



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA

ANNO ACCADEMICO 2010/11

CORSO DI LAUREA SPECIALISTICA  
IN INGEGNERIA ELETTRONICA

**ALIMENTATORE  
AD ALTO FATTORE DI POTENZA  
PER LAMPADE A STATO SOLIDO**

LAUREANDO : DARIO SILVELLO  
RELATORE : PROF. SIMONE BUSO

## Indice

<b>Introduzione .....</b>	<b>3</b>
Lampade a stato solido .....	3
Alimentatori per lampade a stato solido .....	6
Specifiche di progetto .....	9
<b>Capitolo 1 Convertitore Flyback.....</b>	<b>11</b>
1.1 Convertitore Flyback in DCM .....	11
1.1.1 Equazioni fondamentali.....	13
1.1.2 Stress sui semiconduttori e componenti passivi .....	16
1.2 Introduzione dell'induttanza di dispersione .....	16
1.2.1 Clamp RCD .....	17
1.3 Filtro di ingresso .....	18
1.4 Simulazioni con PSPICE.....	21
<b>Capitolo 2 Convertitore SEPIC.....</b>	<b>29</b>
2.1 Convertitore SEPIC in DCM.....	29
2.1.1 Equazioni fondamentali.....	31
2.1.2 Stress sui semiconduttori e componenti passivi .....	33
2.2 Introduzione dell'induttanza di dispersione e clamp RCD.....	34
2.3 Filtro di ingresso .....	36
2.4 Simulazioni con PSPICE.....	37
<b>Considerazioni .....</b>	<b>45</b>
<b>Capitolo 3 Controllo diretto del duty cycle.....</b>	<b>47</b>
3.1 Controllo analogico .....	48
3.2 Controllo digitale.....	50
3.2.1 Simulazioni con PLECS .....	52
<b>Capitolo 4 Realizzazione pratica del convertitore.....</b>	<b>57</b>
4.1 Scelta dei componenti.....	57
4.2 Schema e PCB .....	62
4.3 Sviluppo del software.....	64

<b>Capitolo 5</b>	<b>Misure sul circuito.....</b>	<b>67</b>
5.1	Stress sui componenti .....	68
5.2	Prove con il wattmetro.....	73
5.3	Variazione a gradino del riferimento .....	75
5.4	Variazione a gradino del carico .....	76
5.5	Stabilità termica .....	77
<b>Capitolo 6</b>	<b>Conclusioni.....</b>	<b>79</b>
<b>Appendice A</b>	<b>dimensionamento dei convertitori in DCM.....</b>	<b>81</b>
<b>Appendice B</b>	<b>dimensionamento parti magnetiche.....</b>	<b>97</b>
<b>Appendice C</b>	<b>dimensionamento dei semiconduttori.....</b>	<b>107</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>.....</b>	<b>109</b>

## Introduzione

La crescente richiesta di energia da parte della società moderna, ed in particolare quella elettrica, ha spinto il mondo della ricerca sempre di più a cercare una maggiore efficienza in tutti i dispositivi e macchine che utilizzano le fonti energetiche. L'illuminazione rappresenta il maggiore tra gli utilizzi per cui l'energia elettrica viene impiegata; si stima che il 30% dell'elettricità prodotta nel mondo finisca in dispositivi per produrre luce. Tale settore ha visto perciò negli ultimi 10 anni una crescita molto forte nella quale sono interessati molti settori dell'industria: dalla microelettronica all'elettronica di potenza, all'illuminotecnica e design. Uno sviluppo davvero eccezionale hanno avuto i LED (light emitting diode). Diversamente dalle lampade ad incandescenza i LED non sono intrinsecamente sorgenti di luce bianca, ma risultano invece più prossimi ad essere sorgenti di luce monocromatica. Risultano perciò utili in applicazioni che riguardano la luce colorata, come la segnaletica stradale, fanaleria dei mezzi di trasporto e retroilluminazione di telefoni cellulari e schermi di personal computer, ma i loro molteplici vantaggi li hanno resi appetibili anche per l'illuminazione in genere. I vantaggi dell'illuminazione a stato solido sono [1]:

- Vita media del dispositivo tra le 50mila e le 100mila ore
- Buona saturazione del colore e maggiore luminosità
- Resa maggiore in lm/W e quindi minor consumo energetico
- Capacità di lavoro con PWM grazie a tempi rapidi di accensione e spegnimento
- Capacità di lavorare in condizioni di stress meccanico (urti,vibrazioni)
- Bassa tensione continua di lavoro

## Lampade a stato solido

Le lampade basate su LED ad alta luminosità (HB-LED) possono produrre luce di qualsiasi colore incluso il bianco. E' risaputo che combinando assieme l'effetto di più LED, con lunghezze d'onda di emissione differenti, è possibile riprodurre la luce bianca. La soluzione più diffusa consiste nell'uso di dispositivi di colore rosso, verde e blu, comunemente identificata con la sigla RGB. Combinando adeguatamente l'intensità delle tre componenti è possibile raggiungere luce bianca a diversa temperatura di colore. Proposte più recenti come l'RGBW, vedono l'introduzione di un quarto LED di colore bianco, di solito a temperatura di colore elevata, che incrementa l'efficienza del sistema grazie al maggior rapporto lm/W dei bianchi e migliora inoltre il CRI (indice di resa cromatica) riempiendo lo spettro di emissione della luce emessa nell'insieme. L'uso di più o meno colori è quindi a discrezione del tipo di utilizzo che si intende fare della

lampada, in alcune applicazioni si potrà perciò trovare la presenza anche di LED gialli o ciano. Per quanto riguarda l'affidabilità dei LED, questi non tendono a rompersi, ma piuttosto ad avere un calo graduale della luminosità nel tempo. La vita in termini operativi di un LED di potenza è estremamente lunga, spesso più lunga della vita stessa del prodotto nel quale è integrato. Nelle grandi installazioni, dove si può parlare del periodo di utilizzo in termini di anni, l'effetto di questo calo nel tempo può raggiungere livelli sotto un minimo specificato, ma data la durata maggiore dei LED rispetto alle lampade a incandescenza, anche effettuandone la sostituzione completa, comunque risulta un investimento conveniente rispetto a quest'ultime. Le specifiche che sono solitamente prese in considerazione dai progettisti di sistemi di illuminazione sono la minima illuminazione richiesta, il failure rate (mortalità), l'intervallo di sostituzione (mission life) e le condizioni di lavoro della lampada. Per quanto riguarda i LED, i fattori che determinano questi parametri sono la corrente in conduzione del dispositivo e la temperatura di lavoro della giunzione. Minore risulta la corrente di pilotaggio del LED al di sotto della soglia di massima corrente consentita, maggiore risulta il periodo di tempo in cui il dispositivo mantiene le sue caratteristiche di luminosità. Allo stesso modo agisce la temperatura di lavoro come fattore di usura. Risulta quindi importante anche la gestione termica dell'oggetto. Nei due grafici (sotto) sono indicati i tassi di mortalità della popolazione totale dei LED (analisi su LED Luxeon). Si noti come gli stress di temperatura e di corrente influenzino negativamente il tempo di vita dei dispositivi [2].

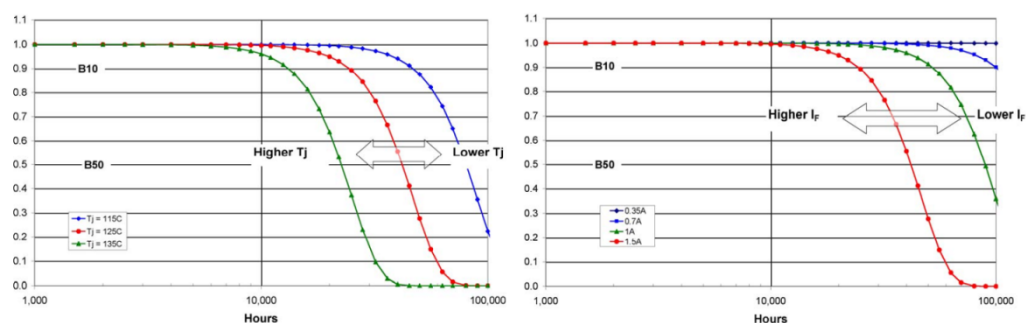


FIGURA 1A-1B - TEMPO DI VITA DEL LED VS TEMPERATURA DI GIUNZIONE(A) E CORRENTE(B)

Oltre ad avere effetti di usura sul LED, la temperatura di utilizzo influenza la lunghezza d'onda emessa dal diodo. Risulta quindi necessario l'applicazione di un sistema di controllo che contenga al minimo l'errore dovuto ad effetti termici. Per dei semiconduttori di buona qualità, si può pensare di ottenere una compensazione di temperatura semplicemente rilevando la tensione ai capi dei LED durante il periodo di conduzione. Perché le relazioni tra tensione misurata, e variazione di colore e di intensità, rimangano lineari, si devono pilotare i LED in maniera adeguata. Utilizzando la tecnica PWM, questa caratteristica di linearità è conservata in entrambe le variabili. Una soluzione particolarmente interessante per quanto riguarda la misura della temperatura di giunzione, si basa sul fatto che, considerata una corrente costante, la tensione di caduta sul diodo in conduzione ha un andamento stimato come lineare al variare di tale parametro, ricavabile anche dall'equazione del dispositivo e già ampiamente sfruttato nella realizzazione dei sensori di temperatura.

Un occhio di riguardo merita quindi il sistema di alimentazione, inteso come tipo di modulazione usata. Sia PWM che AM possono essere impiegate per fornire al LED la corrente di alimentazione. Le due tecniche producono effetti differenti per quanto riguarda la risposta spettrale. Un cambiamento dell'ampiezza della corrente entrante nel

dispositivo provoca uno shift della sua lunghezza d'onda di emissione. In particolare all'aumentare della corrente si ha una diminuzione della lunghezza d'onda. Se non si tiene conto di questo fattore, usando una tecnica di dimming di tipo AM, l'accuratezza del colore del punto bianco non può essere mantenuta. Un'importante osservazione deriva dal fatto che i LED RGB si spostano verso lunghezze d'onda inferiori quando cresce la corrente, mentre l'effetto opposto si ottiene all'aumentare della temperatura. Quindi se un sistema di controllo è impiegato per regolare solamente l'intensità della luce bianca, il controllore aumenterà l'ampiezza della corrente in modo da compensare la diminuzione di intensità della luce dei LED all'aumentare della temperatura. Dato che le due direzioni dello slittamento della lunghezza d'onda sono opposte, ci sarà una compensazione parziale del fenomeno che si tradurrà in un errore inferiore sulle coordinate del colore bianco. Nel caso di utilizzo della PWM nel pilotare il LED, la corrente non ha effetti sulla lunghezza d'onda, dato che nella fase di conduzione è sempre la medesima. La stabilità dell'intensità luminosa dipende dall'accuratezza del livello del picco di corrente e dal duty cycle. Quindi, possono sussistere variazioni di intensità se sono presenti ripple nella corrente sul componente, ma questi problemi sono meno accentuati rispetto ad una modulazione di ampiezza, grazie al fatto che si tiene conto della media del segnale sul periodo, e risultano comunque accettabili per sistemi di illuminazione [3]. Una caratteristica particolarmente apprezzata della tecnica PWM sta nella dipendenza lineare che esiste tra luminosità e ciclo di utilizzo, diversamente dalla AM. Questo accade in funzione del fatto che la luminosità è funzione della corrente media nel LED.

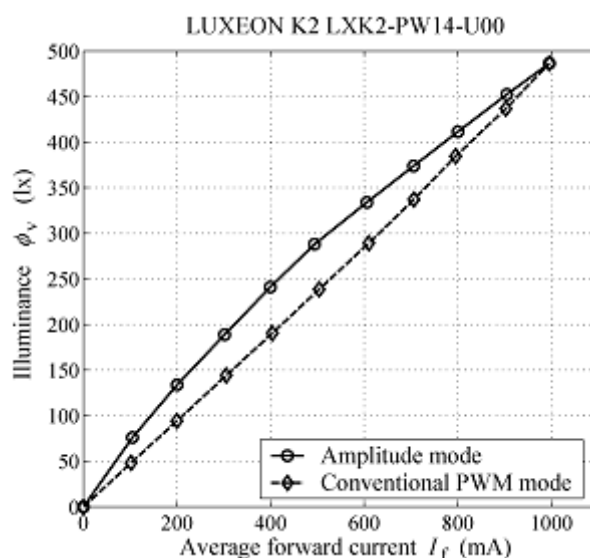


FIGURA 2 - GRAFICO LUMINOSITÀ VS CORRENTE MEDIA NEL LED

Sulla base delle considerazioni appena fatte, è stata realizzata una lampada a stato solido. L'obiettivo prefissato era quello di avere un'apparecchiatura che potesse emettere più tipi di bianco dai più caldi fino ai più freddi con intensità variabile. Per raggiungere lo scopo sono stati utilizzati LED di tre colori: bianco freddo, rosso e verde. Il bianco freddo è in sostituzione del blu, per ottenere intensità maggiori anche per temperature di colore elevate. Il pilotaggio della lampada avviene a corrente costante con tecnica PWM, con un controllo sulla temperatura di giunzione dei diodi, basata sul

prelievo della tensione in diretta ai capi del LED durante l'intervallo di conduzione. Sono state cioè ricavate e sfruttate le caratteristiche tensione-temperatura di giunzione al fine di ridurre al minimo gli shift delle lunghezze d'onda e i cali d'intensità di emissione dei singoli LED.

## Alimentatori per lampade a stato solido

L'efficienza di una lampada a LED non si può solamente misurare in lumen/Watt poiché ciò non includerebbe il sistema completo alimentatore-lampada. La parte di alimentazione non è meno importante rispetto alla scelta dei LED e delle metodologie di comando e controllo della lampada. Risulta invece assumere un ruolo chiave per quanto riguarda il rendimento della lampada inteso come conversione dell'energia elettrica. Diverse aziende di semiconduttori offrono convertitori integrati con efficienza anche superiore al 90%, a basso costo, di dimensioni ridotte, e componentistica esterna minima, ma ciò riguarda solitamente i convertitori DC/DC. Si tratta invece di realizzare un convertitore che riesca ad interfacciare la rete elettrica 230V-50Hz ad un dispositivo a LED operante in continua[5]. Per fare ciò sono possibili tre soluzioni:

1. A valle del PFC è connesso un convertitore isolato che effettua lo step down. In sistemi che richiedono più livelli di tensione, in cascata allo stadio di step down che fornisce l'energia all'intero sistema, viene eseguita un'ulteriore conversione DC/DC con convertitori non isolati per ottenere le tensioni desiderate. Questo approccio prevede l'uso di numerosi stadi tra la rete e l'utilizzatore. Per questioni legate all'efficienza sarebbe senz'altro più conveniente utilizzare topologie che racchiudano PFC e convertitore step down isolato in un unico blocco, i cosiddetti single stage PFC. Per quanto riguarda il controllo essi potrebbero essere separati, utilizzando chip dedicati o in alternativa si dovrebbero impiegare fasce di micro controllori di potenza non indifferente, per comandare gli interruttori e l'abilitazione dei DC/DC integrati

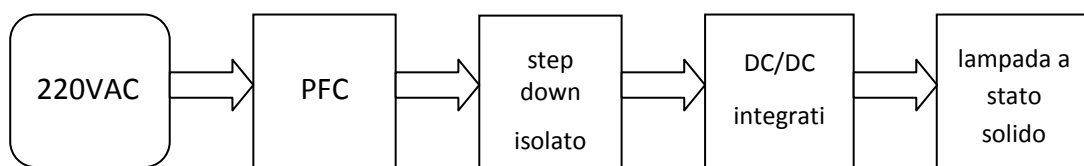


FIGURA 3 - SCHEMA A BLOCCHI SOLUZIONE 1

2. Il sistema consiste di un pre-regolatore, PFP (power factor preregulator) che oltre a fungere da PFC isolato, abbassa la tensione in uscita a livelli manipolabili dal convertitore DC/DC. Più opportunamente si può parlare di convertitori DC/DC al plurale, nel senso che ognuno piloterà una stringa di LED di colore differente. Un controller si occuperà di abilitare o disabilitare questi convertitori in modo che erogino o meno la corrente costante programmata.

