderato. Si é verificato infatti che la corrente sui diodi in uscita presenta un andamento quasi-sinusoidale con una media che si avvicina al valore desiderato, ovvero 350 mA. Successivamente, una volta verificati i valori ottenuti dai calcoli, sono stati aggiunti, passo dopo passo, il ponte di interruttori ed il trasformatore, realizzando cosí un modello piú realistico, mostrato in figura 25 nella pagina successiva. Utilizzando il simulatore Pspice é stato necessario l'utilizzo di un mutuo induttore al posto del trasformatore in quanto quest'ultimo elemento non é presente di base nel programma.

Le equazioni per impostare questo elemento come trasformatore, definendo quindi il giusto rapporto spire e le relative impedenze di dispersione e magnetizzante sono riportate di seguito:

$$L_1 = L_m \quad L_2 = \frac{L_m}{N_t^2} \quad k = \sqrt{\frac{L_m}{L_d + L_m}} \quad (4.18)$$

dove i valori L_1 e L_2 rappresentano le due induttanze del mutuo induttore mentre k rappresenta il coefficiente di accoppiamento. In questo caso sono state provate diverse condizioni del circuito, variando il rapporto spire del trasformatore e di conseguenza i valori del circuito risonante. Anche in questo caso si é osservato che i risultati ottenuti in simulazione coincidevano con quelli attesi, come si puó vedere dalle figure 26 a pagina 55 e 27 a pagina 56.

L'ultimo passo é stato quello di inserire il ponte a diodi in ingresso e il corrispondente condensatore di filtro. In questo caso il periodo di simulazione deve necessariamente essere maggiore in quanto deve riprodurre almeno mezzo periodo del segnale di ingresso, ovvero della tensione di rete che presenta una frequenza di 50 Hz; la simulazione risulta perció piú lunga e complessa, superando a volte i limiti strutturali del simulatore.

Le simulazioni del circuito completo mostrano (figura 28 a pagina 57) come il condensatore di filtro faccia oscillare la tensione in ingresso al ponte, ritenuta nelle prove precedenti costante, di quasi 100V trasferendo la stessa oscillazione alla corrente in uscita.

Per mantenere la componente di uscita costante al variare della tensione in ingresso sará quindi necessario l'utilizzo di un controllo del convertitore.

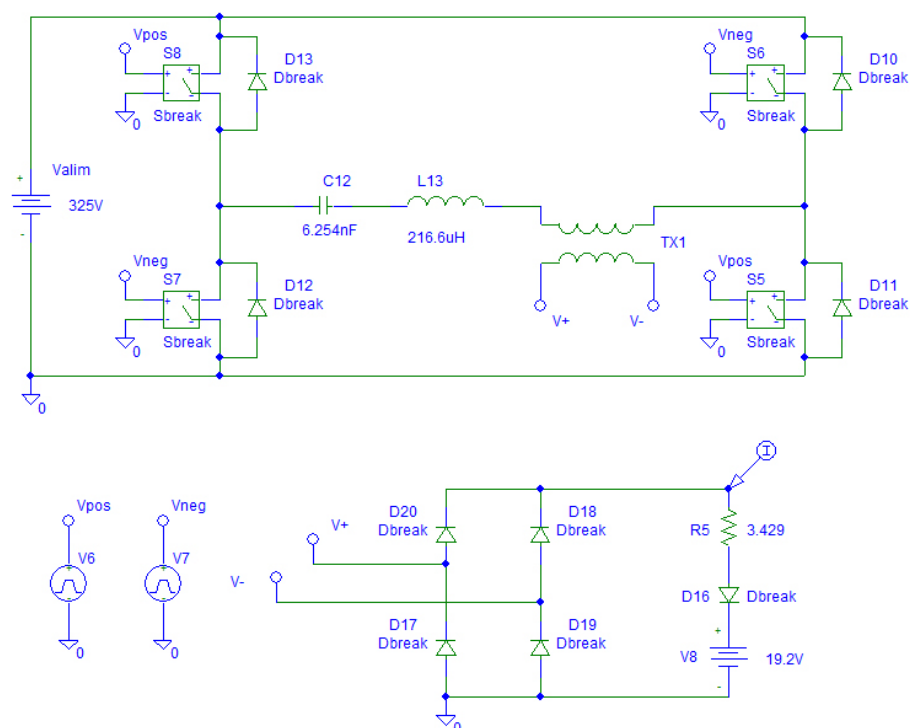


Figura 25: Schema del circuito comprendente il ponte di interruttori ed il trasformatore. Questo modello si avvicina alla situazione reale del circuito, fatta eccezione per l'ingresso in tensione, che resta costante a 325 V. Gli switch sono controllati mediante due generatori di onda quadra complementari.

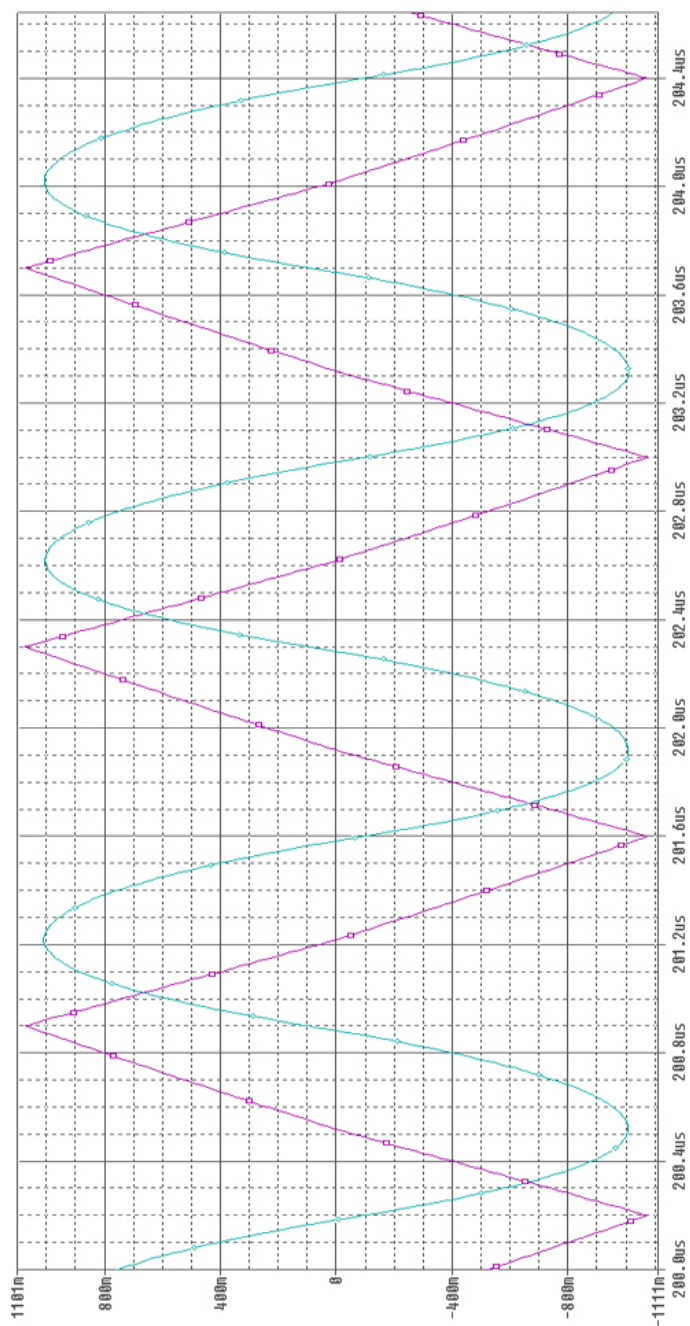


Figura 26: Forme d'onda normalizzate del circuito risonante: in azzurro la tensione sul condensatore e in viola la corrente che attraversa l'induttanza risonante.

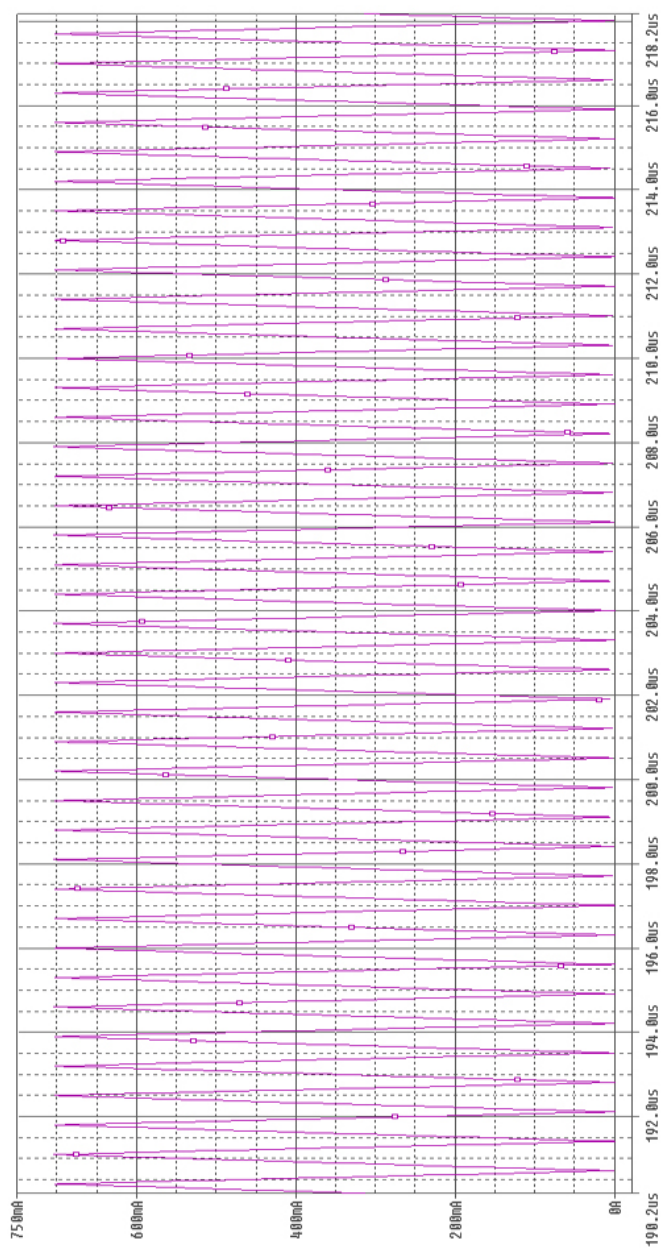


Figura 27: Forma d'onda che assume la corrente sul carico, componente che attraversa i LED. Come si può vedere essa assume una forma molto simili ad una sinusoidale, con un valor medio di circa 350 mA.