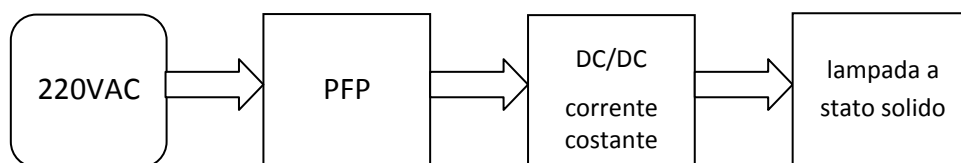


FIGURA 4 - SCHEMA A BLOCCHI SOLUZIONE 2

3. In questo caso il PFC e il convertitore DC/DC sono implementati in una unica struttura. E' necessario però un anello di retroazione che prelevi sia la corrente al primario del convertitore sia la corrente in uscita, per mantenere tale grandezza costante sui LED[4]; ciò complica la rete di feedback. Inoltre tale topologia si adatta meglio a tecniche di modulazione AM della corrente nei LED.

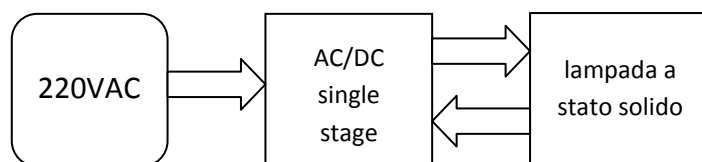


FIGURA 5 - SCHEMA A BLOCCHI SOLUZIONE 3

Ha senso perciò scegliere la seconda alternativa, poiché risulta di facile implementazione: l'obiettivo è quello di realizzare un PFC isolato che abbia una tensione di uscita che sia di valore tale da non danneggiare i convertitori DC/DC integrati e il più possibile vicina al valore al quale le stringhe di LED devono lavorare. Questo per poter migliorare l'efficienza della conversione. La tensione di lavoro della lampada costruita raggiunge i 16-20V con un assorbimento di corrente inferiore ad 1,5A. Volendo essere anche lungimiranti si può pensare di poter utilizzare un maggior numero di LED, raddoppiando per esempio il numero di stringhe e ponendole in serie senza comunque raggiungere il valore limite della tensione per l'utilizzo dei DC/DC integrati. A questo punto, si ottengono le specifiche per la realizzazione dello stadio di alimentazione. Questo dispositivo dovrà poter erogare 1,5A con una tensione di 36V, eventualmente commutabili a 18V. L'uscita di tensione si può pensare anche con un'oscillazione non troppo smorzata, dato che in cascata sono posti dei convertitori che se ne occuperanno. Si dovrà inoltre garantire un buon Power Factor e un'emissione di armoniche di corrente in rete al di sotto delle norme vigenti. Un'ulteriore considerazione dev'essere fatta per mantenere il progetto entro il funzionante, il commercializzabile e facilmente riproducibile. Tenendo questo pensiero come linea guida del progetto, non è troppo saggio utilizzare topologie che qualcuno non esiterebbe a definire "esoteriche". A questo punto il campo può essere ulteriormente ristretto dato che la potenza trasferita dall'alimentatore è di modesta entità. Le topologie che meglio si prestano ad esaudire le nostre richieste sono quindi tutte quelle che pur essendo isolate, sono caratterizzate da un solo interruttore da controllare. I candidati idonei risultano quindi il Flyback, il Sepic isolato e il Cùk isolato. Altri tipi di convertitori come il Forward, vengono impiegati per potenze in gioco superiori ai 100W [6] poiché il rapporto costo-efficienza diventi conveniente. Tra le tre tipologie rimaste, possiamo scremare ulteriormente il Cùk, il quale necessiterebbe di 3 induttori contando anche il filtro all'ingresso e 1 mutuo induttore. Da questo punto di vista il flyback risulta il migliore impiegando solamente un induttore di filtro e un mutuo induttore. Anche le modalità di controllo del convertitore lo rendono più o meno appetibile per l'uso che si deve farne e ne fanno quindi un criterio di scelta. Sia Flyback che Sepic, operanti come PFC, possono lavorare in modalità continua e discontinua [7]. Il primo metodo di controllo prende il nome di "active power factor correction" dove la corrente di ingresso viene forzata attraverso un controllo attivo sulla corrente nell'induttanza a seguire l'andamento della tensione di ingresso.



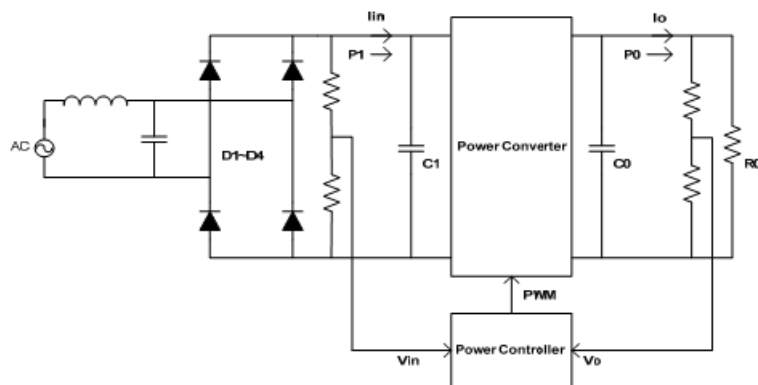


FIGURA 6 - ACTIVE POWER FACTOR CORRECTOR

Viene impiegato un controllo di tensione dall'uscita con dinamica lenta implementato insieme all'anello di retroazione di corrente molto più rapido, il cui riferimento dev'essere proporzionale alla tensione di ingresso. Esistono tre tipi di controllo per fare questo: controllo di corrente media, controllo di corrente di picco e controllo di isteresi. L'active PFC consente al convertitore di operare in modalità continua (CCM), consentendo lo sfruttamento pieno dei componenti utilizzati, un miglior Power Factor anche con carichi bassi e alta efficienza. Di contro dev'essere impiegato un controller dedicato e i valori di induttanza nel circuito devono essere più elevati. L'altro approccio è detto "voltage follower" dove la corrente d'ingresso segue naturalmente la tensione, facendo operare il convertitore in modalità discontinua (DCM).

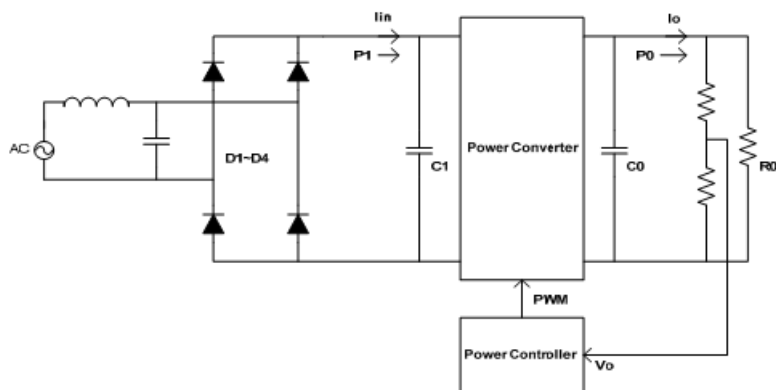


FIGURA 7 - VOLTAGE FOLLOWER

Topologie che operando in DCM hanno tale caratteristica sono anche dette PFC automatici. Ciò avviene se si opera a frequenza costante e viene di per sé che il duty cycle risulta costante. In tal modo la corrente di ingresso che è quella sull'induttanza, risulta proporzionale alla tensione di ingresso in ogni periodo di commutazione e così il suo inviluppo. Ovviamente, non risulta necessario nessun controllo per quanto riguarda la parte di PFC, cioè non sono impiegati né trasduttori di corrente né alcun moltiplicatore, come invece avviene per il controllo per funzionamento CCM, e ciò lo rende utilizzato per la maggiore in tutte le applicazioni a basso costo e bassa potenza. Utilizzando un controllo di questo tipo, diventa necessario introdurre una rete di clamp ai capi dello switch, dato che l'induttanza dispersa del trasformatore d'isolamento crea delle forti sollecitazioni di tensione sul componente durante lo spegnimento. Tuttavia questo metodo di controllo è quello che maggiormente soddisfa le nostre esigenze di semplicità e si presta bene ad interfacciarsi con la lampada a LED, potendo utilizzare

persino lo stesso controllore, senza introdurne uno specifico. Con questa tecnica però l'ingresso del convertitore deve essere accuratamente e pesantemente filtrato, in quanto operando in DCM la corrente richiesta alla rete è di tipo triangolare ad alta frequenza e l'energia viene trasferita dalla rete solo durante l'intervallo di duty cycle. Sebbene, per quanto detto in precedenza, il Flyback utilizzi una componentistica ridotta all'osso, e sembri quindi la soluzione ottimale, esso produce una emissione di armoniche di corrente lato rete non trascurabile che obbliga il progettista a inserire tra la rete ed il convertitore un filtro notevole. La topologia Sepic invece, produce una emissione armonica sicuramente inferiore al Flyback, garantendo un Power Factor più elevato con minor sforzo. Per tali motivi ci si limiterà all'analisi dei due convertitori.

## Specifiche di progetto

La tensione di ingresso sarà di tipo sinusoidale, valore di tensione e frequenza, di rete.

$$V_{in} = 230\sqrt{2} \sin\omega t$$

con  $\omega = 2\pi f t$       $f = 50\text{Hz}$

Come grandezze di uscita

Tensione di uscita	Corrente di uscita	Resistenza equivalente	Potenza erogata
18V	1,5A	12Ω	27W
36V	1,5A	24Ω	54W

Si impone un'ondulazione di tensione massima relativa del 10%.

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} < 10\%$$

La scelta della frequenza di commutazione del convertitore viene scelta in base a diversi fattori, come l'entità delle perdite relative ai semiconduttori, la grandezza fisica della parte magnetica e le emissioni di armoniche di corrente. Nel nostro caso è stata scelta una frequenza di commutazione non molto elevata

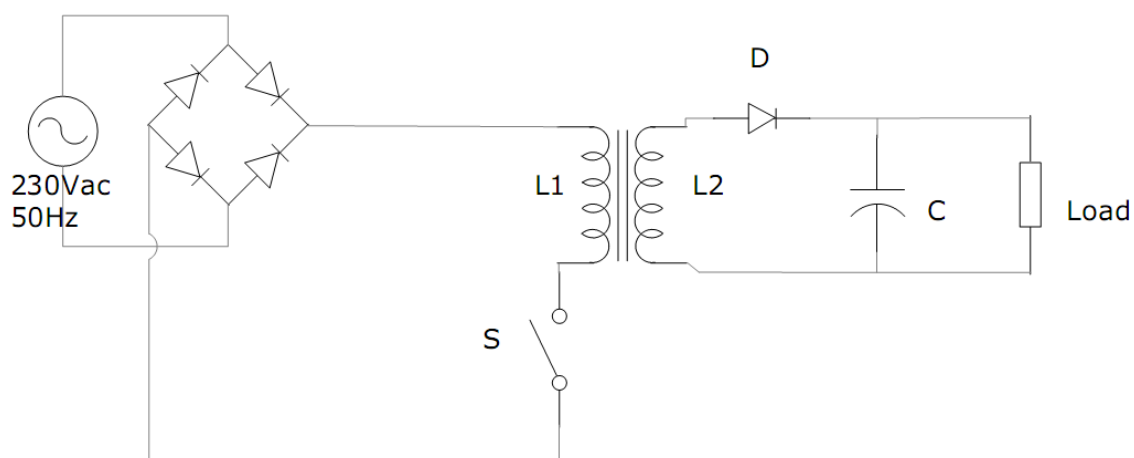
$$f_{sw} = 48\text{kHz}$$

In tal modo, sapendo che le prove per le emissioni condotte hanno come frequenza di start 150kHz, rimangono invisibili a tale prova fino alla terza armonica della frequenza di commutazione; perciò, si presuppone di visualizzare uno spettro abbastanza pulito. Inoltre, le perdite in commutazione dovrebbero essere molto basse, incrementando così l'efficienza del sistema.



## Capitolo 1 Convertitore Flyback

### 1.1 Convertitore Flyback in DCM



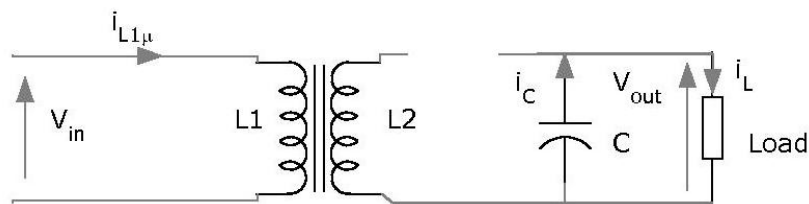
1.1.1 CONVERTITORE FLYBACK

Il convertitore flyback è derivato dal convertitore buck-boost. Accoppiando un secondo avvolgimento all'induttore è possibile ottenere un isolamento galvanico. L'induttanza è quindi sostituita da un mutuo induttore che deve immagazzinare l'energia esattamente come farebbe l'induttore nel buck-boost. Questa topologia rappresenta la più semplice struttura isolata in termini di numero di componenti utilizzati. Passiamo quindi ad analizzarne il funzionamento, in relazione all'utilizzo come PFC. Il funzionamento DCM (discontinuous conduction mode) prevede tre intervalli di operatività, a seconda degli stati di conduzione dello switch e del diodo al secondario:

	Switch	Diodo
Fase 1	ON	OFF
Fase 2	OFF	ON
Fase 3	OFF	OFF

### Fase 1

Nella fase 1 l'interruttore è chiuso e viene applicata la tensione di ingresso ai capi dell'induttanza primaria del trasformatore.



1.1.2 - CONVERTITORE FLYBACK, FASE 1

La corrente nell'induttanza cresce linearmente. Dato che il periodo di commutazione è molto inferiore alla frequenza di rete, si può considerare che la tensione di ingresso rimanga pressoché costante durante il periodo di switching.

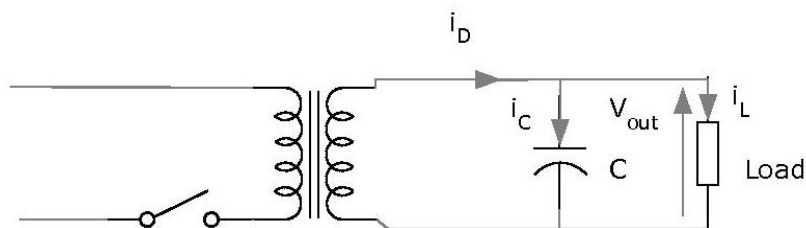
$$i_{L1\mu} = \frac{V_{ir}}{L_{1\mu}} t. \quad (1.1)$$

La corrente massima è raggiunta nell'istante immediatamente precedente all'apertura dell'interruttore e risulta

$$I_{L1\mu MAX} = \frac{V_{ipk}}{L_{1\mu}} \frac{\delta}{f_{sw}}, \quad (1.2)$$

dove  $\delta$  è il duty cycle dello switch e  $V_{ir}$  la tensione raddrizzata.

### Fase 2



1.1.3 CONVERTITORE FLYBACK FASE 2

L'interruttore si apre a corrente non nulla, mentre entra in conduzione il diodo al secondario. La durata di questa fase è variabile, in quanto la corrente di picco nell'induttanza varia a seconda della tensione di ingresso applicata, mentre invece la scarica avviene a tensione costante durante tutto il periodo della frequenza di rete. Considerando  $n$  il rapporto spire tra secondario e primario

$$n = \frac{N_2}{N_1}, \quad (1.3)$$

la corrente vista dall'induttanza di magnetizzazione primaria decresce linearmente e risulta

$$i_{L1\mu} = \frac{V_i}{L_{1\mu}} t_{on} - \frac{V_{out}}{nL_{1\mu}} t. \quad (1.4)$$

La durata di questa fase è calcolabile, e risulta funzione della tensione di ingresso

$$t_{don} = \frac{nV_{ir}}{V_{out}} t_{on} = \frac{n}{M} \frac{\delta}{f_{sw}}, \quad M = \frac{V_{out}}{V_{ir}}, \quad (1.5)$$

con M fattore di conversione. Il tempo massimo di questa fase è in corrispondenza alla massima corrente nell'induttanza e ciò avviene esattamente durante il picco della tensione di ingresso.

### Fase 3

Sia diodo che switch risultano aperti. Non circola corrente né al primario né la secondario e gli stress di tensione sui semiconduttori si riducono.