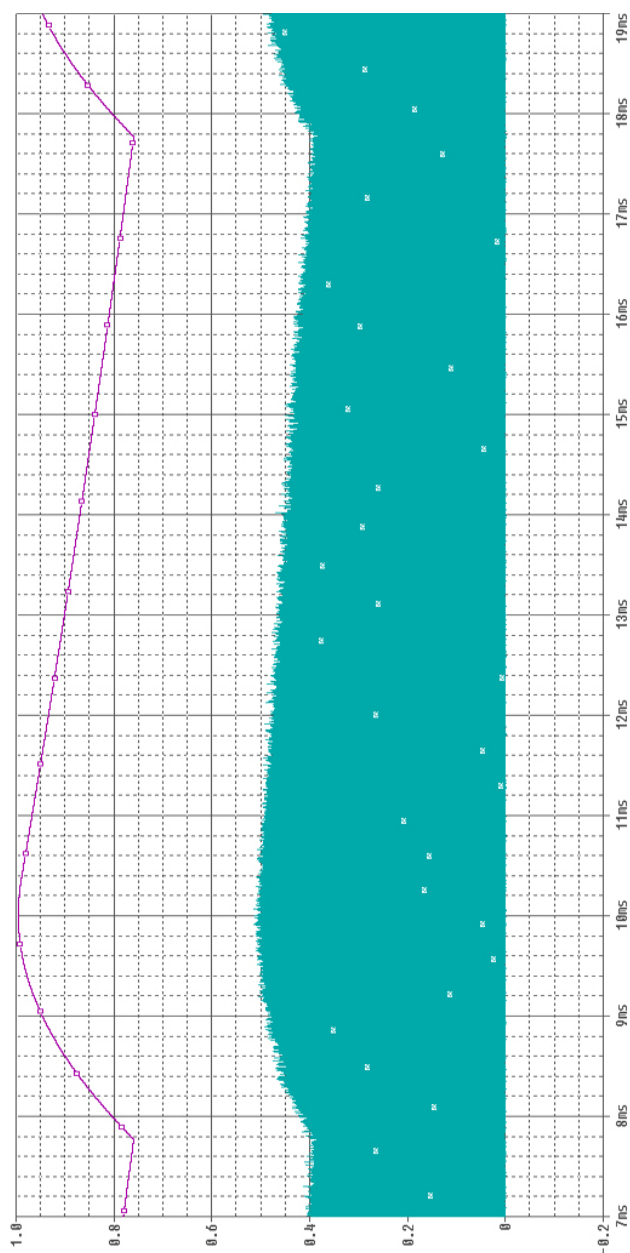


Figura 28: Simulazione del circuito completo. In viola é riportata la tensione sul condensatore di filtro, normalizzata rispetto alla tensione di alimentazione (325V) mentre in azzurro la corrente sui LED. Come si vede l'uscita non controllata oscilla al variare dell'ingresso.

5 RE

CONTROLLO DEL CONVERTITORE

Come si é visto, per seguire le normative sull'assorbimento di corrente é necessario utilizzare un condensatore in ingresso al circuito dimensionato affinché ci sia una certa oscillazione della tensione di alimentazione, al fine di contenere le armoniche di corrente. Considerando inoltre che la tensione fornita dalla rete di alimentazione puó variare entro certi limiti rispetto al valore nominale, si rende necessario l'utilizzo di un circuito di controllo che permetta di mantenere la corrente sui LED costante e quindi indipendente dalle variazioni di tensione in ingresso.

Visto il particolare circuito utilizzato e la specifica di progetto legata alla minimizzazione dei componenti, si é deciso di utilizzare un controllo a frequenza variabile, andando a variare la frequenza di commutazione degli interruttori che alimentano il circuito risonante. Il duty cycle viene mantenuto al 50%, perciò la tensione fornita dagli switch sará un'onda quadra simmetrica con frequenza variabile a seconda della tensione in ingresso presente sul condensatore.

In questo modo, quando la tensione in ingresso sará minore del valore nominale e la corrente sui LED tenderá a diminuire, il circuito di controllo ridurrá la frequenza di lavoro, portandola piú vicina alla frequenza di risonanza e compensando quindi la corrente in uscita. Caso analogo per un aumento della tensione in ingresso, che porterá quindi ad un aumento della frequenza di switching.

Il circuito é composto da un controllore proporzionale che riduce opportunamente la tensione prelevata ai capi del condensatore di filtro ad un valore di alcuni volt, in modo da poter fornire un segnale relativo alla tensione di ingresso. Questo segnale viene utilizzato per pilotare il generatore di corrente in ingresso al circuito di controllo.

Il generatore di corrente, collegato ad un ponte di interruttori, fornisce una corrente positiva e negativa a intervalli regolari, la quale andrá a caricare e scaricare il condensatore, opportunamente dimensionato per le potenze di segnale utilizzate; la tensione triangolare presente ai capi del condensatore sará utilizzata come riferimento per il pilotaggio. In particolare il circuito

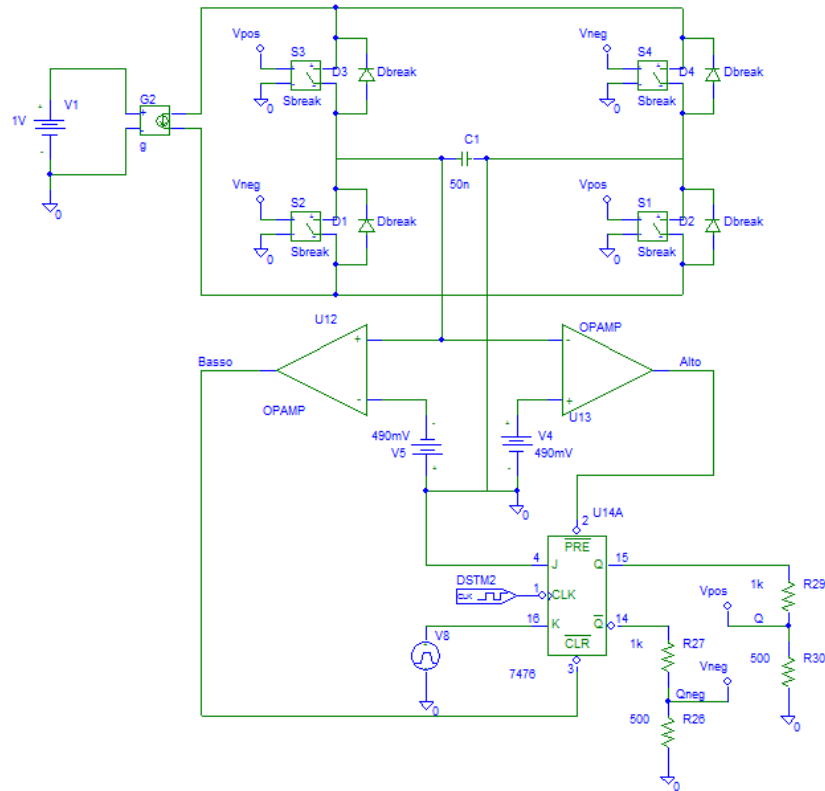


Figura 29: Circuito di pilotaggio realizzato con l'utilizzo di un flip-flop per determinare le soglie.

rileverà i picchi massimi e minimi del segnale, che rappresenta in questo caso le due soglie.

A tale scopo è stato inizialmente scelto uno schema che prevede l'utilizzo di due amplificatori operazionali, ed è stato utilizzato un flip-flop per mantenere la relativa tensione durante le rampe di carica e scarica del condensatore.

Come si può notare dalla figura 29 la tensione ai capi del condensatore viene confrontata dai due operazionali con la soglia inferiore e superiore: quando una delle due viene superata l'amplificatore fornisce in uscita una tensione positiva che attiva la preselezione o la cancellazione con i rispettivi ingressi del flip-flop, in modo da memorizzare lo stato alto o basso. L'uscita Q del componente presenterà quindi un'onda quadra, invertita nel caso dell'uscita Q negato, con frequenza proporzionale alla corrente fornita dal generatore di ingresso e quindi legata alla tensione misurata sul condensatore di filtro.

La scelta di utilizzare i segnali di preset e clear è stata fatta per avere una componente indipendente dal clock; in questo caso si sono posti quindi i due ingressi J e K a massa, fatta eccezione per

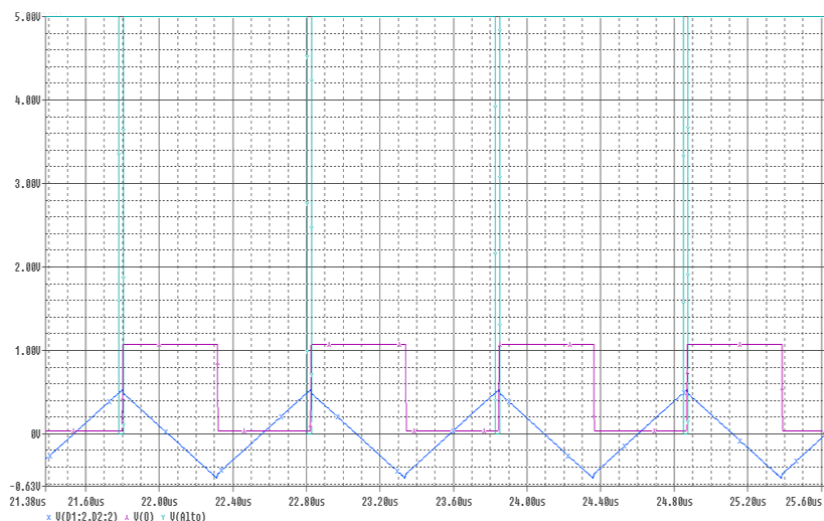


Figura 30: Il flip-flop permette di generare la rampa con i segnali di preset e clear. In particolare é mostrato il segnale di preset (in azzurro) che permette di generare il fronte d'onda di salita del controllo degli interruttori corrispondenti. Il segnale di clear funziona in modo complementare, forzando il fronte di discesa.

l'ingresso K che presenta un gradino di tensione della durata di 100µsec, condizione necessaria per impostare ad inizio ciclo una tensione positiva in uscita, cosí da attivare due dei quattro interruttori del ponte e far partire la simulazione.

Dal grafico si puó notare la variazione della frequenza dell'onda quadra generata al variare della tensione di pilotaggio. Infatti, dato che le due soglie sono fisse, quando la corrente applicata al condensatore aumenta la tensione ai suoi capi sale piú rapidamente ed arriva quindi prima al valore superiore impostato: in questo caso l'amplificatore operazionale attiva il segnale di preset del flip-flop che fa commutare l'uscita, aumentando in questo modo la frequenza. Viceversa, quando la corrente in ingresso diminuisce il tempo di carica del condensatore aumenta, portando ad una diminuzione della frequenza.

Le due uscite serviranno inoltre per pilotare gli switch del circuito risonante, garantendo una corrente costante durante l'intero periodo.

Con questo tipo di circuito si sono riscontrati dei problemi di simulazione utilizzando Spice; il programma aveva infatti delle difficoltà a simulare un numero elevato di transizioni logiche. Sia per questo motivo, sia per il fatto che questo particolare circuito richiede per la generazione dell'onda quadra tre componenti, si é deciso di utilizzare un trigger di schmitt, in modo da

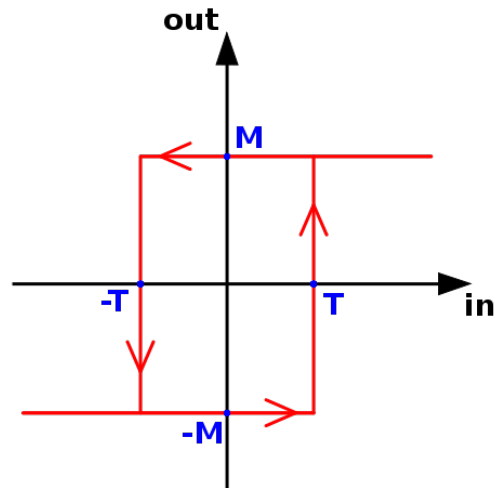


Figura 31: Un circuito con isteresi presenta due soglie, una alta ed una bassa, a cui corrispondono due diversi stati del sistema.

eliminare il flip-flop e ridurre i componenti utilizzati.

Questo tipo di circuito è realizzato con un comparatore ad isteresi, componente che presenta in ingresso due soglie, una alta e una bassa non coincidenti: in questo modo quando l'entrata è al di sotto della soglia bassa, l'uscita assume il valore basso mentre quando l'entrata si trova al di sopra della soglia alta, l'uscita assume il valore alto. Quando il valore in ingresso si trova compreso tra le due soglie, l'uscita conserva il valore precedente finché l'entrata non raggiunge la soglia corrispondente, causando così il cambio di stato.

In questo modo è possibile realizzare l'onda quadra che comanderà l'apertura e la chiusura degli interruttori con un unico amplificatore operazionale. Il circuito è stato simulato con un modello che prevede l'uso di un generatore di tensione pilotato, in modo da non avere problemi in simulazione. Questo tipo di circuito prende il nome di voltage controlled oscillator (VCO).

Come si vede dallo schema di figura 32 a fronte il VCO è stato realizzato mediante un condensatore alimentato attraverso un ponte di interruttori da un generatore di corrente. La corrente che andrà a caricare e scaricare il condensatore sarà proporzionale alla tensione di ingresso raddrizzata, prelevata ai capi del condensatore di filtro. In questo modo il circuito di controllo rileverà le variazioni della tensione di alimentazione del circuito e andrà poi a generare un segnale per correggere tale comportamento e mantenere quindi la corrente in uscita costante.

La tensione triangolare presente ai capi del condensatore viene riportata in ingresso all'oscillatore, che genererà la tensione

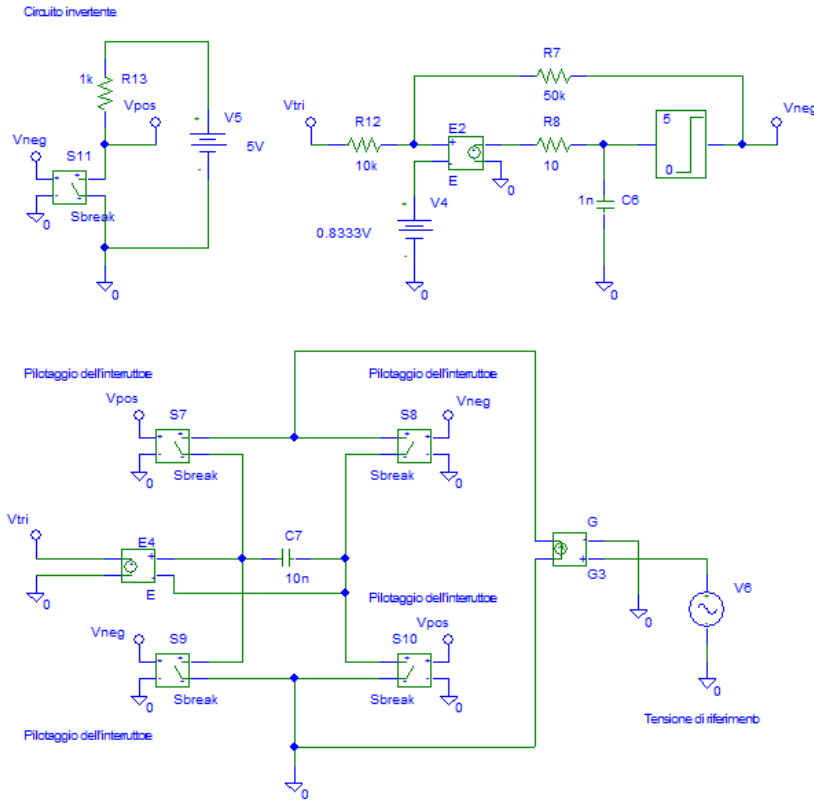


Figura 32: Circuito di controllo del convertitore con configurazione VCO. Con questo schema è possibile modificare la frequenza di switching al variare del segnale di riferimento.

di comando di due interruttori del circuito risonante. La terza parte del circuito crea invece il segnale di pilotaggio opposto, necessario per i restanti due interruttori del ponte.

L'oscillatore è composto da un amplificatore operazionale differenziale simulato da un generatore di tensione con un guadagno molto elevato, in modo da lavorare con un componente ideale e non avere problemi durante la generazione dei risultati con Spice. I vari componenti dell'operazionale sono stati dimensionati per ottenere una tensione generata dal VCO che varia da 0 a 5V, a fonte di una tensione di ingresso da 0 a 1V.

Sfruttando la sovrapposizione degli effetti, la tensione di uscita può essere espressa come funzione della tensione di trigger (ingresso positivo) e della tensione di riferimento costante (ingresso negativo).

$$V_{cont} = -V_{tri} \frac{R2}{R1} + V_{ref} \frac{1 + R2}{R1} \quad (5.1)$$

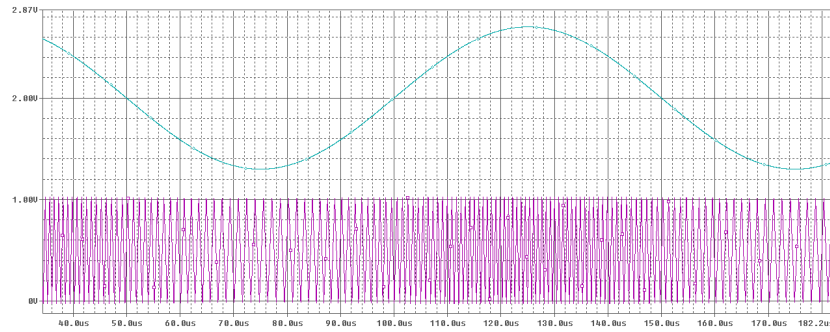


Figura 33: Il controllo tramite VCO permette di variare la frequenza di switching degli interruttori in base alla tensione di riferimento (in azzurro). Come si può vedere la frequenza del segnale ad onda triangolare, che rappresenta la tensione ai capi del condensatore, viene modificata in base al riferimento; in questo modo si modificano opportunamente i tempi di apertura e chiusura degli interruttori.

Impostando il guadagno dell'operazionale, dato dal rapporto delle due resistenze, a 5 per ottenere l'incremento di tensione fra ingresso ed uscita voluto, V_{ref} è ottenuta dall'espressione:

$$V_{ref} \frac{1 + R2}{R1} = 5 \quad (5.2)$$

con

$$\frac{R2}{R1} = 5 \quad (5.3)$$

da cui si ricava

$$V_{ref} = 0.83333V \quad (5.4)$$

Le resistenze $R1$ e $R2$ sono state scelte di valore elevato, rispettivamente 10 e 50 kohm, per avere una corrente molto piccola sui rami del VCO ed evitare così ulteriore dissipazione di potenza. Sono stati inseriti inoltre un filtro passa basso e un limitatore, componenti che stabilizzano la tensione in uscita ed aiutano il simulatore durante i calcoli. Il limitatore infatti non entra in realtà mai in funzione in quanto la tensione di uscita è sempre sotto le sue soglie; questo componente è però necessario in quanto permette di semplificare i calcoli che il simulatore svolge e di farli convergere ad una soluzione reale.

In questo modo il circuito garantirà, grazie al guadagno dell'operazionale, un'uscita ad isteresi con le soglie volute. Come si vede dalle forme d'onda di figura 33, al variare della tensione di pilotaggio, l'uscita presenta una frequenza di lavoro diversa,

permettendo così di aggiustare passo-passo l'impedenza del circuito risonante e di mantenere così la corrente di uscita costante.

Il segnale di ingresso al regolatore viene ottenuto dalla tensione sul condensatore in ingresso tramite un regolatore proporzionale, riducendo notevolmente il valore del segnale. Per questo sono stati utilizzati due generatori di tensione che riducono la tensione fino ad un valore centrato su 2V.

Le simulazioni ottenute con Spice dimostrano come, al variare del riferimento legato alla tensione in ingresso, la corrente sui LED rimane invariata.

Il circuito appena visto sfrutta, per calcolare l'errore in uscita, il segnale di ingresso al circuito. Questo implica una regolazione molto accurata dei vari componenti usati per la sua realizzazione.

Per avere un controllo più preciso si può utilizzare un controllo a retroazione, utilizzando come segnale di riferimento la corrente di uscita; in questo modo si regola la frequenza in base al segnale reale che si vuole ottenere. Il circuito per la generazione del segnale di controllo resta invece invariato.

In questo caso il segnale di ingresso al circuito di controllo viene fornito da un regolatore PI, composto da un comparatore, che confronta la corrente alternata presente sui LED con un riferimento fisso, e da un circuito integratore. Quest'ultimo fa sì che la media del segnale di errore sia zero e corregge quindi automaticamente la sua uscita fornendo una tensione più alta o più bassa a seconda delle variazioni della corrente.

La resistenza ed il condensatore che formano il ramo di retroazione dell'integratore sono stati scelti così da avere una frequenza di lavoro notevolmente inferiore rispetto alla frequenza di switching del circuito risonante, in modo da avere una tensione di pilotaggio adeguatamente lineare e priva di ripple.

Anche in questo caso è stato necessario introdurre un limitatore per riuscire a far convergere i calcoli durante la simulazione con Spice.

Simulando il circuito si ottengono le forme d'onda mostrate in figura 37 a pagina 69; la corrente di uscita non risente delle variazioni dell'ingresso, grazie alla modulazione di frequenza.

Questo controllo della frequenza garantisce quindi il mantenimento della corrente di uscita al valore fissato, annullando gli effetti della variazione della tensione in ingresso e dei disturbi che possono presentarsi. Questo garantisce perciò un flusso luminoso costante della lampada alimentata.