#### 1.1.1 Equazioni fondamentali

Dopo aver analizzato il funzionamento del convertitore flyback operante in DCM, si passa ora alla descrizione del funzionamento come power factor corrector.

#### Corrente in ingresso e in uscita

La corrente media in ingresso al convertitore dovrà seguire la tensione di tipo sinusoidale, affinché la rete veda il carico come se fosse di tipo resistivo. Ipotizzando rendimento unitario per agevolare i calcoli ed utilizzando il bilancio delle potenze si ottiene

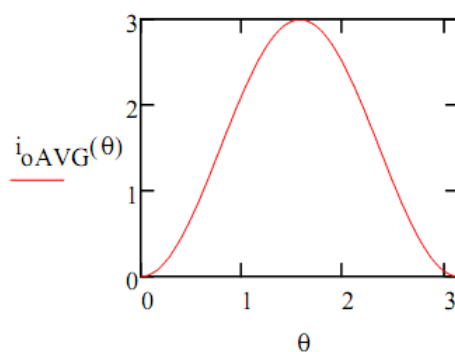
$$v_{in} i_{in} = V_{out} I_o \quad (1.6)$$

Si ricava quindi la corrente massima di uscita, intesa come corrente di picco del diodo

$$i_{opk} = \frac{v_{ir}}{L_{1\mu} n f_{sw}} \delta \quad (1.7)$$

la corrente media nel periodo di commutazione

$$i_{oAVG} = \frac{i_{opk}}{2} t_{don} f_{sw} = \frac{v_{in}^2 \sin^2(\omega t) \delta^2}{2L_{1\mu} f_{sw} V_{out}} \quad (1.8)$$



1.1.4 - CORRENTE SUL DIODO MEDIATA NEL PERIODO DI COMMUTAZIONE

e la corrente media

$$I_o = \frac{v_{in}^2 \delta^2}{4L_{1\mu} f_{sw} V_{out}} \quad (1.9)$$

dalla quale sostituendo nella prima si ottiene

$$i_{in} = \frac{v_{in} \sin(\omega t) \delta^2}{2L_{1\mu} f_{sw}} \quad (1.10)$$

Si vede chiaramente nell' equazione (1.10) che a duty cycle e frequenza costanti, la corrente di ingresso segue la tensione sinusoidale, cioè il convertitore si comporta, visto dalla rete, come un carico di tipo resistivo, il che assicura il funzionamento da PFC. Dalla conoscenza della corrente di uscita media nel periodo di commutazione, si calcola la capacità di uscita. Essa dev'essere tale da soddisfare le specifiche sull'ondulazione di tensione residua inferiore al 10%. Tale capacità, considerando il caso peggiore, che risulta essere quello con tensione di uscita di 18V, è

$$C_{out} = \frac{\int_{\frac{3\pi}{4}}^{\frac{\pi}{4}} (i_{oAVG} - I_o) d\varphi}{2\pi f V_{outmin} 0,1} = 2,65mF. \quad (1.11)$$

### **Garantire funzionamento DCM del convertitore**

Come già detto, poiché il convertitore possa lavorare come PFC automatico, è necessario che sia garantito il funzionamento DCM in ogni condizione operativa. Perché ciò avvenga, deve risultare che la somma delle prime due fasi operative del convertitore, sia inferiore al periodo di commutazione. In tal modo è certo che la corrente nell'induttanza di magnetizzazione si azzerà e ciò permette allo switch di chiudersi a corrente nulla. La condizione da considerare è

$$t_{on} + t_{don} < T_{sw}, \quad (1.12)$$

dalla quale si ricava sostituendo si ricava

$$\delta < \frac{M}{M+n}. \quad (1.13)$$

Introduciamo anche un ulteriore parametro, che ci fornisce una dipendenza della condizione DCM dal carico (R nella formula) e allo stesso tempo lo lega al valore dell'induttanza di magnetizzazione.

$$k_a = \frac{2L_{1\mu} f_{sw}}{R} \quad (1.14)$$

Si ricava anche il valore critico di tale fattore, che indica il funzionamento limite tra DCM e CCM.

$$k_{acrit} = \frac{1}{2(M+n)^2} \quad (1.15)$$

In questo modo, a seconda del valore di carico, esiste una induttanza di magnetizzazione al di sotto della quale il sistema viene mantenuto in funzionamento DCM. Individuando il

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

caso peggiore, si può perciò dedurre il valore dell'induttanza che permette il funzionamento discontinuo in ogni condizione operativa. Si deduce perciò

$$L < \frac{Rk_{acrit}}{2f_{sw}}. \quad (1.16)$$

Prima di passare al calcolo è però necessario scegliere  $n$ , il valore del rapporto spire. E' d'obbligo non eccedere con tale valore per non introdurre stress troppo elevati di corrente sul diodo al secondario e di tensione sullo switch. Un valore troppo piccolo d'altro canto, costringerebbe il convertitore a lavorare con tempi di accensione dello switch molto stretti, con conseguenti correnti nello switch elevate e così anche le tensioni sul diodo. Scegliendo un rapporto spire

$$n = \frac{1}{3} \quad (1.17)$$

otteniamo valori accettabili di entrambe le grandezze, senza esagerare con l'una o con l'altra. Distinguiamo ora in due casi, a seconda dei valori di tensione d'uscita desiderati, per capire quale dei due rappresenti il caso peggiore.

Tensione di uscita	M	R load	Kacrit	L limite
18V	0,055	12Ω	3,31	414μH
36V	0,111	24Ω	2,536	634μH

Si deve scegliere un valore di induttanza di magnetizzazione inferiore a 414μH, ma non eccessivamente ridotto per evitare picchi di corrente sullo switch troppo elevati, che condizionerebbero anche le emissioni armoniche. Si sceglie perciò il valore

$$L_{1\mu} = 350\mu H \quad (1.18)$$

che assicura un discreto margine di sicurezza ed allo stesso tempo non è troppo lontano dal valore limite. E' possibile ora calcolare i valori di duty cycle corrispondenti alle tensioni di 18 e 36V con la seguente

$$\delta = 2 \sqrt{\frac{L_{1\mu} f_{sw}}{R}} M \quad (1.19)$$

e si ha  $\delta_{18V} = 0,131$  e  $\delta_{36V} = 0,185$ .



### 1.1.2 Stress sui semiconduttori e componenti passivi

Si è ora in grado di valutare gli stress sui componenti del circuito; si vedano a tale proposito i calcoli in appendice A. Partendo dai semiconduttori si hanno:

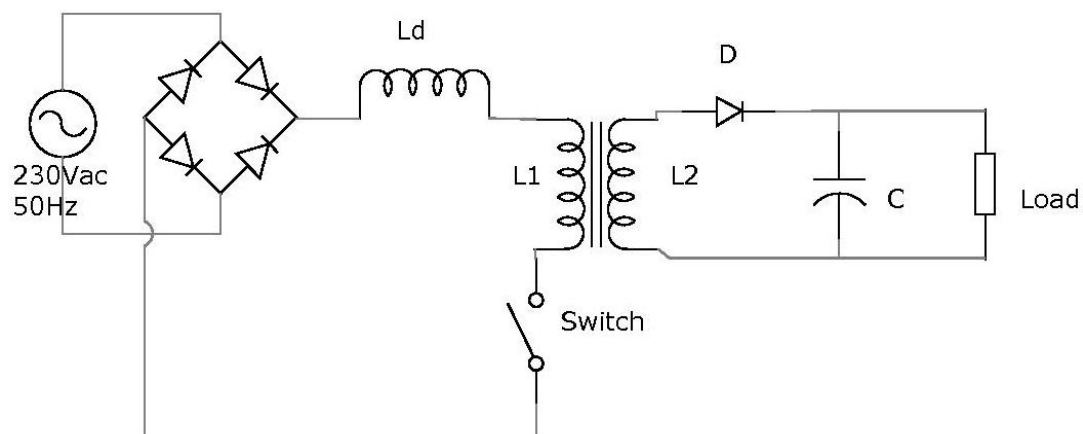
	Tensione max [V]	Corrente max [A]	Corrente avg [A]	Corrente rms [A]
Ponte a diodi	433,3	3,59	0,21	0,63
Switch	433,3	3,59	0,21	0,63
Diodo secondario	144,4	10,8	1,5	3,02

Sui componenti passivi si ricavano facilmente gli stress, che come valori ricalcano quelli sui semiconduttori, come si può intuire dalla posizione topologica.

	Tensione max [V]	Corrente max [A]	Corrente avg [A]	Corrente rms [A]
Induttanza primario	325V	3,59	0,21	0,63
Induttanza second.	108,4	10,8	1,5	3,02
Condensatore uscita	37,8V	/	0	/
Carico	37,8V	1,5	1,5	1,5

### 1.2 Introduzione dell'induttanza di dispersione

L'induttanza di dispersione è il parametro del trasformatore col quale si tiene conto del flusso magnetico che non viene concatenato da entrambi gli avvolgimenti. La causa di quest'effetto è dovuta ad un accoppiamento imperfetto tra gli avvolgimenti, che dà origine ad un flusso disperso. L'equivalente circuitale è quindi un'induttanza posta in serie all'avvolgimento primario (o secondario) del trasformatore, che non si accoppia però col secondario (o primario). Le principali cause del fenomeno sono da ricercare nel modo in cui vengono avvolti gli avvolgimenti e nella scelta del nucleo.



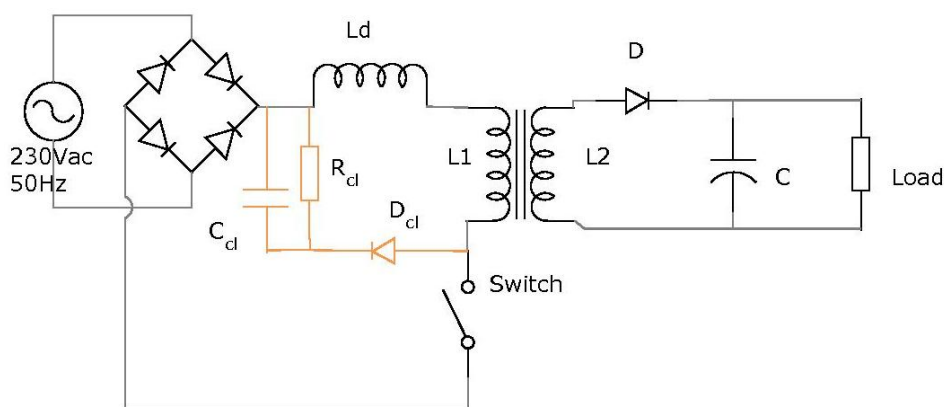
1.2.1 - FLYBACK CON INDUTTANZA DI DISPERSIONE

Durante la fase in cui lo switch è chiuso, l'induttanza di dispersione si carica al pari del mutuo induttore. Nella fase successiva lo switch si apre, ma mentre per il mutuo

induttore esiste un percorso di ricircolo al secondario, ciò non accade per l'induttanza di dispersione; l'effetto collaterale di tale situazione è lo sviluppo di una sovratensione di valore elevato che cade ai capi dello switch. E' necessario perciò introdurre una rete di clamp per impedire extra tensioni che possano danneggiare l'interruttore. Esistono più schemi da poter usare a questo proposito, ma in linea con i principi esposti nel capitolo introduttivo, escludiamo le topologie con interruttore attivo, i cosiddetti clamp attivi, poiché per fare ciò bisognerebbe inserire dell'ulteriore logica di controllo. Ci si concentra sui clamp RCD, avendo cura di non utilizzarli solo in modo dissipativo, magari realizzando un percorso col quale la corrente venga riutilizzata dal circuito.

### 1.2.1 Clamp RCD

La scelta ricade sulla seguente topologia:



1.2.2 - FLYBACK CON CLAMP RCD

Come specifiche imponiamo che la tensione ai capi dello switch non possa superare i 550V, in modo da poter sceglierne uno da 600V. L'ondulazione di tensione ai capi del condensatore di clamp sia inferiore al 10% e infine stimiamo, con un velo di pessimismo, un'induttanza di dispersione del 5% rispetto al primario

$$L_d = L_{1\mu} * 0,05 = 17,5\mu H, \quad (1.20)$$

$$V_{smax} = 550V, \quad \Delta V_{Ccl} = 10\%. \quad (1.21)$$

Calcolo la tensione media massima sul condensatore nel periodo di commutazione

$$V_{Ccl} = \frac{V_{smax} - V_{ipk}}{1 + \frac{\Delta V_{Ccl}}{2}} = 214V, \quad (1.22)$$

il tempo massimo di scarica dell'induttanza di dispersione

$$t_d = \frac{i_{smax} L_d}{V_{Ccl} - \frac{V_{outmax}}{n}} = 592ns, \quad (1.23)$$

e la variazione di carica sul condensatore della rete di clamp

$$\Delta Q_{Ccl} = t_d \frac{i_{smax}}{2} = 1,06 \mu C. \quad (1.24)$$

Dalla conoscenza dell'ondulazione di tensione ai capi del condensatore di clamp e dalla variazione di carica si determina il valore della capacità di clamp

$$C_{cl} = \frac{\Delta Q_{Ccl}}{V_{Ccl} \Delta V_{Ccl}} = 49,6 nF \quad (1.25)$$

Assumendo che la corrente media ai capi del condensatore sia nulla nel periodo di commutazione, si deduce che la variazione di carica in questo intervallo è esattamente la corrente sulla resistenza di clamp, quindi

$$R_{cl} = \frac{V_{Ccl}}{\Delta Q_{Ccl} f_{sw}} = 4,2 k\Omega, \quad (1.26)$$

e la sua potenza dissipata massima nel periodo di commutazione

$$P_{Rcl} = \frac{V_{Ccl}^2}{R_{cl}} = 10,9 W. \quad (1.27)$$

### 1.3 Filtro di ingresso

Un'importante caratteristica dei raddrizzatori ad alto fattore di potenza è di avere una corrente di ingresso con un buon spettro in frequenza. Questo significa l'eliminazione di tutte le componenti armoniche dovute alla commutazione e ad eventuali risonanze tra i componenti reattivi del circuito. Esistono norme precise in materia di emissioni di armoniche in rete, affinché possa esserci una pacifica convivenza tra utilizzatori di vario genere. La norma che viene presa in considerazione per questo progetto è la IEC 61000-3-2, che impone l'ampiezza delle armoniche a seconda della classe del dispositivo [8].

<b>Class A</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Balanced three-phase equipment</li> <li>▪ Household appliances, excluding equipment identified by Class D</li> <li>▪ Tools excluding portable tools</li> <li>▪ Dimmers for incandescent lamps</li> <li>▪ Audio equipment</li> <li>▪ Everything else that is not classified as B, C or D</li> </ul>
<b>Class B</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Portable tools</li> <li>▪ Arc welding equipment which is not professional equipment</li> </ul>
<b>Class C</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Lighting equipment</li> </ul>
<b>Class D</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Personal computers and personal computer monitors</li> <li>▪ Television receivers</li> </ul> <p>Note: Equipment must have power level 75W up to and not exceeding 600W</p>

1.3.1A - NORMA IEC 61000-3-2

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

Harmonics [n]	Class A [A]	Class B [A]	Class C [% of fund]	Class D [mA/W]
Odd harmonics				
3	2.30	3.45	30 x λ	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/13
15 ≤ n ≤ 39	0.15 x 15/n	0.225 X 15/n	3	3.85/n
Even harmonics				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
8 ≤ n ≤ 40	0.23 x 8/n	0.345 x 8/n	-	-

1.3.1B - NORMA IEC 61000-3-2

Nel nostro caso, dato che la parte di alimentazione verrà implementata assieme alla lampada a LED, possiamo presupporre di rientrare nella categoria C. Per completezza, rispetto allo spettro, consideriamo anche un'altra norma, la raccomandazione IEEE 519. Quest'ultima non suddivide gli utilizzatori per classe, bensì per potenza d'utilizzo.

Maximum Harmonic Current Distribution in % of Fundamental						
Harmonic Order (Odd Harmonics)						
$I_{sc}/I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.						
* All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual $I_{sc}/I_L$ .						
Where $I_{sc}$ = Maximum short circuit current at PCC. and $I_L$ = Maximum load current (fundamental frequency) at PCC.						