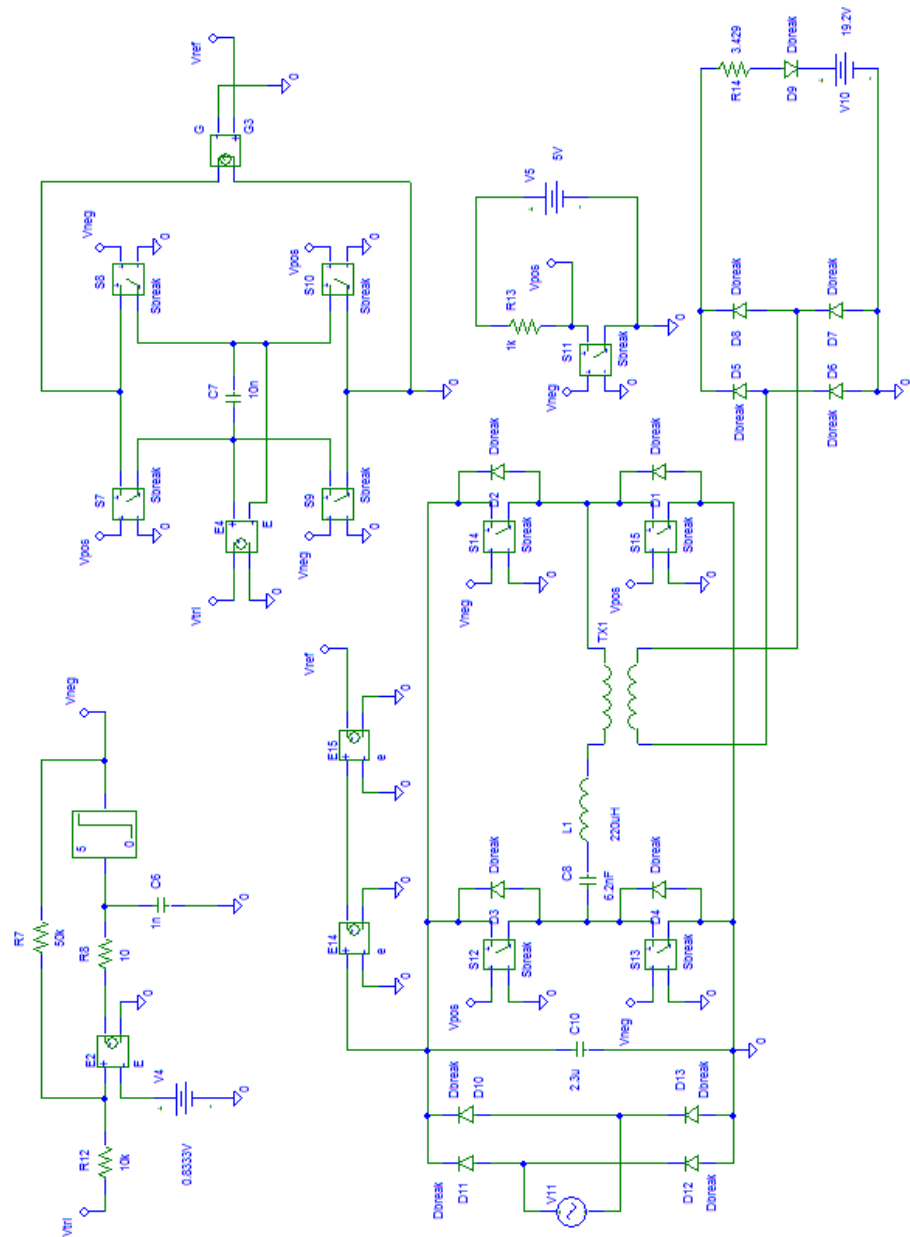


Figura 34: Il controllo di tensione prevede solamente l'uso di un proporzionale per ridurre il valore della tensione di ingresso a quello di riferimento per il circuito VCO.

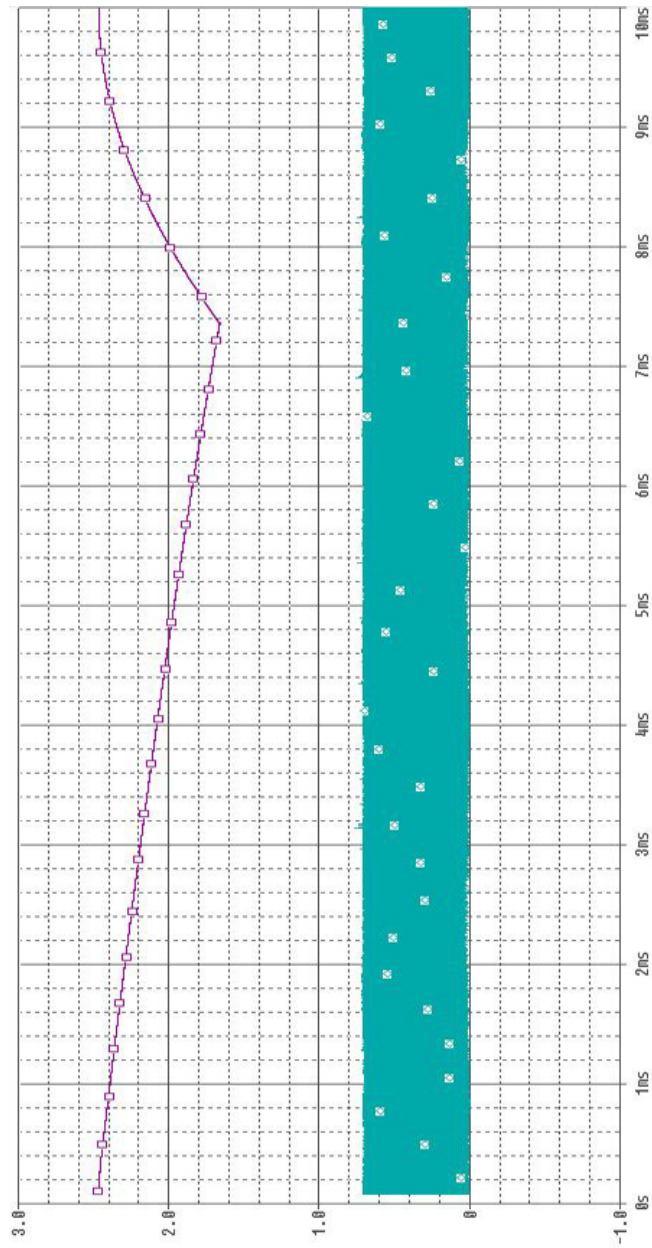


Figura 35: Il controllo in tensione porta a stabilizzare la corrente di uscita (in azzurro) al valore desiderato di 350 mA nonostante la variazione della tensione in ingresso (in viola) dovuta al condensatore di filtro.

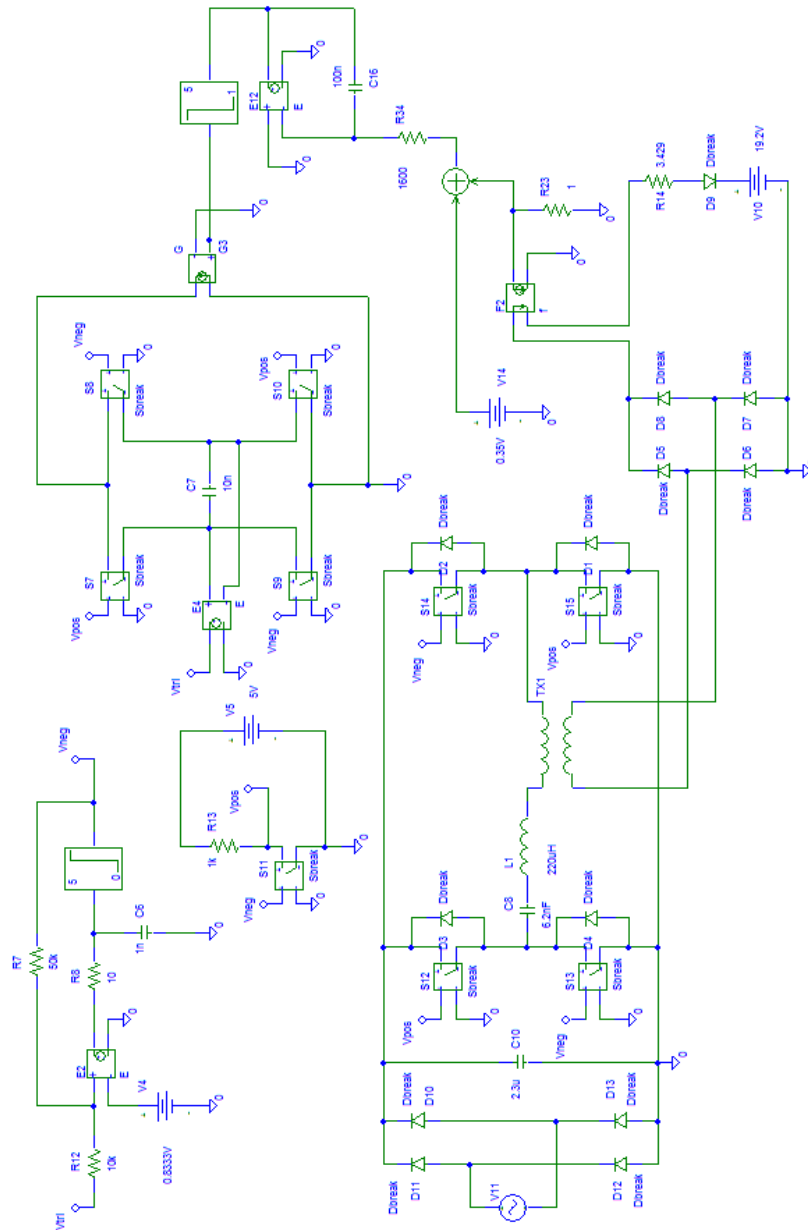


Figura 36: Il controllo di corrente prevede l'uso di un PI per processare il riferimento di corrente prelevato in uscita, che andrà poi in ingresso al circuito VCO.

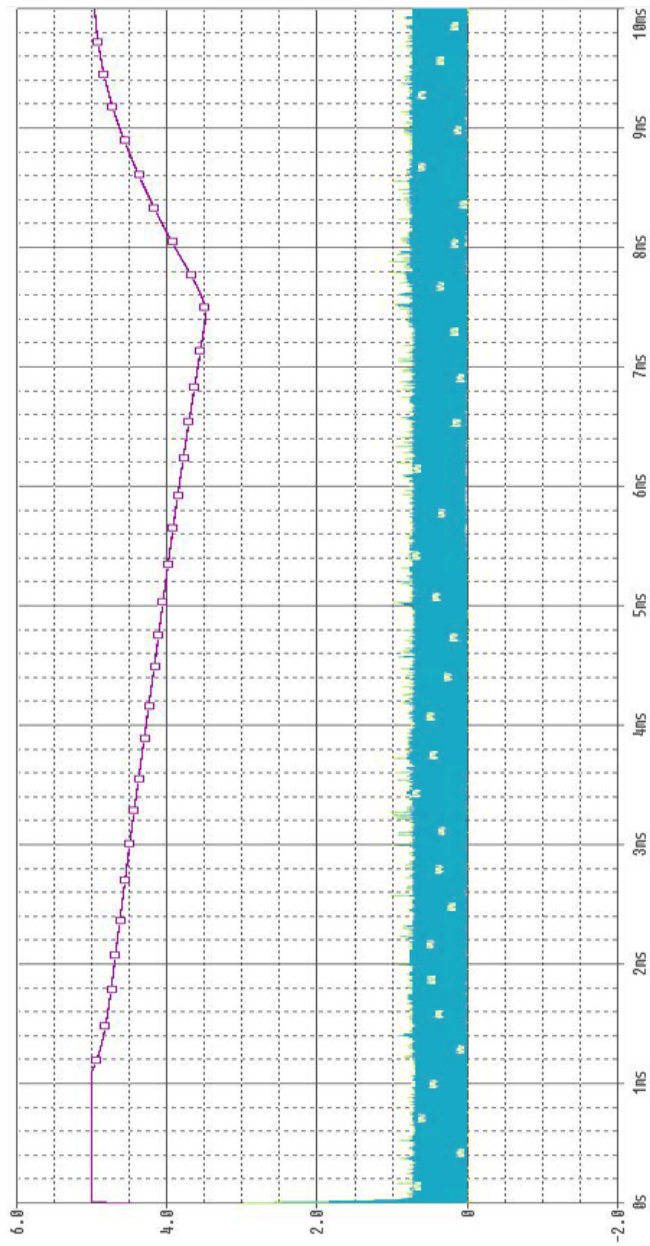


Figura 37: Anche il controllo di corrente permette di regolare efficacemente il segnale di uscita (in azzurro). In questo caso però la regolazione viene fatta esattamente in funzione della corrente di uscita e quindi il controllo può intervenire anche per altre variazioni.