1.3.2 - RACCOMANDAZIONE IEEE 519

Ipotizzando un utilizzo domestico della lampada, il fornitore di energia elettrica mette a disposizione 16A per utenza. Considerando il rendimento non unitario, stimiamo la corrente del dispositivo di 0,4A corrispondente ad una potenza di ingresso di 65W, 0,83 di rendimento. In questo caso la nostra apparecchiatura rientra nella condizione

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = 40 \quad (1.28)$$

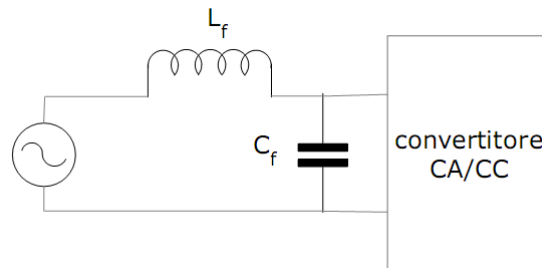
La preoccupazione principale riguarderà le componenti ad alta frequenza, che per ampiezza dovrebbero risultare paragonabili alla fondamentale; una volta filtrate queste, la forma d'onda della corrente d'ingresso dovrebbe avere forma quasi perfettamente sinusoidale. Dai calcoli (appendice) risulta che la componente a 48kHz è

$$I_{48kHz} = 0,32A, \quad (1.29)$$

mentre, per essere in linea con le normative, la componente dovrebbe essere lo 0,5% della fondamentale che risulta essere, considerando rendimento unitario

$$I_{50Hz} = 0,332A \quad I'_{48kHz} = 1,66mA. \quad (1.30)$$

L'ingresso deve essere quindi accuratamente filtrato. A questo scopo viene utilizzato un filtro LC passa basso senza rete di damp.



1.3.3 FILTRO DI INGRESSO

Tale circuito dev'essere dimensionato in modo che le componenti ad alta frequenza risultino attenuate, fino al valore desiderato, viste da lato rete. L'attenuazione sulla componente a frequenza di switching risulta

$$A_{48kHz} = \frac{I_{48kHz}}{I'_{48kHz}} = 192, \quad A_{48kHz} dB = 45,7dB. \quad (1.31)$$

Conoscendo la pendenza di -40dB/decade imposta dal filtro passa basso del secondo ordine, se ne ricava la frequenza di taglio

$$f_c = f_{sw} 10^{-\frac{A_{48kHz} dB}{40}} = 3,46kHz. \quad (1.32)$$

Per dimensionare il condensatore e l'induttanza di filtro si devono a questo punto fare delle ulteriori considerazioni. Nel modello di primo ordine del convertitore, l'impedenza di ingresso vista dalla rete, può essere modellizzata come una resistenza, il cui valore è fissato con la potenza da convertire. Il valore minimo di tale parametro è

$$R_{in} = \frac{V_{ipk}}{I_{50Hz}} = 979,63\Omega. \quad (1.33)$$

L'impedenza vista dalla rete, non deve variare con l'introduzione del filtro, inoltre lo sfasamento introdotto deve essere il più piccolo possibile. Per fare ciò bisogna dimensionare correttamente i valori di induttanza e di capacità, giungendo anche a compromessi per quanto riguarda il fattore di smorzamento del filtro. In tabella si riportano alcuni valori di capacità e i rispettivi valori di induttanza per ottenere la frequenza di taglio desiderata. Si indicano quindi i fattori di merito, presupponendo di

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

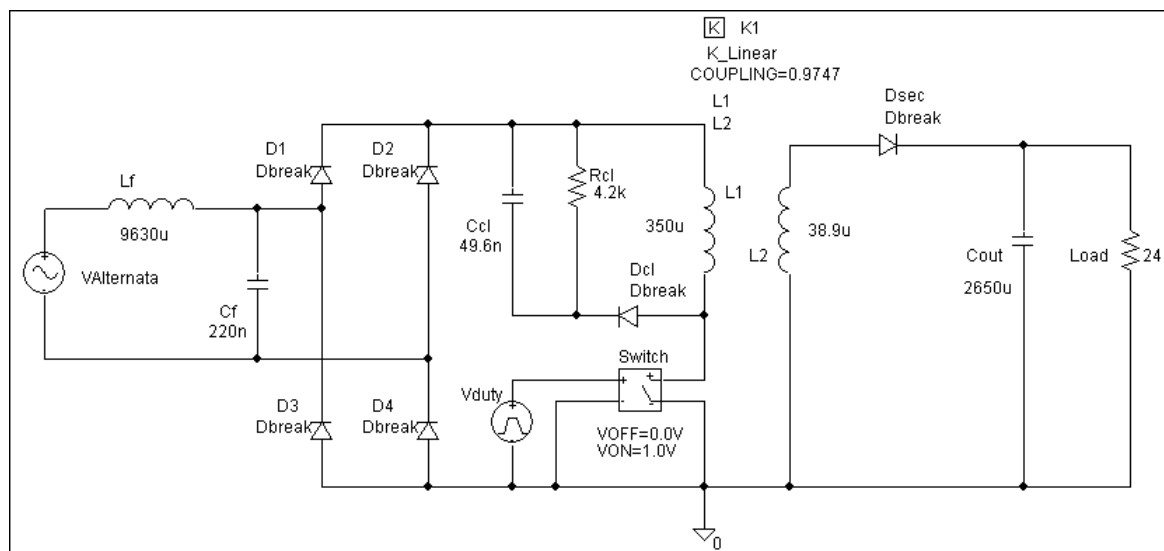
avere come carico una resistenza del valore appena specificato, l'impedenza vista lato rete del sistema e lo sfasamento tensione corrente sempre all'ingresso.

Capacità di filtro	Induttanza di filtro	$\xi$	Z in	Cos $\varphi$
100nF	21000 $\mu$ H	0,235	979,4 $\Omega$	1
220nF	9630 $\mu$ H	0,107	977,6 $\Omega$	0,998
470nF	4510 $\mu$ H	0,05	969,7 $\Omega$	0,99

Una capacità piccola assicura un maggior fattore di smorzamento e una minor interazione con l'impedenza del convertitore. Di contro, necessità di un'induttanza di valore decisamente molto elevato. Si preferisce perciò scegliere il valore di capacità di 220nF, che nonostante sia leggermente meno performante, assicura un valore di induttanza decisamente più abbordabile e non introduce fattori di smorzamento troppo piccoli.

### 1.4 Simulazioni con PSPICE

Eseguiti i calcoli per il dimensionamento del convertitore, occorre verificarne i risultati. Per fare ciò è stato utilizzato il software PSPICE 9.1 versione Student. Il software è utilizzabile anche per circuiti di tipo switching, con alcuni accorgimenti, tra i quali utilizzare passi di integrazione sufficientemente piccoli e porre attenzione ai componenti che provocano errori nella simulazione. Lo schema usato per la simulazione è il seguente:



1.4.1 SCHEMA SIMULATO

Il generatore di tensione sinusoidale "VAlternata" ha valore di picco di 325V, frequenza 50Hz e rappresenta la rete. Il componente "Switch" è l'interruttore ideale. Ad esso è

possibile attribuire una resistenza in conduzione e una in interdizione nonché una tensione di soglia di ingresso che identifichi lo stato di on oppure di off. Il comando all'interruttore è fornito mediante un generatore di impulsi "Vduty", nel quale vengono indicati periodo di commutazione, duty cycle e il tempo di salita e discesa dei fronti. In questo caso il periodo è di 20,83μs corrispondente alla frequenza di 48kHz, il duty cycle è fissato a 3,854μs affinché la tensione di uscita risulti pari a 36V, infine i fronti sono fissati a 20ns. I diodi usati sono pure quelli ideali. Per fissare la corrente di uscita ad 1,5A si pone un carico di 24Ω. Per modellizzare un trasformatore con PSPICE è necessario porre 2 induttori e richiamare i loro nomi all'interno del parametro "K\_linear" che sta per coefficiente di accoppiamento. Esso è definito in questo modo

$$K_{linear} = \sqrt{1 - \frac{L_d}{L_{1\mu}}} = 0,9747. \quad (1.34)$$

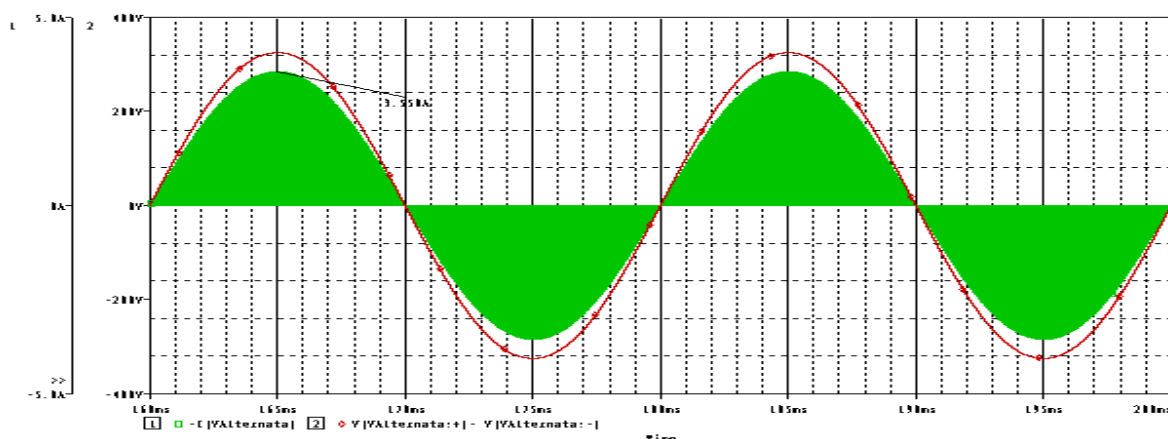
Per definire il rapporto spire è sufficiente definirlo implicitamente nel valore delle due induttanze:

$$L_2 = L_{1\mu} n^2 = 38,88\mu H. \quad (1.35)$$

Infine è necessario definire un passo d'integrazione; imponiamo 50ns così che ogni periodo di commutazione abbia più di 400 punti. Si sceglie di visualizzare un intervallo pari a 40ms, più precisamente tra 160 e 200ms in modo da evitare i transitori nella visualizzazione.

### Corrente d'ingresso

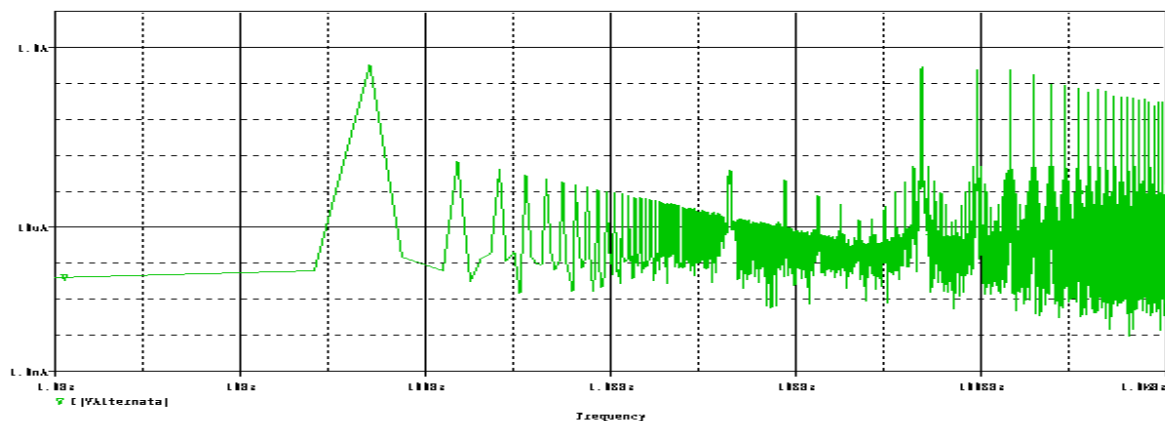
Per prima cosa si visualizza la corrente di ingresso, simulando il convertitore senza il filtro di ingresso, per poter confermare i calcoli sulle armoniche. Ciò si ottiene utilizzando la funzione FFT presente sulla finestra di visualizzazione delle forme d'onda.



1.4.2 FORME D'ONDA DI TENSIONE E CORRENTE SENZA FILTRO

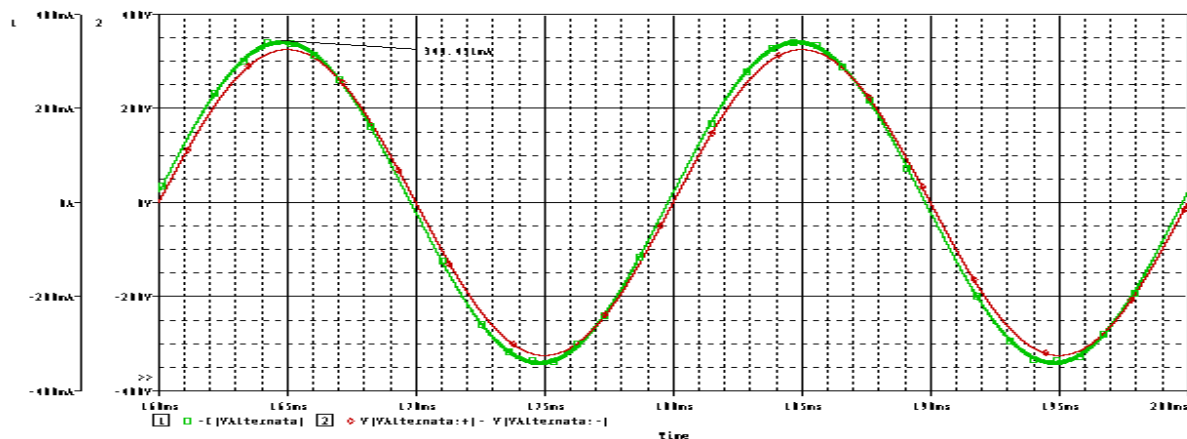
La corrente ha inviluppo sinusoidale con valore di picco di 3,56A e porta la componente alla frequenza di commutazione che è quella che si vorrebbe ridurre con l'ausilio del filtro. Visualizzando lo spettro in frequenza della corrente di ingresso ci si rende conto che il valore della componente a 50Hz è di 332mA, ed il valore visualizzato nel tempo ha componenti a frequenza molto maggiore, principalmente da quella di commutazione in poi. La componente a 48kHz è di 294mA

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido



### 1.4.3 SPETTRO DELLA CORRENTE DI INGRESSO SENZA FILTRO

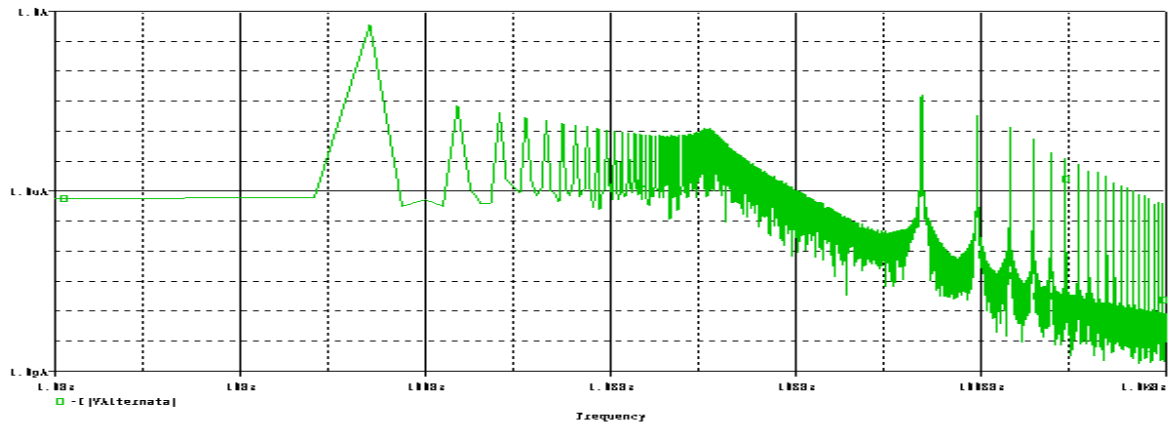
contro i 320mA calcolati, il che richiederebbe un'induttanza leggermente più piccola. Imponendo il filtro di ingresso calcolato, si ottiene invece la seguente forma d'onda, il cui spettro risulta notevolmente più pulito rispetto alle componenti a frequenza di commutazione.