6 PO

REALIZZAZIONE DEL PROTOTI-

INDICE

6.1	Costruzione del trasformatore	74
6.2	Collaudo della scheda	80
6.3	Risultati ottenuti	83

Una volta terminate le simulazioni é stato possibile iniziare il progetto del prototipo da realizzare.

Per tale scopo é stato utilizzato il programma ORCAD Capture che, unito al programma Layout appartenente alla stessa suite, permette di realizzare una scheda elettronica partendo dallo schema elettrico.

In questo modo, una volta ricreato il circuito da realizzare in Capture, completo di tutti i componenti fisici che andranno poi a comporre la scheda, si puó creare il Layout fisico vero e proprio; quest'ultimo sará poi realizzato fisicamente da una fresa.

La scheda da realizzare verrá suddivisa in due parti, una per il circuito di potenza ed una per il circuito di controllo. In questo modo vengono tenute separate fisicamente.

La realizzazione del circuito utilizzato comporta l'utilizzo di componenti aggiuntivi rispetto a quelli utilizzati durante la fase di simulazione. Infatti per pilotare adeguatamente gli interruttori del ponte in ingresso é necessario un controllore che sia in grado di fornire due segnali complementari e di generare adeguati tempi morti. Per tale scopo si é utilizzato l'integrato UC3824 il quale, elaborando il segnale di errore fornitogli, genera due segnali logici complementari in uscita.

É cosí possibile, con l'ausilio di un driver, pilotare i mosfet del ponte nel modo desiderato, sfruttando inoltre due reti RC-Diodo per la regolazione dei tempi morti. Questa rete di ritardo é in grado di inserire un tempo morto tra i due segnali di comando, cosí da evitare pericolosi corti circuiti. La resistenza é stata sostituita da un potenziometro in fase di collaudo, in modo da poter regolare efficacemente i tempi morti e adattarli al circuito, verificando direttamente sull'oscilloscopio i risultati ottenuti.

In questo caso il driver utilizzato é l'NCP5181, scelto per la capa-

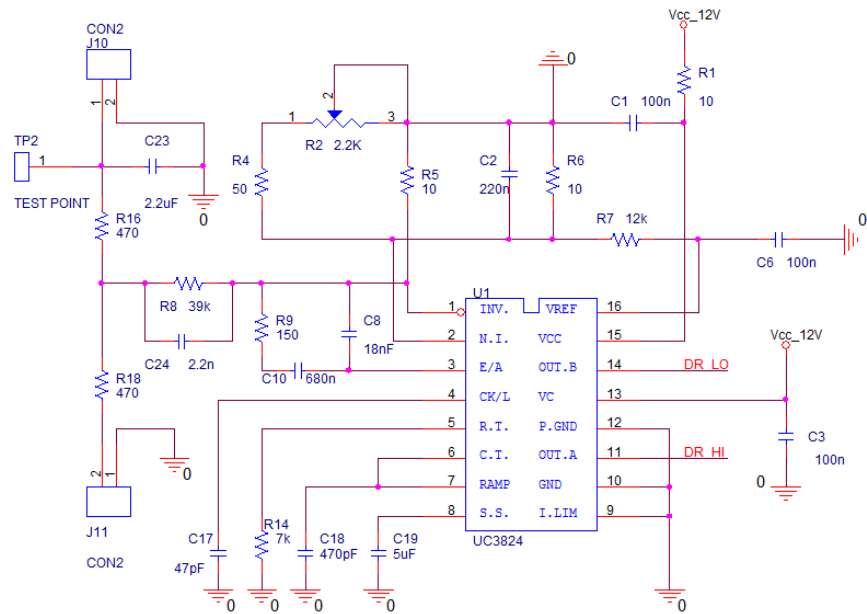


Figura 38: La parte di controllo della scheda con l'integrato UC3824 che fornisce i segnali di pilotaggio.

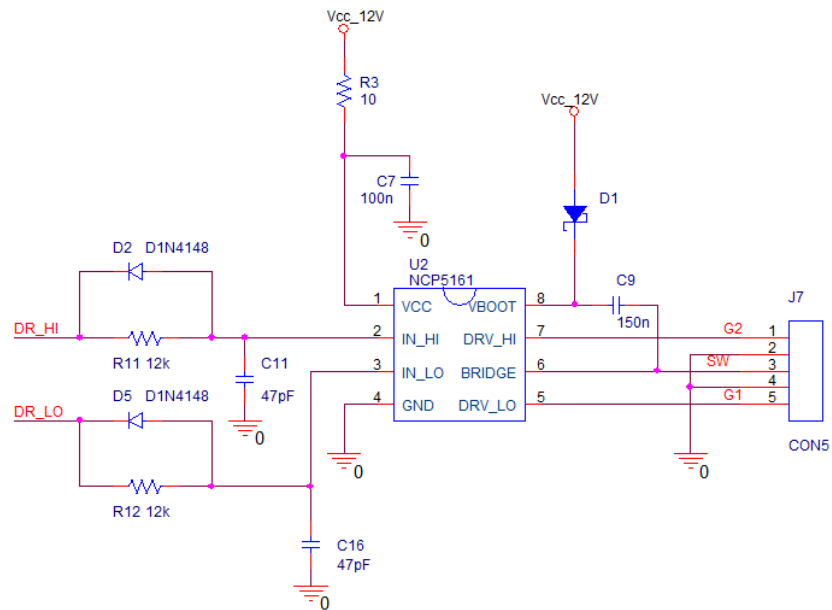


Figura 39: Il driver della scheda che fornisce i segnali di comando al ponte di interruttori. Si può notare in ingresso la rete RC-Diodo per la regolazione dei tempi morti.

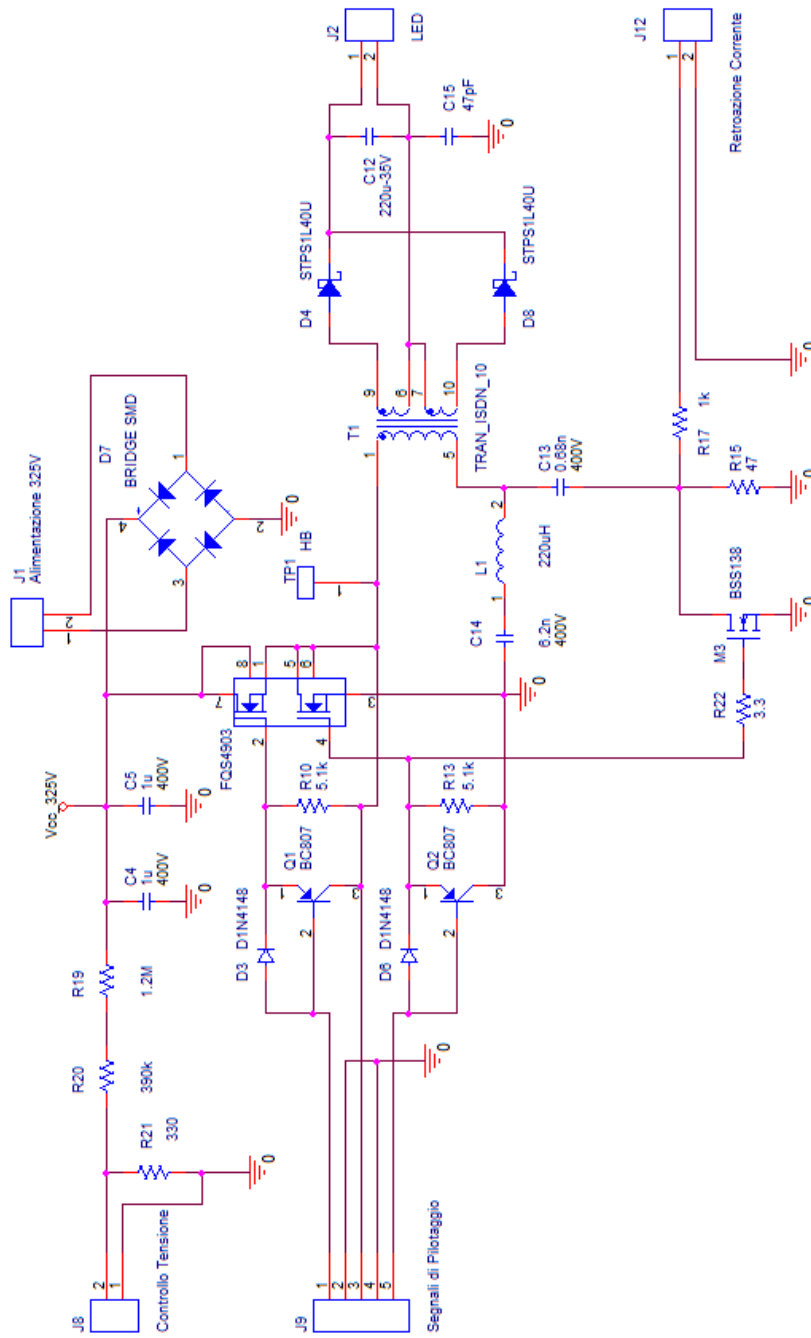


Figura 40: Il circuito di potenza realizzato con Capture. Il passo successivo è la creazione del layout e quindi la realizzazione fisica dello stampato.

ci  di lavorare a frequenze compatibili con quelle del progetto e sopportare correnti sufficientemente grandi.

6.1 COSTRUZIONE DEL TRASFORMATORE

Una parte fondamentale della realizzazione del prototipo riguarda il dimensionamento e la scelta delle caratteristiche del trasformatore di isolamento.

Questo elemento presenta delle problematiche costruttive in quanto deve essere realizzato manualmente, secondo le caratteristiche necessarie al funzionamento del circuito. Questo comporta un grado di difficolt  in pi , poich  i calcoli svolti teoricamente dovranno poi essere verificati e corretti confrontandoli con i dati rilevati in laboratorio.

I dati di partenza per il dimensionamento sono quelli ricavati in fase di progetto e simulazione, dove si   stimato il numero di spire per primario e secondario, sezione del filo e induttanza di dispersione attesa. Quest'ultimo dato   il pi  critico, in quanto esso dipende sia dal numero di spire, impostato in fase di dimensionamento, sia dalla realizzazione fisica del trasformatore; nei calcoli teorici non si riuscir  quindi a tener conto dell'esatto valore finale, elemento che potr  essere valutato precisamente solo con una misurazione in laboratorio del trasformatore reale appositamente realizzato.

Dalle simulazioni del circuito si possono ricavare i valori efficaci delle tensioni e delle correnti al primario e al secondario del trasformatore, valori che uniti alla frequenza di lavoro permettono di stimare le dimensioni del nucleo magnetico.