### 1.4.4 FORME D'ONDA DI TENSIONE E CORRENTE CON FILTRO

Nel grafico si vede la tensione impressa (col pallino) e la corrente erogata dal generatore (col quadrato). La massima corrente di ingresso è di 344,4mA che risulta di 12mA superiore a quella calcolata. La forma d'onda è perfettamente sinusoidale, e risulta leggermente in ritardo rispetto alla tensione. E' possibile calcolare lo sfasamento dal ritardo col quale la tensione attraversa lo zero; tale tempo è di 213 $\mu$ s che corrisponde ad uno sfasamento di 1,9°. Una volta filtrata, la componente a 48kHz risulta 1,57mA e quindi inferiore al limite richiesto di 1,66mA.

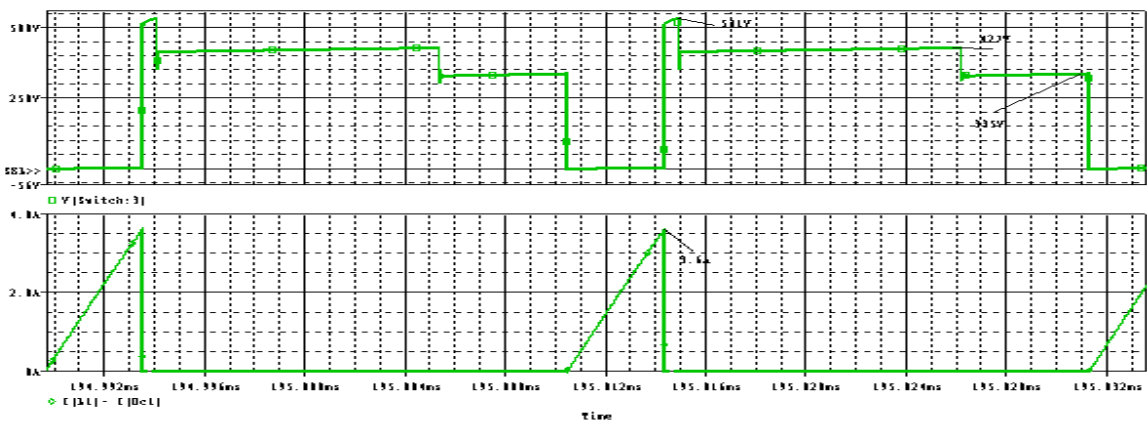




1.4.5 SPETTRO DELLA CORRENTE DI INGRESSO CON FILTRO

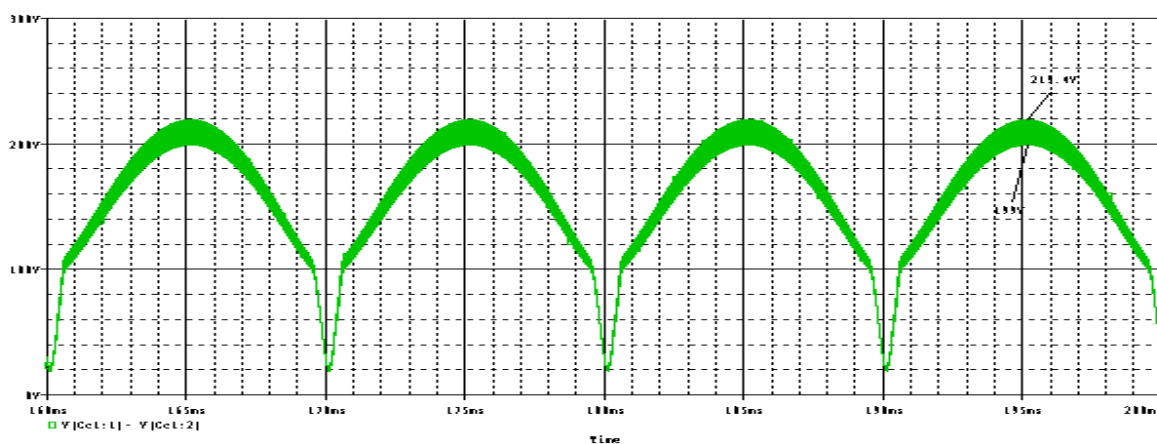
### Stress sullo switch

La corrente massima ai capi dello switch è di 3,6A molto vicino al valore calcolato di 3,59A. La tensione massima è limitata dalla rete di clamp e dovrebbe essere inferiore a 550V. In effetti la tensione non va oltre i 531V; inoltre si possono notare le tre fasi di funzionamento DCM: fin tanto che il diodo al secondario rimane in conduzione la tensione sul dispositivo resta sui 427V, dopo di che cala fino al valore di picco della tensione di ingresso.



1.4.6 CORRENTE E TENSIONE AI CAPI DELLO SWITCH

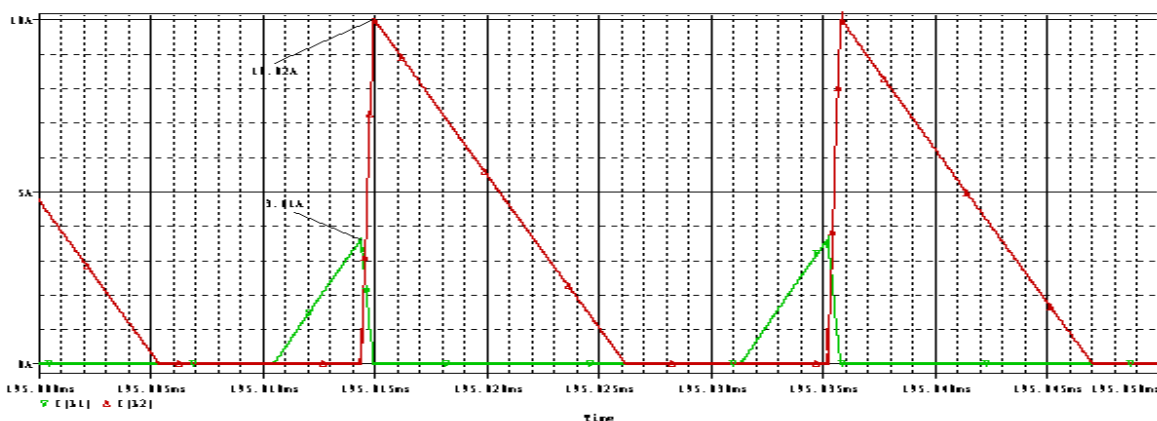
### Clamp RCD



1.4.7 TENSIONE AI CAPI DELLA CAPACITÀ DI CLAMP

La tensione ai capi della capacità di clamp presenta un'ondulazione massima di 20V, pari a circa il 10% della tensione media massima di 209V. Il diodo conduce per un periodo molto ridotto, circa 600ns, e perciò dovrà essere molto veloce ad entrare in conduzione. Utilizzando alcune funzioni del programma di simulazione è possibile determinare la potenza media dissipata dalla resistenza. La funzione "AVG" del prodotto tra tensione e corrente fornisce il valore di 6,3W. Commercialmente non esistono i valori di resistenza e capacità calcolati perciò andranno eventualmente rivisti.

### Trasformatore

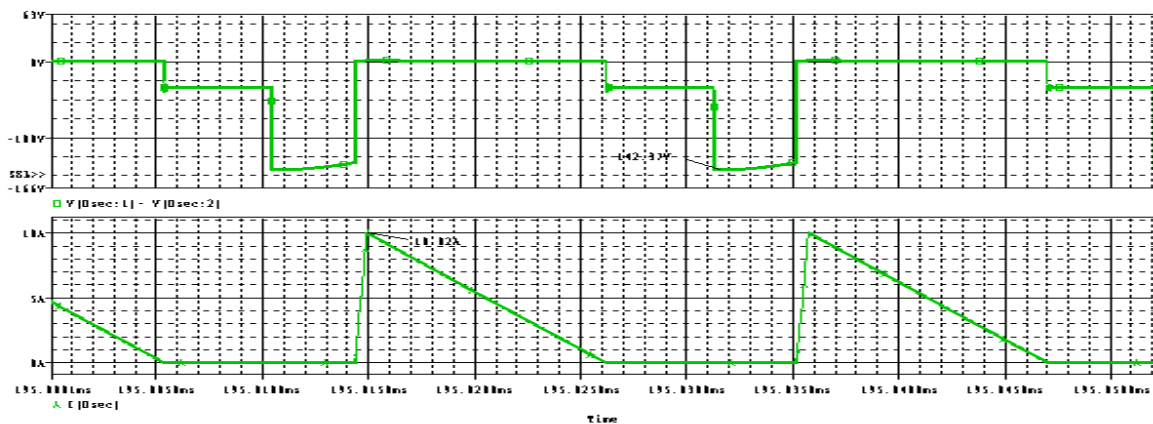


1.4.8 CORRENTI NEGLI AVVOLGIMENTI PRIMARIO E SECONDARIO

In figura sono visualizzate le correnti a primario e secondario del trasformatore. Sempre grazie alle funzioni di calcolo è possibile ricavare le informazioni di valore medio ed rms della corrente negli avvolgimenti, utili al fine di dimensionare i nuclei e i conduttori del trasformatore. Le correnti massime negli avvolgimenti sono molto vicine a quelle calcolate: 3,6A al primario e 10,2A al secondario. Il tempo in cui le due correnti

coesistono indica il periodo nel quale l'induttanza di dispersione viene scaricata dalla rete di clamp.

### ***Diodo al secondario***



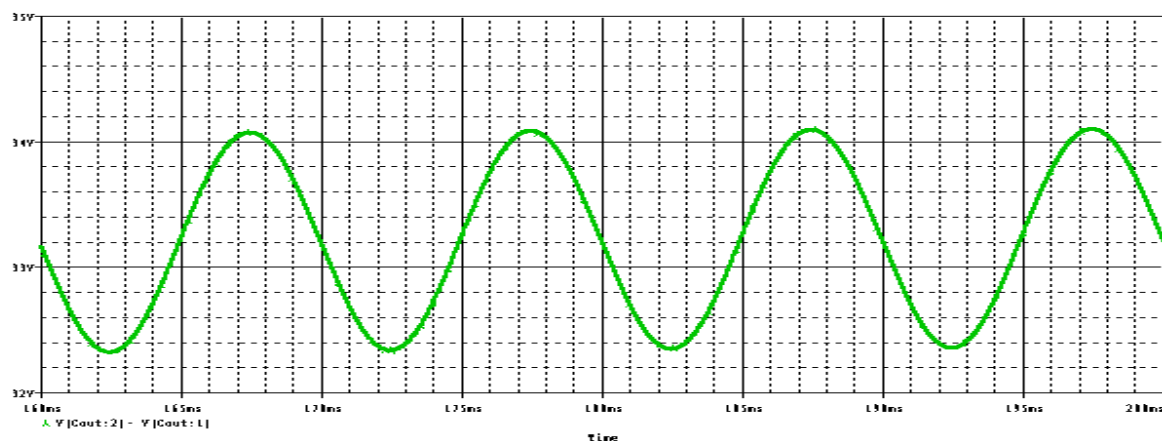
1.4.9 TENSIONE INVERSA E CORRENTE SUL DIODO AL SECONDARIO

La tensione massima inversa sul diodo di ricircolo raggiunge i 142V mentre il picco di corrente i 10A cioè esattamente la corrente che scorre nel secondario del trasformatore nella fase di conduzione del diodo. Tutto ciò risulta in linea con i calcoli fatti.

### ***Condensatore di filtro e carico***

In figura è rappresentata l'ondulazione di tensione ai capi del condensatore e quindi del carico. Il valore massimo di tale ondulazione a 100Hz è di 1.7V che rappresenta circa il 5% rispetto alla tensione di uscita. Tuttavia, il caso peggiore per quanto riguarda questo dato si ha per un'uscita alla tensione di 18V. In quel caso a tensione dimezzata è ragionevole avere un'ondulazione doppia rispetto a quella che si ottiene con 36V di uscita. La tensione media in questa simulazione è di circa 33V, ciò probabilmente a causa di qualche non idealità nei componenti del simulatore. I diodi, ad esempio, hanno una caduta di tensione superiore a 0,7V. Se il sistema fosse retro azionato tuttavia, il duty cycle si porterebbe a valori tali da stabilizzare l'uscita alla tensione desiderata. L'ondulazione di corrente sul carico è di circa 72mA, che rappresenta il 5% rispetto alla corrente di uscita di 1,38A.

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido



### 1.4.10 ONDULAZIONE DI TENSIONE IN USCITA

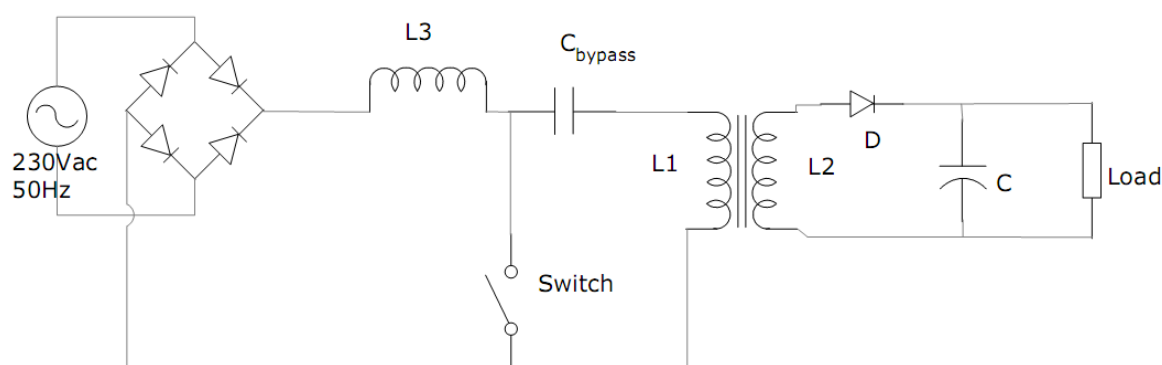
Al fine del dimensionamento dei componenti è utile la seguente tabella riassuntiva, con valori medi ed rms delle correnti, ricavati attraverso le funzioni del simulatore. Per quanto riguarda gli stress di tensione sono invece sufficienti i valori massimi.

	Valore massimo	Valore medio	Valore rms
Iin	344mA	0	242mA
Icf	3,27A	0	594mA
Id ponte	3,61A	88mA	410mA
IL1	3,61A	254mA	692mA
Isw	3,61A	216,5mA	642,5mA
Id clamp	3,57A	37,5mA	258mA
Ic clamp	3,52A	0	254mA
IL2 = Idsec	10,04A	1,39A	2,8A
Icout	8,65A	0	2,4A
Vd ponte	336V		
Vsw	531V		
Vd clamp	538V		
Vcclamp	539V		
Vdsec	143V		
Vcout	34V		



## Capitolo 2 Convertitore SEPIC

### 2.1 Convertitore SEPIC in DCM



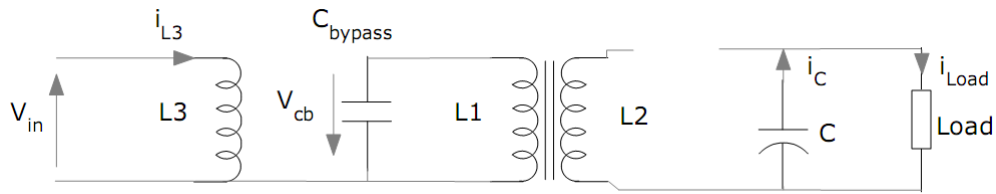
2.1.1 CONVERTITORE SEPIC ISOLATO

Il convertitore sepic (single ended primary inductance converter) è un convertitore del quarto ordine, e ciò si denota intuitivamente dal fatto che possiede il doppio degli elementi reattivi rispetto al flyback. Come per il flyback, il rapporto di conversione è sia maggiore che minore di uno ed è possibile isolarlo galvanicamente sostituendo ad un induttanza un trasformatore. Anche questa topologia permette il funzionamento come PFC automatico se usata in discontinuo, con un aspetto che la rende interessante: la corrente di ingresso non è pulsante, ma possiede una componente alla frequenza fondamentale a cui è sovrapposto un ripple. In questo modo si può limitare l'ingombro del filtro per le armoniche in maniera significativa dato che il dimensionamento avviene per la componente di ripple alla frequenza di commutazione. Per effettuare un confronto con il convertitore flyback è opportuno procedere analizzando il comportamento a parità di stress sui semiconduttori. Per prima cosa si analizzano le tre fasi di funzionamento discontinuo, ricordando che la loro caratterizzazione si basa sulla conduzione o meno dei semiconduttori.

#### Fase 1

L'interruttore nella fase 1 si chiude e perciò la tensione di ingresso cade ai capi dell'induttanza L3

$$i_{L3} = i_{fw} + \frac{v_{ir}}{L_3} t. \quad (2.1)$$



2.1.2 CONVERTITORE SEPIC FASE 1

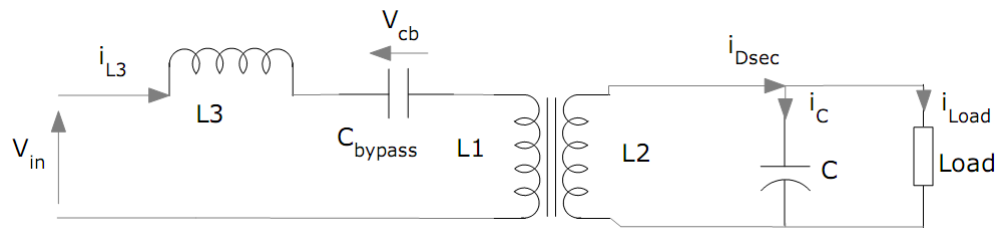
Il condensatore di bypass si chiude sul trasformatore ed impone la sua tensione sull'elemento magnetico

$$i_{L1} = -i_{fw} + \frac{v_{cb}}{L_1} t = i_{cb} . \quad (2.2)$$

Il diodo al secondario è interdetto; è perciò il condensatore di uscita a fornire al carico la corrente.

### Fase 2

Lo switch si apre e il diodo al secondario entra in conduzione.



2.1.3 CONVERTITORE SEPIC FASE 2

Ricordando che la tensione media nel periodo di commutazione ai capi dell'induttanza dev'essere nulla come la corrente nel condensatore, dalle equazioni si può ricavare la tensione ai capi del condensatore di bypass. E' necessario inoltre definire il rapporto spire del trasformatore. Per mantenere una certa omogeneità nel confronto è auspicabile scegliere lo stesso valore ( $n=1/3$ ). Le correnti nelle induttanze risultano

$$i_{L3} = i_{fw} + \frac{v_{ir} \delta}{L_3 f_{sw}} - \frac{V_{out}}{nL_3} t , \quad (2.3)$$

$$i_{L1} = -i_{fw} + \frac{v_{cb} \delta}{L_1 f_{sw}} - \frac{V_{out}}{nL_1} t = i_{cb} . \quad (2.4)$$

Questa fase termina quando la corrente nell'induttanza 3 è uguale alla corrente nel primario del trasformatore. Da questi presupposti, si deduce che la tensione sul condensatore deve essere uguale alla tensione di ingresso. Questo componente dovrà essere dimensionato in modo che possa seguire il più fedelmente possibile la sinusoide raddrizzata di tensione. Dato che, la corrente nel nucleo risulta sia positiva che negativa, l'utilizzo del componente risulta migliore di quello del flyback che lo utilizza in modo

unipolare. La durata di questa fase risulta variabile, ma comunque determinabile e le equazioni risultano identiche a quelle del convertitore già analizzato

$$t_{don} = \frac{nV_{ir}}{V_{out}} t_{on} = \frac{n}{M} \frac{\delta}{f_{sw}}, \quad M = \frac{V_{out}}{V_{ir}}. \quad (2.5)$$

### Fase 3

In questa fase sia diodo che interruttore risultano aperti e le tensioni sugli induttori risultano nulle.

#### 2.1.1 Equazioni fondamentali

Le equazioni che riguardano il convertitore in funzionamento da PFC sono esattamente le stesse di quelle espone nell'analisi del convertitore flyback.

#### **Corrente in ingresso e in uscita**

Anche in questo caso ipotizzando rendimento unitario per agevolare i calcoli ed utilizzando il bilancio delle potenze si ottiene

$$v_{in} i_{in} = V_{out} I_o, \quad (2.6)$$

quindi si ricava quindi la corrente massima di uscita, intesa come corrente di picco del diodo

$$i_{opk} = \frac{v_{ir}}{L_{eq}} \frac{\delta}{n f_{sw}}, \quad (2.7)$$

dove il parametro induttanza equivalente  $L_{eq}$  ha il significato

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_3}{L_1 + L_3}, \quad (2.8)$$

e la corrente media nel periodo di commutazione risulta

$$i_{oAVG} = \frac{i_{opk}}{2} t_{don} f_{sw} = \frac{v_{in}^2 \sin^2(\omega t) \delta^2}{2 L_{eq} f_{sw} V_{out}}. \quad (2.9)$$

La corrente media di uscita è

$$I_o = \frac{V_{in}^2 \delta^2}{4 L_{eq} f_{sw} V_{out}}, \quad (2.10)$$

dalla quale sostituendo nella prima si ottiene

$$i_{in} = \frac{v_{in} \sin(\omega t) \delta^2}{2 L_{eq} f_{sw}}. \quad (2.11)$$

A duty cycle e frequenza costanti, la corrente di ingresso segue la tensione sinusoidale, cioè il convertitore è in funzionamento da PFC. Dalla conoscenza della corrente di uscita



media nel periodo di commutazione, si calcola la capacità di uscita. Essa dev'essere tale da soddisfare le specifiche sull'ondulazione di tensione residua inferiore al 10%. Tale capacità considerando il caso peggiore, che risulta essere quello con tensione di uscita di 18V è di 2,65mF come per il flyback.

### **Garantire funzionamento DCM del convertitore**

Come già detto poiché il convertitore possa lavorare come PFC automatico, è necessario che sia garantito il funzionamento DCM in ogni condizione operativa. Perché ciò avvenga deve risultare che la somma delle prime due fasi di lavoro del convertitore, siano inferiori al periodo di commutazione.

$$t_{on} + t_{don} < T_{sw} \quad (2.12)$$

dalla quale si ricava sostituendo si ricava

$$\delta < \frac{M}{M+n} \cdot \quad (2.13)$$

Introducendo anche un ulteriore parametro, che ci fornisce una dipendenza della condizione DCM dal carico (R nella formula) e allo stesso tempo lo lega al valore dell'induttanza di magnetizzazione,

$$k_a = \frac{2L_{eq}f_{sw}}{R}, \quad (2.14)$$

si ricava anche il valore critico di tale fattore, che indica il funzionamento limite tra DCM e CCM

$$k_{acrit} = \frac{1}{2(M+n)^2} \cdot \quad (2.15)$$

In questo modo, a seconda del valore di carico, esiste una induttanza di magnetizzazione al di sotto della quale il sistema viene mantenuto in funzionamento DCM. Individuando il caso peggiore, si può perciò dedurre il valore dell'induttanza che permette il funzionamento discontinuo in ogni condizione operativa. Si deduce perciò

$$L_{eq} < \frac{Rk_{acrit}}{2f_{sw}} \cdot \quad (2.16)$$

Identicamente al flyback si divide il funzionamento del convertitore in due casi, a seconda della tensione di uscita che si intende avere.

Tensione di uscita	M	R load	Kacrit	L limite
18V	0,055	12Ω	3,31	414μH
36V	0,111	24Ω	2,536	634μH

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

Si deve scegliere un valore di induttanza di magnetizzazione inferiore a  $414\mu\text{H}$ , ma non eccessivamente ridotto per evitare picchi di corrente sullo switch troppo elevati, che condizionerebbero anche le emissioni armoniche. Si sceglie perciò il valore

$$L_{eq} = 350\mu\text{H} \quad (2.17)$$

che assicura un discreto margine di sicurezza ed allo stesso tempo non è troppo lontano dal valore limite. E' possibile ora calcolare i valori di duty cycle corrispondenti alle tensioni di 18 e 36V con la seguente

$$\delta = 2 \sqrt{\frac{L_{eq} f_{sw}}{R}} M \quad (2.18)$$

e si ha  $\delta_{18V} = 0,131$  e  $\delta_{36V} = 0,185$ . Per determinare il valore delle due induttanze si utilizza un vincolo sulla corrente in ingresso. Perché questa risulti sempre maggiore di zero si impone

$$\frac{L_3}{L_1} > \frac{n}{M} = 6 \quad (2.19)$$

che risulta il caso peggiore. Scelto tale rapporto 7 anziché 6, si ricavano i valori delle due induttanze, e successivamente tramite il rapporto spire, l'induttanza del secondario del trasformatore

$$L_1 = 400\mu\text{H}, \quad L_2 = L_1 n^2 = 44,4\mu\text{H}, \quad L_3 = 7L_1 = 2800\mu\text{H}. \quad (2.20)$$

Rimane da dimensionare ora il condensatore di bypass. Come parametro utile al dimensionamento, si usa l'oscillazione di tensione ai suoi capi, ricordando però che un valore troppo elevato, che apparentemente riduce l'oscillazione, provoca una risonanza più visibile con gli induttori presenti nel circuito[9]. Assumendo un ripple di tensione inferiore al 10%, e calcolando la corrente di "riposo" sugli induttori (si vedano calcoli in appendice) si ottiene un valore di capacità di 167nF. Si utilizza comunque un condensatore da 220nF che garantisce un'ondulazione di tensione del 7,5%.

### 2.1.2 Stress sui semiconduttori e componenti passivi

Per quanto esposto precedentemente gli stress sullo switch e sul diodo di ricircolo, sono in via teorica molto vicini agli stress del flyback. La complessità delle forme d'onda delle correnti su alcuni componenti è dovuta al fatto che esiste una sorta di corrente di riposo in funzione della tensione di ingresso. Per questo motivo, i calcoli sulle forme d'onda diventano più complessi rispetto a quelli del flyback, quindi per l'elaborazione di alcuni valori medi ed rms si utilizzerà il simulatore.

	Tensione max [V]	Corrente max [A]	Corrente avg [A]	Corrente rms [A]
Ponte a diodi	433,3	0,61	0,21	0,63
Switch	433,3	3,59	0,21	0,63
Diodo secondario	144,4	10,8	1,5	3,02

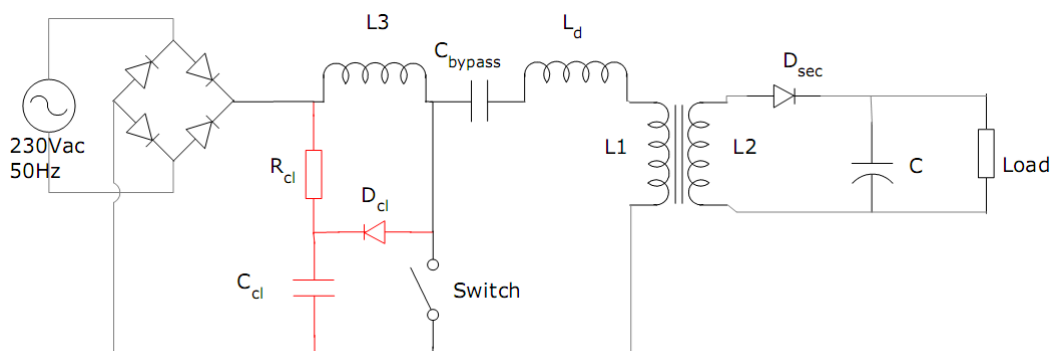
Sui componenti passivi si ricavano facilmente gli stress, che come valori ricalcano quelli sui semiconduttori, come si può intuire dalla posizione topologica. Particolare rilievo assume il ripple di corrente sull'induttanza di ingresso, che determinerà la grandezza del filtro da porre per le armoniche di corrente. L'ondulazione risulta notevolmente inferiore a quella del flyback

$$i_{L3ripple} = \frac{V_{ipk}\delta}{L_3 f_{sw}} = 0,448A. \quad (2.21)$$

	Tensione max [V]	Corrente max [A]	Corrente avg [A]	Corrente rms [A]
Induttanza primario	325V	3,59	0,21	0,63
Induttanza second.	108,4	10,8	1,5	3,02
Induttanza ingresso	325V	0,61	/	/
Condensatore bypass	325V	/	0	/
Condensatore uscita	37,8V	/	0	/
Carico	37,8V	1,5	1,5	1,5

## 2.2 Introduzione dell'induttanza di dispersione e clamp RCD

In linea con le considerazioni fatte per il flyback, anche per la topologia sepic isolata esiste una componente dispersa per quanto riguarda il flusso nel trasformatore. Diviene necessario anche in questo contesto inserire una rete di protezione dell'interruttore, facendo in modo che l'energia contenuta nell'elemento reattivo non sia solo completamente dissipata. In secondo luogo data la particolare posizione degli induttori, si dovranno disporre i tre elementi in modo che sia il meno favorito possibile l'eventuale fenomeno di risonanza LC. La configurazione che ci appresta a dimensionare è la seguente:



2.2.1 SEPIC CON CLAMP RCD (IN ROSSO)

In evidenza compare la rete di clamp, composta da resistenza, condensatore e diodo. In questa configurazione il picco di tensione sul condensatore può risultare più elevato, ma almeno quando il diodo entra in conduzione, tale elemento non viene posto in parallelo ad L3, condizione che potrebbe causare oscillazioni di risonanza. Il dimensionamento

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

avviene come per il caso precedente, imponendo la massima tensione sullo switch. Per parità, si impone l'induttanza di dispersione pari al 5% di quella di magnetizzazione

$$L_d = L_1 * 0,05 = 20\mu H , \quad (2.22)$$

$$V_{smax} = 550V , \quad \Delta V_{Ccl} = 10% , \quad (2.23)$$

si calcola la tensione media massima sul condensatore nel periodo di commutazione

$$V_{Ccl} = \frac{V_{smax}}{1 + \frac{\Delta V_{Ccl}}{2}} = 524V , \quad (2.24)$$

il tempo massimo di scarica dell'induttanza di dispersione, tenendo conto dell'oscillazione di tensione sul condensatore di bypass,

$$t_d = \frac{i_{smax}L_d}{V_{Ccl} - V_{ipk} + 12V - \frac{V_{outmax}}{n}} = 700ns , \quad (2.25)$$

e la variazione di carica sul condensatore della rete di clamp

$$\Delta Q_{Ccl} = t_d \frac{i_{smax}}{2} = 1,25\mu C . \quad (2.26)$$

Dalla conoscenza dell'ondulazione di tensione ai capi del condensatore di clamp e dalla variazione di carica si determina il valore della capacità di clamp

$$C_{cl} = \frac{\Delta Q_{Ccl}}{V_{Ccl}\Delta V_{Ccl}} = 24nF . \quad (2.27)$$

Assumendo che la corrente media ai capi del condensatore sia nulla nel periodo di commutazione, si deduce che la variazione di carica in questo intervallo è esattamente la corrente sulla resistenza di clamp, quindi

$$R_{cl} = \frac{V_{Ccl} - V_{ipk}}{\Delta Q_{Ccl}f_{sw}} = 3,3k\Omega \quad (2.28)$$

e la sua potenza dissipata media massima nel periodo di commutazione

$$P_{Rcl} = \frac{(V_{Ccl} - V_{ipk})^2}{R_{cl}} = 12W \quad (2.29)$$

Come si può notare i valori dei componenti sono molto vicini a quelli usati per il flyback, con una leggera differenza per quanto riguarda gli stress.