Il circuito lavora ad una frequenza attorno a 1MHz quindi le sue dimensioni risulteranno ridotte; questo   possibile anche grazie alle correnti e alle tensioni piuttosto basse che si presentano ai capi del trasformatore.

Dalla fase di progettazione, utilizzando la formula delle aree del trasformatore (Capitolo 4)   stato possibile avere un'idea di partenza delle dimensioni del nucleo magnetico che andr  a formare il trasformatore. La scelta   ricaduta su nuclei del tipo a doppia E; sono stati presi in considerazione per le varie prove principalmente i nuclei EFD 20/10/7 e EFD 15/8/5; la scelta finale   ricaduta sul primo tipo, pur essendo sovrastimata in quanto si potevano utilizzare nuclei di sezione minore visti i parametri in gioco, che garantiscono un funzionamento ben al di sotto della saturazione del nucleo magnetico. Tuttavia   sorta un'ulteriore problematica, relativa alla reperibilit  di componenti in ferrite con materiali che fossero in grado di lavorare a fre-

quenze elevate. Infatti i nuclei che é stato possibile ordinare sono esclusivamente quelli della serie EFD 20/10/7, limitando cosí ulteriormente le scelte di progetto.

In una futura realizzazione commerciale, tuttavia, sará possibile trovare nuclei piú adatti alle esigenze del circuito, in modo da sfruttare maggiormente il nucleo magnetico e ridurre inoltre le dimensioni del dispositivo.

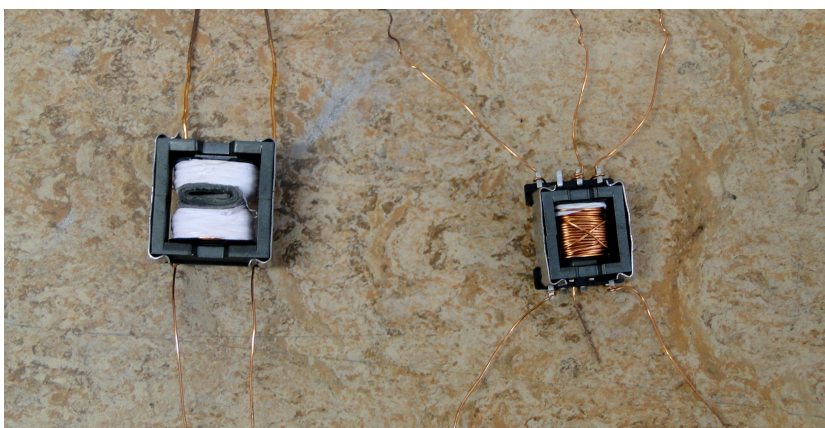


Figura 41: Due differenti tipologie di trasformatori: con avvolgimenti separati (EFD 20) e con avvolgimenti concentrici (EFD 15). Il secondo trasformatore é stato realizzato con presa centrale, la configurazione poi scelta per il componente finale.

La realizzazione pratica del trasformatore é stata eseguita manualmente in laboratorio avvolgendo il conduttore, isolato tramite uno strato di smalto, sul nucleo e creando il numero di spire calcolato con il dimensionamento. Una volta conosciuto il numero di spire del trasformatore si é calcolato il numero di avvolgimenti possibili per ogni singolo strato, considerando le dimensioni del nucleo e i margini di sicurezza dati dall'ingombro del materiale isolante aggiuntivo. Inoltre é stato calcolato il fattore di riempimento, dovuto alla realizzazione manuale, e quindi non ottima, del trasformatore.

Sono stati realizzati diversi avvolgimenti per testare le caratteristiche degli stessi riguardo l'induttanza di dispersione; a tale scopo é stato utilizzato un analizzatore di impedenza, andando a misurare il valore dell'impedenza di corto circuito e quella a secondario aperto. In questo modo é possibile ricavare sia l'induttanza di dispersione, direttamente con la prima misura, sia quella magnetizzante, che risulta essere la differenza delle due. Inizialmente sono stati realizzati dei trasformatori con nucleo EFD 15/8/5 con un rapporto spire di 0.5, cercando di ottene-

re un'induttanza di dispersione elevata, pari a circa 60 uH. Gli avvolgimenti sono stati realizzati in modo concentrico, sovrapponendo lo strato del secondario a quello del primario.

Provando questo tipo di realizzazione si é notato che i valori misurati con l'analizzatore di impedenza erano molto ridotti, come mostrato dalle misurazioni con circuito aperto e cortocircuitando il secondario.

Come si nota dalla tabella i valori cambiano al variare della fre-

Tabella 3: Valori di impedenza misurati testando il trasformatore con avvolgimenti concentrici.

Frequenza	Induttanza totale	Induttanza di dispersione
500 kHz	109 uH	0.273 uH
800 kHz	123 uH	0.257 uH
1 MHz	138 uH	0.251 uH

quenza. ma il valore di interesse risulta molto inferiore a quello cercato.

Perció si é cercata una soluzione che prevedesse un accoppiamento meno forte tra primario e secondario; é stata quindi realizzata una separazione con del materiale isolante tra i due avvolgimenti, che sono stati posti in due aree fisicamente separate del nucleo magnetico. Questo ha permesso di aumentare l'induttanza di dispersione di circa 10 volte.

Come si può notare l'induttanza complessiva, e quindi quella

Tabella 4: Valori di impedenza misurati testando il trasformatore con avvolgimenti separati fisicamente, come mostrato in figura [41 nella pagina precedente](#).

Frequenza	Induttanza totale	Induttanza di dispersione
500 kHz	106 uH	2.78 uH
800 kHz	118 uH	2.6 uH
1 MHz	127 uH	2.5 uH

magnetizzante, é variata di poco con le due realizzazioni, dato che il numero di spire e il tipo di nucleo sono rimasti invariati. Nonostante il forte aumento però l'induttanza di dispersione é rimasta lontana dal valore atteso, rendendo di fatto impossibile la realizzazione di un circuito che inglobi l'induttanza risonante nel trasformatore, con questo tipo di nuclei.

Un ulteriore tentativo é stato provato con l'utilizzo di un toroide della serie MPP della Magnetics; in questo caso gli avvolgimenti sono stati disposti uno opposto all'altro nel toroide, così da aumentare al massimo la distanza e favorire quindi la creazione di

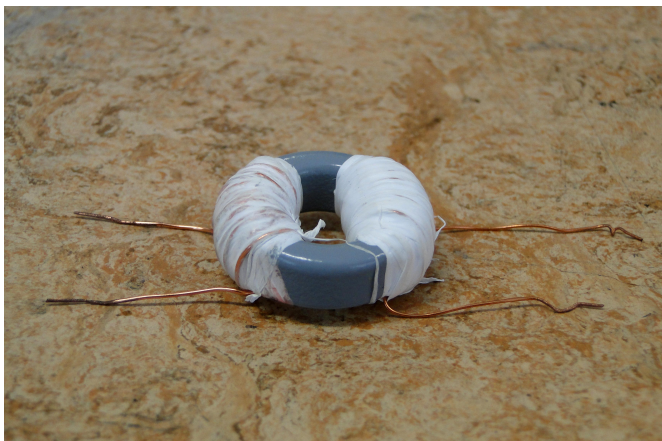


Figura 42: In questo caso il trasformatore é stato realizzato con un toroide in modo da separare piú possibile gli avvolgimenti ed aumentare cosí l'induttanza di dispersione

flussi dispersi.

In questo modo si é ottenuta un'induttanza dispersa notevolmente superiore ai modelli precedenti.

Come si puó notare dai valori riportati in tabella il valore del-

Tabella 5: Valori di impedenza misurati testando il trasformatore realizzato con nucleo toroidale, mostrato in figura 42.

Frequenza	Induttanza totale	Induttanza di dispersione
500 kHz	125 uH	56.51 uH
800 kHz	126 uH	56.235 uH
1 MHz	127 uH	56.20 uH

l'induttanza é coerente con le richieste. Sorge però in questo caso un problema, legato al valore dell'induttanza magnetizzante. Quest'ultimo é troppo piccolo per questo tipo di circuito: si andrebbe infatti a lavorare con un circuito LLC e questo modificherebbe le forme d'onda in gioco e quindi il dimensionamento dell'intera struttura. Inoltre questa realizzazione non presenta un supporto fisso per poter alloggiare efficacemente il trasformatore nella scheda elettronica.

Da queste prove é quindi chiaro che l'unica soluzione attuabile é l'inserimento di un'induttanza esterna al trasformatore. In questo modo é possibile modificare il dimensionamento portando il rapporto spire a valori maggiori di 1, in modo da ridurre la corrente nel circuito risonante e rilassare quindi le sue specifiche.

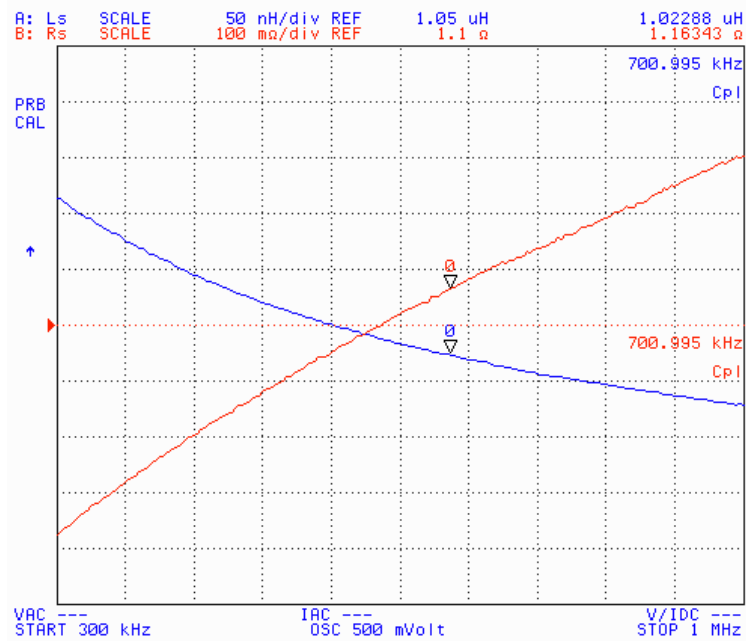


Figura 43: Induttanza di dispersione misurata con l'analizzatore di impedenza nel range di frequenze da 300 kHz a 1 MHz.

La versione finale del trasformatore è stata quindi realizzata con un nucleo del tipo EFD 20/10/7 con materiale 3F35. Dallo studio del circuito, applicando quindi un rapporto spire di 1.5, si sono ricavati i valori delle correnti e delle tensioni a primario e secondario:

Con questi valori si è scelto un conduttore isolato con un dia-

Tabella 6: Valori di tensione e corrente ai capi del trasformatore.

Tensione al primario [rms]:	33.9 V
Corrente al primario [rms]:	271.333 mA
Tensione al secondario [rms]:	22.6 V
Corrente al secondario [rms]:	407 mA

metro di 0.4 mm.

Date le caratteristiche del circuito è stato realizzato un trasformatore a presa centrale; devono perciò essere realizzati due avvolgimenti gemelli al secondario che andranno poi opportunamente collegati. Considerando l'ingombro del nucleo e tenendo conto dei grafici di saturazione, è stato scelto di realizzare 38 spire al primario e 25 spire per ciascuno dei secondari, per un totale di 88 spire sul nucleo.