## 2.3 Filtro di ingresso

Per il calcolo del filtro di ingresso ci si avvale in via preventiva dei dati del simulatore. L'affidabilità dei dati elaborati può essere considerata buona per quanto riguarda il convertitore flyback e ci si aspetta che ciò avvenga anche per questa topologia circuitale. In via preventiva ci si può aspettare che la componente ad alta frequenza della corrente da filtrare sia di un certo fattore inferiore a quella calcolata per il flyback. Ciò è intuibile dal fatto, che la corrente in ingresso al sepic ha un ripple ridotto di circa 8 volte rispetto a quella dell'altra topologia. I presupposti per dimensionare il filtro sono gli stessi, così come le norme da rispettare. La componente a 48kHz risulta

$$I_{48kHz} = 0,082A, \quad (2.30)$$

mentre come nel caso del convertitore precedentemente analizzato, tale componente non deve superare lo 0,5% della fondamentale, che per altro risulta identica

$$I_{50Hz} = 0,332A, \quad I'_{48kHz} = 1,66mA. \quad (2.31)$$

Tale circuito dev'essere dimensionato in modo che le componenti ad alta frequenza risultino attenuate, fino al valore desiderato, viste da lato rete. L'attenuazione sulla componente a frequenza di switching risulta

$$A_{48kHz} = \frac{I_{48kHz}}{I'_{48kHz}} = 49,4, \quad A_{48kHz}dB = 33,9dB. \quad (2.32)$$

Conoscendo la pendenza di -40dB/decade imposta dal filtro passa basso del secondo ordine, se ne ricava la frequenza di taglio

$$f_c = f_{sw} 10^{-\frac{A_{48kHzdB}}{40}} = 6,83kHz \quad (2.33)$$

Il condensatore di filtro può essere scelto identico a quello del flyback, cioè 220nF per poi fare delle considerazioni comparative per quanto riguarda la grandezza dell'induttanza. Allo stesso modo, poi, si calcola la resistenza vista lato rete, allo scopo di poter identificare il coefficiente di smorzamento. Il modello di ordine 1 del sepic è equivalente a quello del flyback, perciò la resistenza vista sarà la stessa

$$R_{in} = \frac{V_{ipk}}{I_{50Hz}} = 979,63\Omega, \quad (2.34)$$

il calcolo dell'induttanza è a questo punto fatto (appendice), e successivamente si ricava il coefficiente di smorzamento e lo sfasamento introdotto.

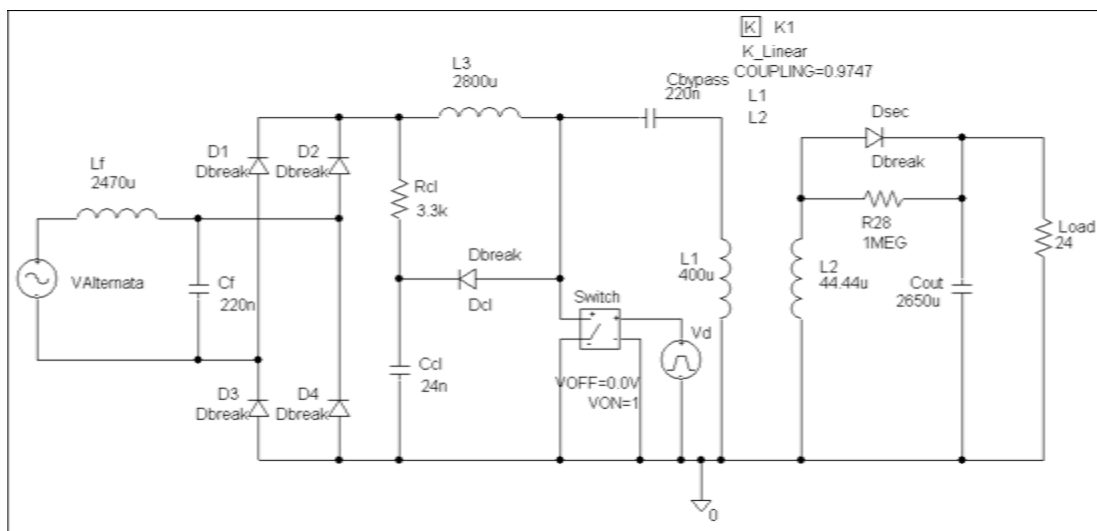
$$L_f = 2470\mu H, \quad \xi = 0,054, \quad (2.35)$$

$$Z_{in} = 977,4\Omega, \quad \varphi_{in} = 0,067. \quad (2.36)$$

Come si vede, l'induttanza risulta notevolmente ridotta, a discapito del coefficiente di smorzamento, ma sia l'impedenza che lo sfasamento sono identici. Si riesce comunque a pareggiarlo raddoppiando il valore di induttanza e dimezzando il valore di capacità.

## 2.4 Simulazioni con PSPICE

Analogamente alle simulazioni precedenti, si sceglie un passo di integrazione di 50ns e un tempo di visualizzazione compreso tra 160ms e 200ms. Lo schema utilizzato è il seguente, le considerazioni fatte precedentemente rimangono valide.

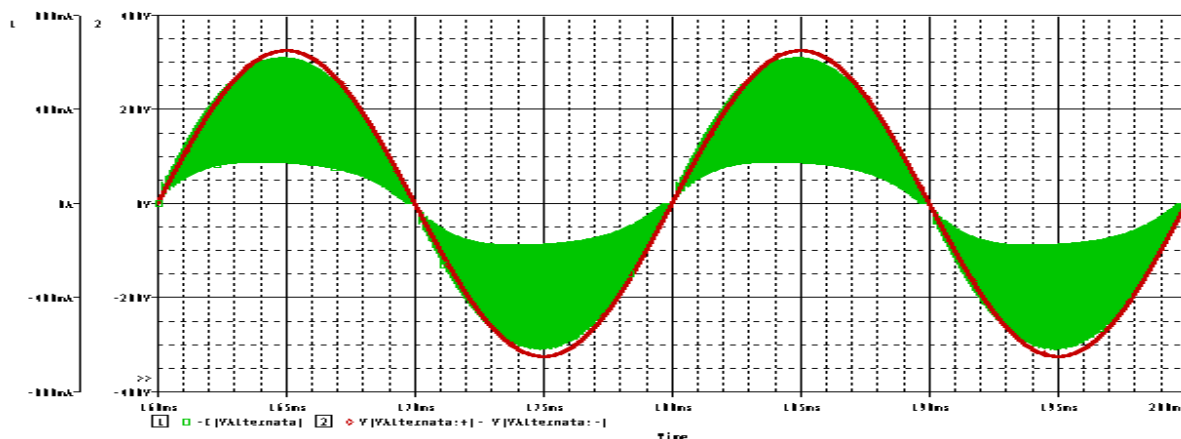


2.4.1 SCHEMA DEL CONVERTITORE SEPIC SIMULATO

E' stato necessario introdurre una resistenza in parallelo al diodo al secondario, per poter risolvere un problema di convergenza del simulatore, sull'induttanza L2.

### Corrente di ingresso e filtro

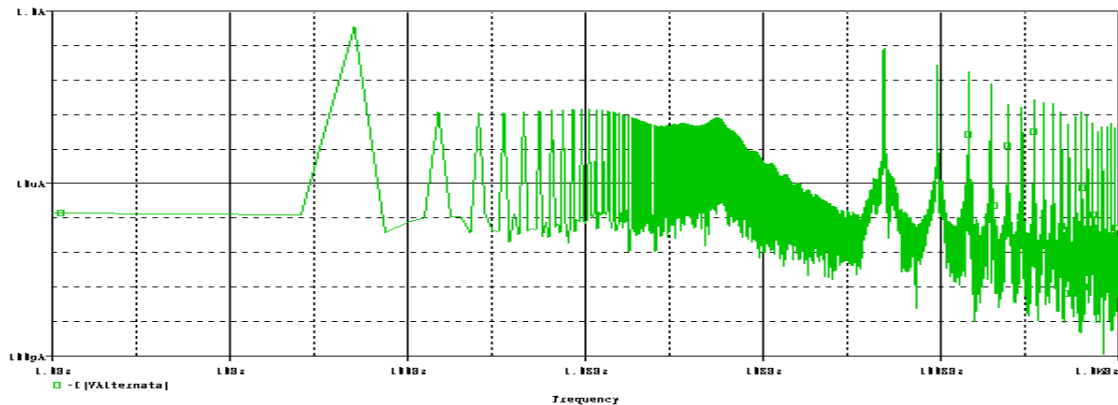
Si procede con la visualizzazione della forma d'onda di corrente e il suo spettro in frequenza.



2.4.2 CORRENTE E TENSIONE DI INGRESSO SENZA FILTRO

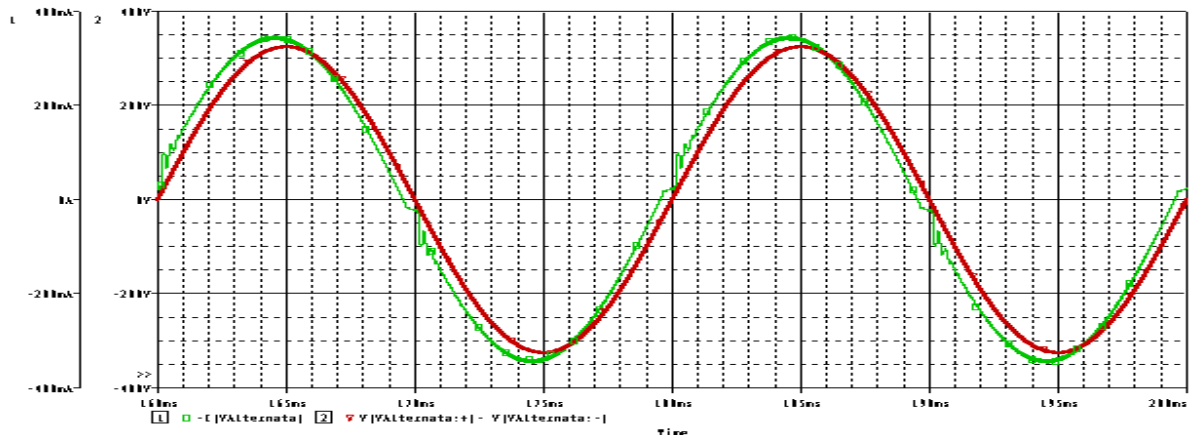
Il ripple di tensione è ridotto e risulta di 448mA, mentre la massima corrente di "riposo" è di 172mA, per un picco totale di 620mA. Tali risultati sono in linea con quanto calcolato. Lo spettro in frequenza risulta leggermente più sporco, a causa del maggior

numero di elementi reattivi che innescano risonanze. Nel modello completo del convertitore, si identificano 4 poli, e tre zeri a possibile parte reale positiva[10].



#### 2.4.3 SPETTRO DELLA CORRENTE DI INGRESSO SENZA FILTRO

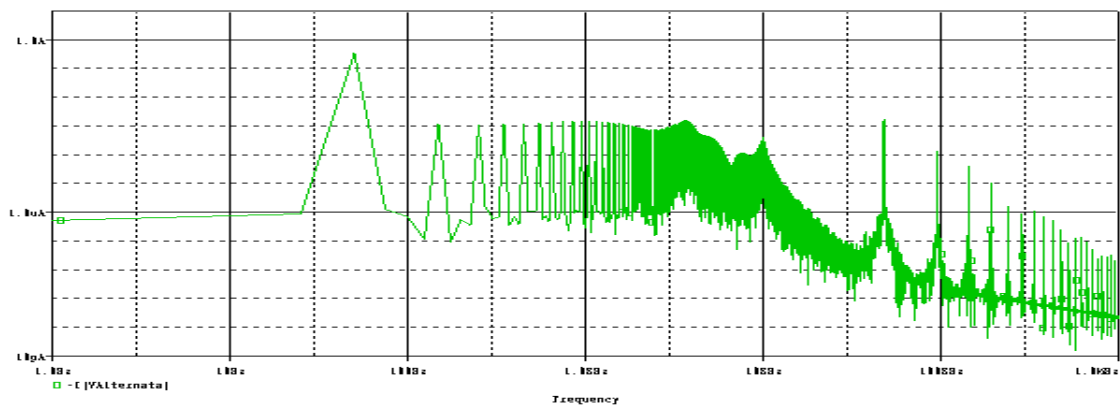
Con l'introduzione del filtro la forma d'onda di corrente migliora così come lo spettro in frequenza.



#### 2.4.4 CORRENTE E TENSIONE DI INGRESSO CON FILTRO

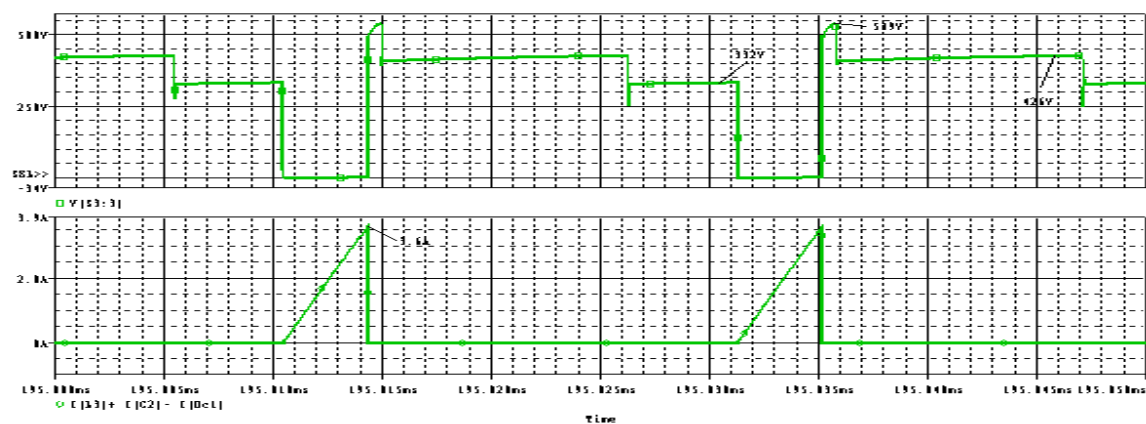
Il valore di picco della corrente raggiunge i 347mA contro i 332mA calcolati. Ciò fa presupporre che esistano componenti, comprese tra la frequenza di commutazione e quella fondamentale di rete. La componente fondamentale ha ampiezza 343mA, mentre quella a 48kHz risulta 1,71mA. Pur essendo superiore al limite di 1,66mA, la componente alla frequenza di commutazione è uguale allo 0,5% della componente a 50Hz. Lo sfasamento risulta di 430 $\mu$ s, o equivalentemente un angolo di 3,9°.

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido



2.4.5 SPETTRO DELLA CORRENTE DI INGRESSO CON FILTRO

### *Stress sullo switch*



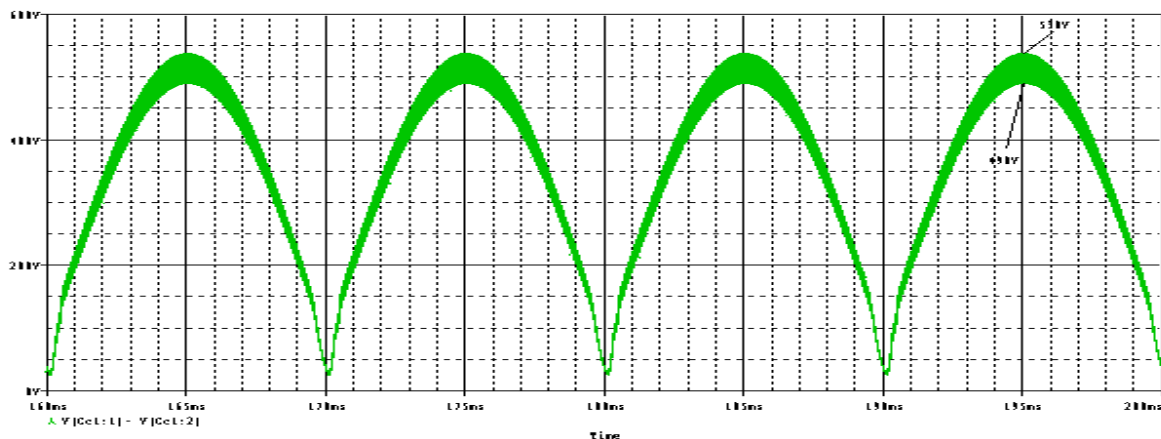
2.4.6 STRESS DI TENSIONE E CORRENTE NELLO SWITCH

La tensione di picco sul semiconduttore risulta di 539V, limitata chiaramente dal circuito di clamp. La corrente è di 3,6A. Entrambi i valori sono, come supposto, identici a quelli del flyback, con il quale si può man mano effettuare un confronto.



## Clamp RCD

In figura viene visualizzata la tensione ai capi della capacità di clamp. Essa risulta più elevata rispetto a quella nel flyback, tuttavia è indispensabile usare tale configurazione per motivi già esposti.