Per minimizzare questa volta la dispersa gli avvolgimenti sono stati avvolti uno sull'altro; inoltre sono stati intercalati primario

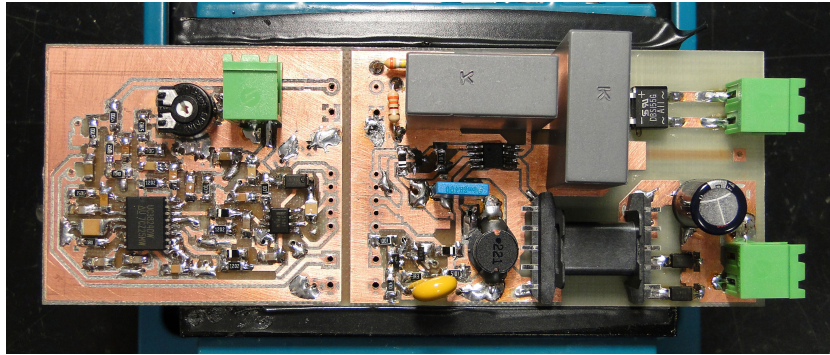


Figura 45: La scheda realizzata. Si possono notare i componenti piú ingombranti e quelli SMD che permettono di ridurre al minimo lo spazio occupato.

6.2 COLLAUDO DELLA SCHEDA

Dopo aver realizzato il trasformatore si é passati alla realizzazione fisica della scheda e al suo assemblaggio. Il circuito stampato é stato realizzato direttamente in laboratorio con l'impiego di una fresa. Come si puó notare dalla figura 45 la scheda é composta da una parte di controllo, a sinistra, ed una di potenza, separate fisicamente.

Nella parte di controllo, mostrata in dettaglio nella figura 46 a fronte, si puó notare l'uso di componenti SMD, impiegati per ridurre al minimo le dimensioni della scheda. É poi presente il connettore per l'alimentazione e del circuito a bassa tensione e un potenziometro utilizzato per regolare la tensione di soglia e regolare quindi il duty cycle.

Nella parte di potenza invece i componenti piú ingombranti sono i condensatori di filtro in ingresso al circuito risonante ed in uscita. Una parte consistente della scheda é inoltre occupata dal trasformatore.

Ultimato il montaggio dei componenti e verificate le connessioni delle piste si é passati al collaudo.

Per prima cosa é stata testata la parte di controllo, sostituendo alcuni componenti dello schema alla fine di realizzare un inseguitore di corrente e collaudare cosí la scheda ad anello aperto. Si é cosí creato un modulatore a rampa PWM, introducendo un potenziometro per far variare la tensione di riferimento ed impostare cosí il giusto duty cycle.

Alimentando il circuito di controllo con una tensione di 12 V si sono potuti verificare, grazie all'utilizzo di un oscilloscopio, le tensioni di pilotaggio degli interruttori del ponte, andando a misurare i segnali generati dall'integrato di controllo e dal driver.

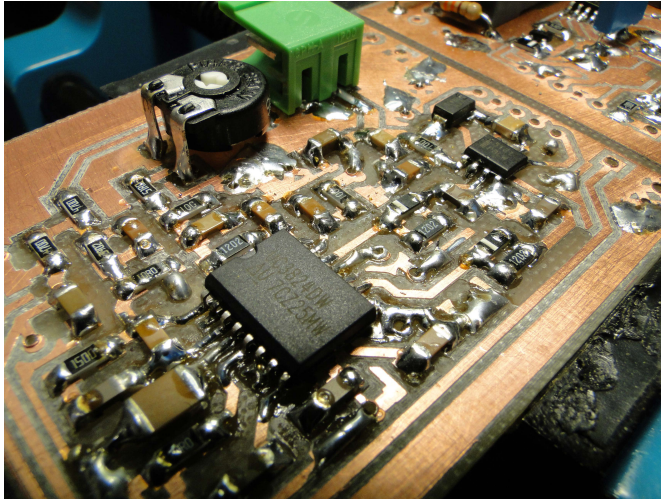


Figura 46: Il circuito di controllo della scheda. In primo piano l'integrato di controllo che genera i segnali di pilotaggio

In questo caso, con un duty cycle fissato al 50%, l'integrato di controllo fornisce due segnali a dente di sega complementari che saranno condotti attraverso la rete di ritardo al driver. In questo caso è stato impostato un ritardo di 100 nsec tra il fronte di discesa del primo segnale e il fronte di salita del secondo, così da evitare fenomeni di cross conduction.

Come si può vedere dalla figura 47, che si riferisce ad una singola uscita del controllo, il segnale a dente di sega generato viene

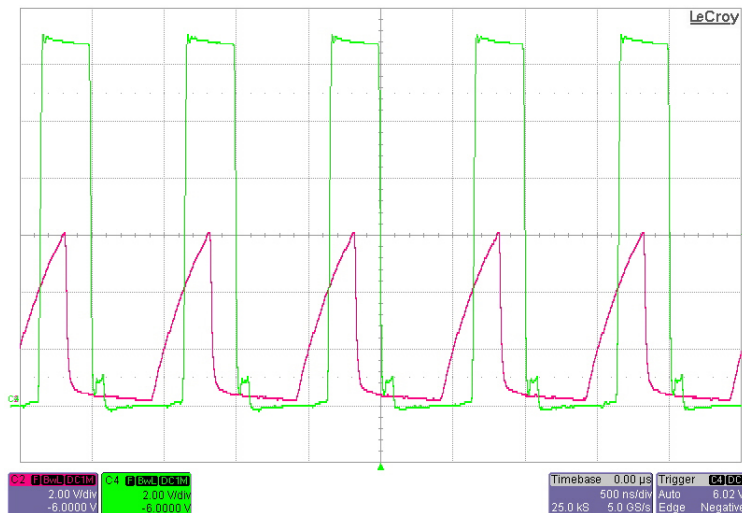


Figura 47: Misura sull'oscilloscopio del segnale di pilotaggio. In viola è mostrata la rampa generata dal controller mentre in verde il segnale di comando prelevato in uscita dal driver.

trasformato in un segnale ad onda quadra dal driver, componente che presenta un'opportuna soglia di attivazione stimata dalle misurazioni attorno ai 3 V.

L'integrato NCP5161 genera quindi i segnali, di ampiezza 12 V e con opportuni tempi morti, adatti a pilotare gli switch del convertitore. La misura è stata eseguita con un oscilloscopio e mostrata in figura 48; per il segnale di pilotaggio dell'interruttore superiore, collegato tra alimentazione e il circuito risonante, è stato necessario impiegare una sonda differenziale.

Una volta verificata la parte di controllo è stato possibile testare

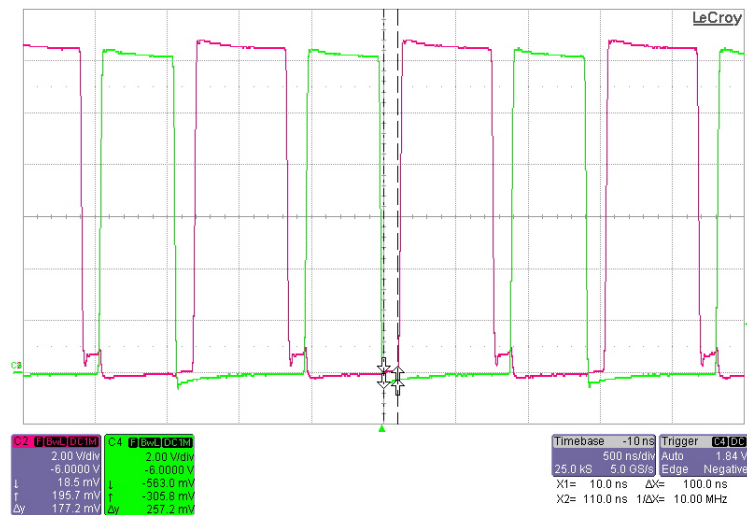


Figura 48: I segnali generati dal driver sono complementari tra loro con un'ampiezza di 12 V. I cursori mettono in evidenza il tempo morto tra il fronte di discesa e quello di salita.

la parte di potenza, ovvero l'intera scheda, alimentando il circuito con tensioni elevate.

Il circuito è stato quindi collegato ad un alimentatore di potenza, in grado di generare tensioni continue fino a 500 V, e ad un carico, composto inizialmente da una serie di resistenze dal valore complessivo di 48 Ohm. Quest'ultimo è stato poi sostituito da una lampada composta da 6 LED, così da simulare al meglio la situazione reale.

Ancora una volta si è usato l'oscilloscopio per controllare i segnali di controllo ed è stata utilizzata una sonda di corrente, applicata al circuito risonante, per monitorare la corrente e verificare che il suo valore non superasse quello consentito, producendo così gravi danni al circuito stesso. Inoltre sono stati usati due multimetri digitali per tenere sotto controllo la corrente assorbita dalla scheda e la corrente in uscita sul carico. Per controllare il surriscaldamento dei componenti, dato critico nel collaudo di

una nuova scheda, è stata utilizzata una camera termica in grado di rilevare le temperature nelle varie zone di interesse.

La tensione in ingresso è stata via via aumentata, controllando costantemente nei vari strumenti le grandezze generate, fino alla soglia di 325 V, pari alla tensione massima raddrizzata presente ai capi dell'alimentatore nelle normali condizioni di funzionamento.

6.3 RISULTATI OTTENUTI

Le forme d'onda acquisite dall'oscilloscopio durante il funzionamento sono riportate in figura 50 nella pagina successiva, dove vengono mostrati i segnali complementari di pilotaggio, la tensione centrale del ponte del convertitore e la corrente sul circuito risonante.

Dalle misurazioni si verifica che le tensioni sui segnali di pilotaggio (12 V) e sul mezzo-ponte (326 V) sono rispettate, e si trova un valore di corrente che oscilla tra 393.51 A e 376 A, leggermente inferiore a quello atteso per effetto dei componenti reali utilizzati.

Nell'aumentare la tensione di ingresso si è notato il surriscaldamento dell'induttanza del circuito risonante, che ha superato i 100 °C attorno ai 275 V. Come riportato sul data sheet il componente è in grado di lavorare a temperature fino a 150 °C ma si è comunque preferito utilizzare una ventola per raffreddare il

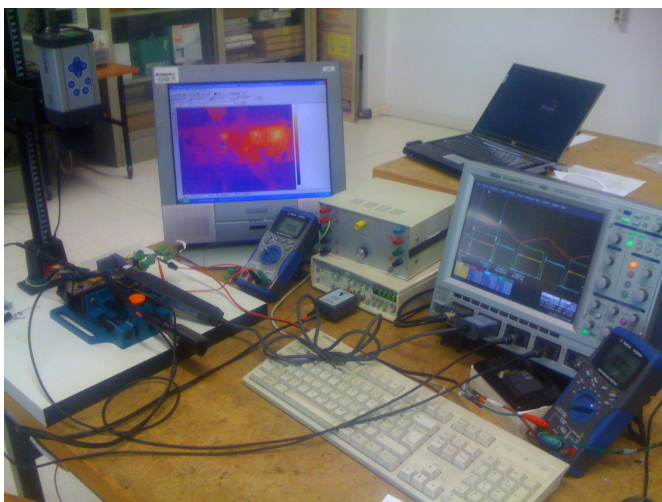


Figura 49: Il banco di prova utilizzato per il test della scheda. Sono presenti i multimetri e l'oscilloscopio per le misurazioni e la camera termica per il controllo della temperatura.

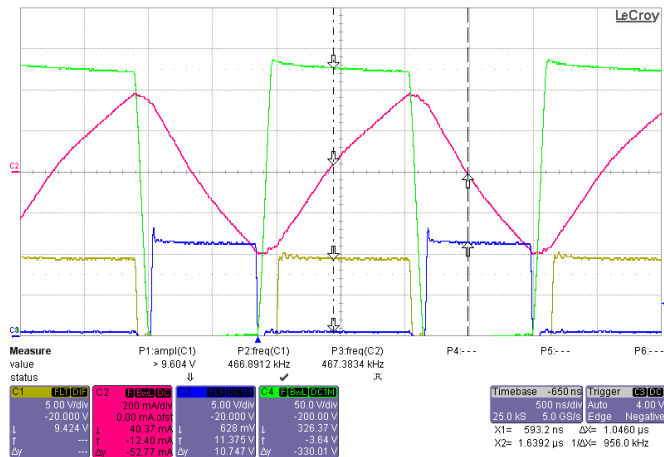


Figura 50: Le forme d'onda della scheda misurate con l'oscilloscopio ad una tensione di 325V e un carico formato da 6 LED. In verde é mostrata la tensione sul mezzo-ponte mentre in viola la corrente nel circuito risonante. Sono riportati inoltre i segnali di pilotaggio.

circuito e non far lavorare i componenti in condizioni critiche. I componenti del circuito di pilotaggio sono invece rimasti sempre su temperature accettabili, variando di pochi gradi la loro temperatura durante tutte le prove eseguite.

La prima prova é stata eseguita con una frequenza inferiore a quella di progetto, pari a 466 kHz, per non stressare ulteriormente i componenti. Una volta testata la scheda a tensioni elevate si

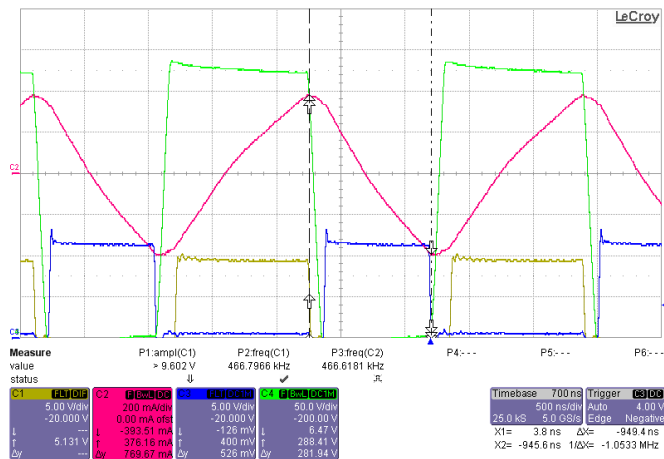


Figura 51: Le forme d'onda ad una tensione di 325V e un carico formato da 6 LED. In particolare i cursori mostrano il valore picco-picco della corrente sul circuito risonante, misurata con la sonda di corrente.



Figura 52: La camera termica mostra come l'induttanza sia il componente critico per quanto riguarda il surriscaldamento. Durante il funzionamento della scheda a tensioni non ancora massime supera infatti i 100°C a differenza degli altri componenti.

é passati ad aumentare la frequenza di switching per verificare il funzionamento dell'alimentatore in queste condizioni.

In questo caso é sorto un problema di surriscaldamento sull'integrato FQS4903, ovvero sul ponte di interruttori. La temperatura di questo componente infatti aumenta proporzionalmente all'aumentare della frequenza di utilizzo, arrivando a valori critici attorno ai 750 kHz. La sua temperatura rimane invece pratica-



Figura 53: La parte di controllo vista con la termocamera. Si nota che i componenti piú caldi sono i due integrati, anche se mantengono temperature accettabili.

mente invariata all'aumento della tensione in ingresso. Questo porta quindi ad una limitazione della frequenza di swit-

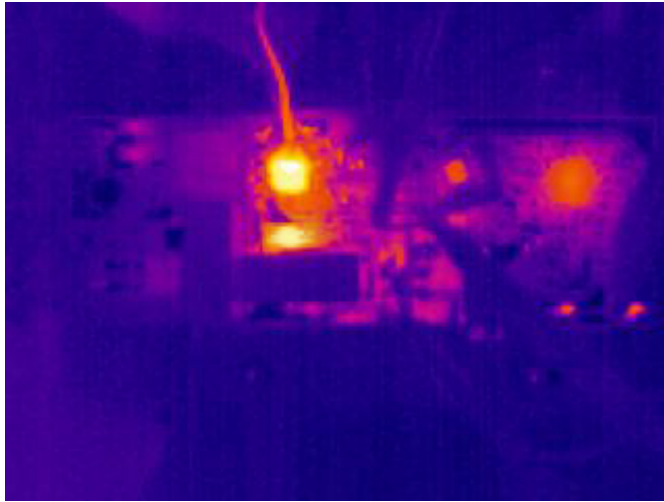


Figura 54: La temperatura dell'integrato FQS4903 a frequenze superiori a 700 kHz risulta eccessiva e denota il limite fisico del componente.

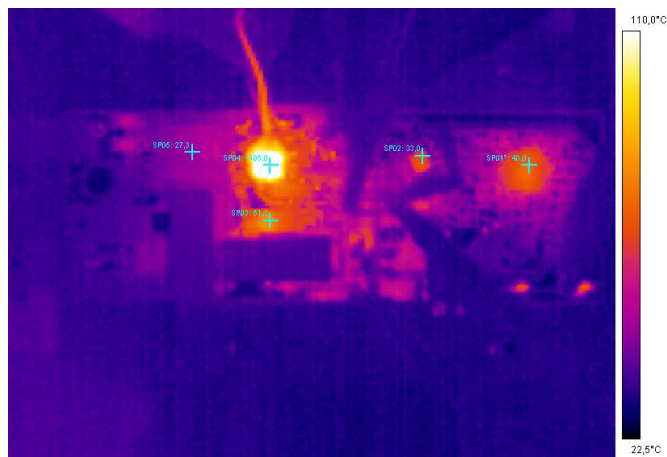


Figura 55: Le temperature misurate con la camera termica a 325 V ad una frequenza di 466 kHz.

ching a 700 kHz, per non incorrere in rotture del componente e quindi al danneggiamento dell'intera scheda.

7 | CONCLUSIONI

Negli ultimi anni l'illuminazione a stato solido ha fatto notevoli progressi e si sta diffondendo in molti settori, soppiantando le tradizionali fonti di illuminazione. La riduzione della potenza assorbita e le nuove normative hanno dato ancora piú forza a questo sviluppo che si prevede essere consistente nei prossimi anni.

La tecnologia delle lampade a LED é in continua evoluzione; negli ultimi mesi sono stati infatti presentati dispositivi che sono in grado di generare flussi di luce superiori a 100 lm/W, un rapporto impensabile solo pochi anni fa e di gran lunga superiore alle tradizionali lampade. Questo comporta che il problema si sposti ora sull'elettronica di controllo, che deve fornire rendimenti molto alti, possibilmente vicini all'unitá, a fronte di ingombri sempre piú ridotti, senza trascurare il problema del raffreddamento dell'intero apparato.

In questo lavoro di tesi si é potuto osservare come un convertitore risonante offra la miglior scelta possibile per le sue caratteristiche, ovvero una buona capacità di conversione e la semplicitá del circuito che comporta la richiesta di pochi componenti e quindi un ingombro ridotto. Inoltre la frequenza di switching elevata ha portato ad un'ulteriore riduzione delle dimensioni dei componenti, in particolare del trasformatore.

L'analisi effettuata, basata sull'approssimazione alla prima armonica e sullo studio delle grandezze elettriche al di sopra della frequenza di risonanza, ha permesso di ottenere un dimensionamento relativamente semplice ma con un buon grado di precisione, come si é visto confrontando le simulazioni con i risultati ottenuti.

Risulta comunque importante riuscire a stimare le grandezze con una buona approssimazione in modo da garantire un dimensionamento ottimo e sfruttare quindi a pieno le capacità dei componenti scelti.

In particolare la scelta del trasformatore e il suo dimensionamento richiede una particolare attenzione sia in fase di studio che in fase di realizzazione pratica; inoltre si é osservato che in questo caso le due cose non possono essere distinte, in quanto la realizzazione fisica puó discostarsi con facilitá dai valori ottenuti in simulazione.

Il trasformatore presente sulla scheda potrà in futuro, con la disponibilità di giusti materiali, essere realizzato con nuclei più ridotti in modo da sfruttare meglio le proprietà magnetiche e ridurre così ancora di più il suo ingombro e quindi quello dell'intera scheda. Si stima che potranno essere utilizzati nuclei della serie EFD15 o EFD 12, anche se devono essere efficacemente testati, soprattutto per verificare il grado di surriscaldamento. L'aumento di temperatura dei componenti è infatti l'elemento critico in questa realizzazione. Dalle prove effettuate con la camera termica si è visto infatti che l'induttanza dovrà essere realizzata in maniera differente, probabilmente con l'ausilio di filo Litz composto da più conduttori intrecciati per ridurre l'effetto pelle su di essi. Inoltre è possibile usare un nucleo toroidale al posto del componente SMD scelto in questo progetto, per aumentare la dissipazione di calore e introdurre caratteristiche più performanti.

Il problema maggiore si è però incontrato con il l'integrato scelto per il ponte di interruttori che, come si è potuto osservare dai test, non permette di incrementare la frequenza fino al valore ipotizzato nelle scelte di progetto. Questo rappresenta infatti l'ostacolo principale in quanto non sono ancora disponibili sul mercato integrati che riescano a lavorare a frequenze vicine a 1 MHz.

BIBLIOGRAFIA

- [1] BUSO, S. e SPIAZZI, G. (2008), *Investigation of AC/DC converters for line-fed HBLED based lamps*.
- [2] CHEN, T.-M. e CHEN, C.-L. (2006), *Small-signal modelling of asymmetrical half bridge flyback converter*, Power Electronics and Motion Control Conference.
- [3] CHIMENTO, F. (2008), *Design of Magnetic Components*.
- [4] CREE (2007-2008), *XLamp High-Power LEDs*, URL <http://www.cree.com>.
- [5] EN61000-3-2 (2009), *Limits for harmonic current emissions*, vol. 4.
- [6] ERICKSON, R. e MAKSIMOVIC, D. (2004), *Fundamentals of Power Electronics*, vol. 2, Kluwer Academic Publisher.
- [7] MOHAN, ROBBINS e UNDELAND (2009), *Power Electronics*, vol. 3, Wiley.
- [8] RICCHIUTI, V. (2000), *Model a nonideal transformer in Spice*.
- [9] SPIAZZI, G. (2008), *Dispense di Elettronica di Potenza*, Libreria Progetto.
- [10] ZUKAUSKAS, A., SHUR, M. S. e GASKA, R. (2007), *Introduction to solid-state lighting*, John Wiley & Sons.