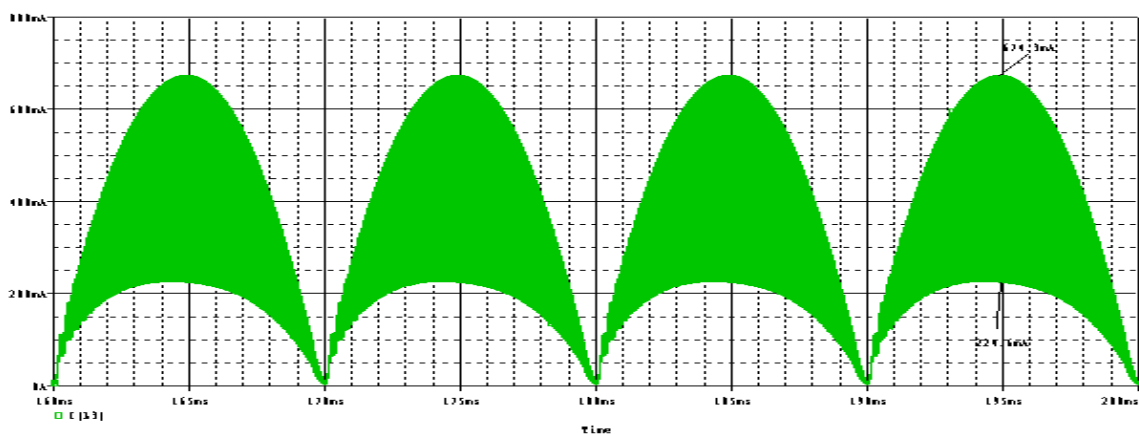


2.4.7 TENSIONE SUL CONDENSATORE DI CLAMP

La tensione oscilla tra i 490V e i 538V che risulta circa il 10% rispetto alla tensione media massima. La potenza dissipata sulla resistenza risulta mediamente 6,8W come ci si aspettava superiore a quella dell'altra topologia.

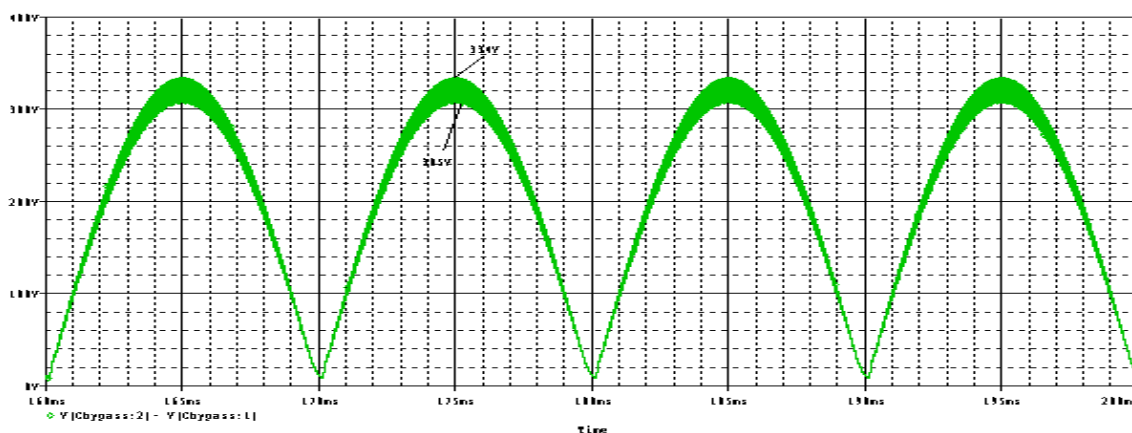
## Induttanza di ingresso

La corrente sull'induttanza di ingresso assume la stessa forma d'onda della corrente di ingresso non filtrata. Il ripple è di circa 450mA e i valori massimi e minimi sono leggermente superiori a causa della corrente proveniente dalla rete di clamp.



2.4.8 CORRENTE NELLA PRIMA INDUTTANZA

### Condensatore di bypass

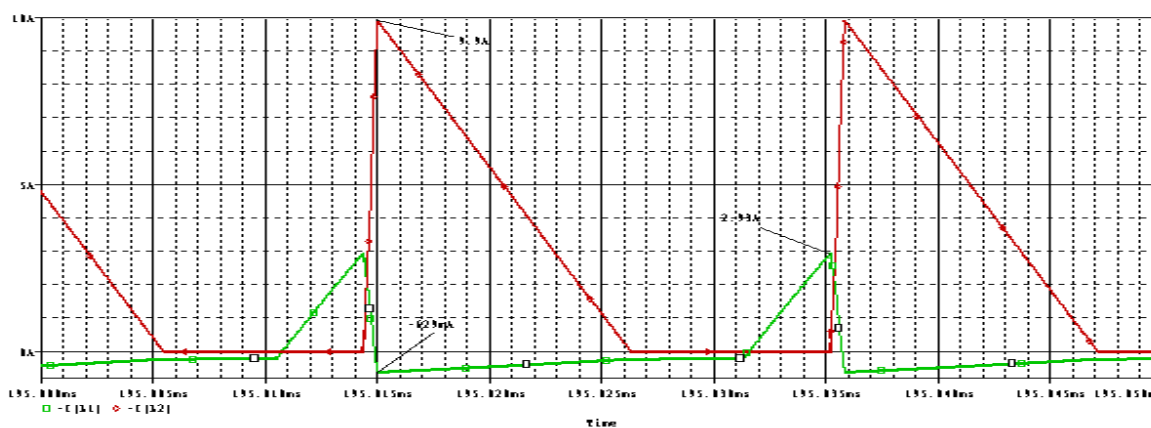


2.4.9 TENSIONE SUL CONDENSATORE DI BYPASS

La tensione sul condensatore di bypass contiene un'oscillazione di circa 30V che risulta essere il 10% rispetto al valore medio massimo. La tensione di picco risulta leggermente superiore a quella di ingresso e ciò si ripercuote, come si è visto, anche sull'interruttore. E' stato inoltre possibile, grazie alle simulazioni, decidere il valore di capacità da usare: tale da non eccedere nell'ondulazione di tensione e allo stesso tempo non causare risonanze con gli altri elementi induttivi del circuito. Tale risonanza risulterebbe visibile nella forma d'onda di corrente dell'induttanza di ingresso e richiederebbe un filtro di ingresso con frequenza di taglio più bassa.

### Trasformatore

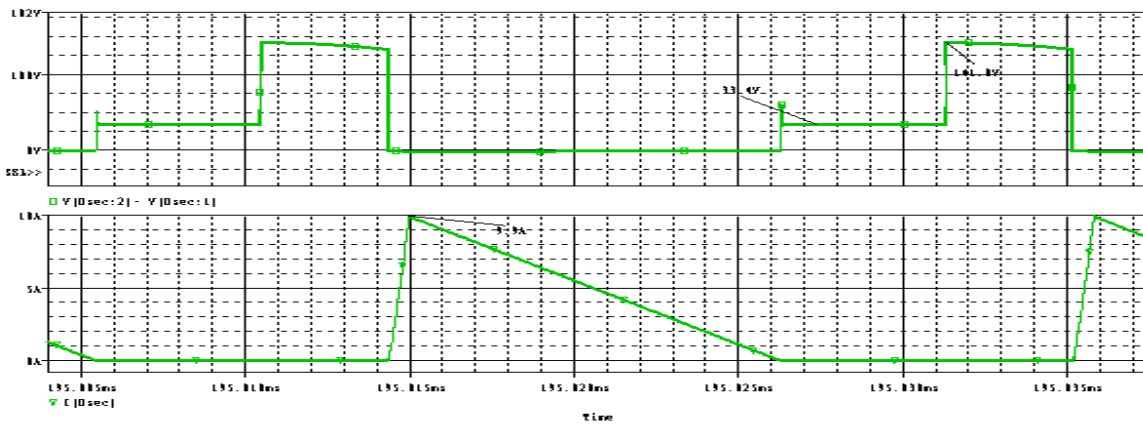
La corrente al primario è sia positiva che negativa, a causa del condensatore di bypass che mantiene il valore medio della corrente nullo. Il valore massimo è 2,93A mentre



2.4.10 CORRENTI AL PRIMARIO E SECONDARIO DEL TRASFORMATORE

quello minimo risulta -629mA, per un valore picco-picco di 3,58A. Al secondario, invece, la corrente è completamente positiva a causa del diodo di ricircolo, con un valore massimo di 9,9A.

## Diodo di ricircolo

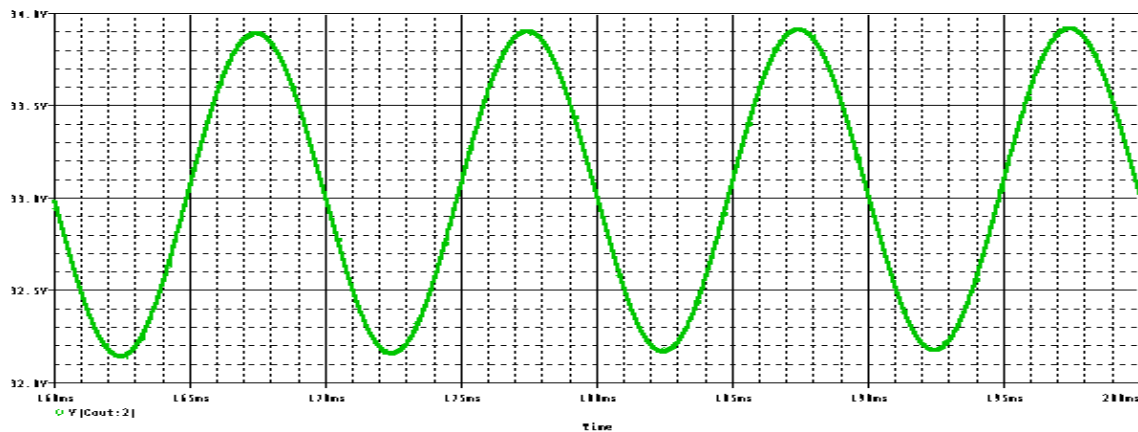


### 2.4.11 TENSIONE E CORRENTE SUL DIODO AL SECONDARIO

Il massimo stress di tensione è di 142V, mentre quello di corrente è di 9,9A. Tali informazioni sono in linea con quanto calcolato, e con gli stress nel flyback.

## Condensatore di uscita e carico

L'oscillazione di tensione è di 1,7V su un valore medio di 33,2V che rappresenta il 5,1% con una corrente sul carico di poco inferiore ad 1,4A. Anche in questo caso, come nel flyback, la potenza di uscita non è piena. Perché ciò avvenga bisognerebbe utilizzare un duty cycle leggermente più elevato, che compensi ad esempio le cadute sui diodi e l'accoppiamento non ideale del trasformatore.



### 2.4.12 OSCILLAZIONE DI TENSIONE SUL CARICO

Infine, per utilità, si riportano gli stress di tensione e corrente in una tabella, con eventuali valori medi ed rms utili al dimensionamento. Nella fase di scelta dei componenti un certo margine di sicurezza sarà comunque preso in considerazione.

Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

	Valore massimo	Valore medio	Valore rms
I <sub>in</sub>	347mA	0	244mA
I <sub>cf</sub>	290mA	0	103mA
I <sub>d ponte</sub>	625mA	94mA	170mA
I <sub>L3</sub>	674mA	261mA	304mA
I <sub>Cbypass</sub>	2,93A	0	596mA
I <sub>sw</sub>	3,6A	216mA	641mA
I <sub>d clamp</sub>	3,57A	44mA	283mA
I <sub>c clamp</sub>	3,52A	0	280mA
I <sub>L1</sub>	2,93A	0	596mA
I <sub>L2 = Idsec</sub>	9,9A	1,39A	2,79A
I <sub>cout</sub>	8,53A	0	2,4A
V <sub>d ponte</sub>	328V		
V <sub>Cbypass</sub>	334V		
V <sub>sw</sub>	539V		
V <sub>d clamp</sub>	498V		
V <sub>cclamp</sub>	538V		
V <sub>dsec</sub>	142V		
V <sub>cout</sub>	34V		



## Considerazioni

E' fondamentale a questo punto compiere una scelta per quanto riguarda la topologia da portare a realizzazione. Per ottenere un confronto, si è scelta in modo ragionevole l'ipotesi di mantenere identici per entrambi gli stress sui semiconduttori -switch e diodo di ricircolo- lasciando variabili gli stress sui componenti passivi. E' perciò basandoci sugli stress di questi e del ponte a diodi che verrà operata la scelta del convertitore.

	<b>flyback</b>	<b>sepic</b>
<b>Filtro di ingresso</b>	- La corrente rms sul condensatore è elevata - Il valore di induttanza è 4 volte superiore a quella del sepic	+ Il filtro è di dimensione ridotta
<b>Ponte a diodi</b>	- Lo stress di corrente è lo stesso che sullo switch	+ la corrente è notevolmente inferiore rispetto al flyback
<b>Clamp RCD</b>	+ utilizzo di più topologie per la realizzazione del clamp RCD	- La tensione sul condensatore di clamp è molto alta
<b>Trasformatore</b>	- utilizzo non ottimale del nucleo	+ utilizzo più efficiente del nucleo, corrente bipolare.

In questa tabella riassuntiva, si nota come le caratteristiche del sepic siano migliori rispetto a quelle del flyback. Tuttavia non bisogna dimenticare che il convertitore sepic possiede due elementi reattivi in più rispetto al flyback: l'induttore che determina la minor corrente sul filtro e sul ponte a diodi, e il condensatore di bypass che migliora l'utilizzo del trasformatore, imponendo la corrente media nulla nel periodo di commutazione. Bisogna ricordare che l'induttanza di cui si sta parlando può essere accorpata insieme alle spire del trasformatore, nello stesso nucleo, e quindi a livello di ingombro non rappresentare affatto un problema. Il condensatore di bypass deve sopportare la tensione di rete, e non sarà diverso da quello usato per il filtro di ingresso. Nel flyback invece la dimensione del filtro di ingresso non è affatto trascurabile, sia per quanto riguarda l'induttore, che il condensatore. La rete di clamp del sepic risulta sottoposta a maggiori stress, ma ipotizzare un'induttanza di dispersione del 5% significa considerare un caso molto negativo. Utilizzando la tecnica dell'interleaving nell'avvolgimento del trasformatore è possibile ridurre questo fattore di parecchio. Risulta quindi sensato scegliere comunque il convertitore sepic isolato, che a parità di prestazioni offre un miglior utilizzo del nucleo, minore stress sul ponte a diodi, e anche un'iniezione di armoniche di corrente in rete inferiore, che implica un filtro di dimensioni ridotte. Il controllo del convertitore non rappresenta invece un elemento discriminante, in quanto per entrambi si tratta di dimensionare un controllo diretto del duty cycle. Entrambe le topologie sono approssimabili ai piccoli segnali con un modello del primo ordine, perciò il tipo di controllore risulta identico.



## Capitolo 3 Controllo diretto del duty cycle

Come già esposto, il controllo a catena chiusa del sistema assume particolare rilevanza, in quanto determina in modo cruciale la semplicità dell'anello. Per tale motivo è stato più ragionevole scegliere il modo di funzionamento discontinuo del convertitore. In tal caso, si evita il prelievo e moltiplicazione di un segnale proveniente dalla forma d'onda di tensione all'ingresso del convertitore. Risulta sufficiente infatti un controllo diretto del duty cycle, con prelievo di tensione dall'uscita, dato che il funzionamento da PFC rimane garantito. Per dimensionare l'anello in modo adeguato, è necessario passare al modello ai piccoli segnali del convertitore, che può essere approssimato ad un modello di primo ordine la cui funzione di trasferimento è la seguente:

$$G_{ud}(s) = \frac{\widehat{u}_o}{\widehat{\delta}} = \frac{U_i \delta}{L_{eq} f_{sw} M} \frac{R_L / r_o}{1 + s C_{out} (R_L / r_o)}, \quad (3.1)$$

dove  $r_o$  rappresenta la resistenza equivalente d'uscita e perciò nei calcoli risulta uguale a  $R_L$ ; utilizzando i dati che definiscono il funzionamento per ottenere una tensione di uscita di 36V, che risulta il caso peggiore, si ottiene

$$G_{ud}(s) = \frac{387,7}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{31,2}}. \quad (3.2)$$

Essendo la funzione di trasferimento del primo ordine, un controllo PID risulta eccessivo; potrebbe invece risultare sufficiente un semplice controllo integrale, avendo cura di avere un margine di fase accettabile. Per una maggiore versatilità è comunque preferibile un controller PI, che mantiene il sistema del primo ordine sempre stabile. Tale sistema di controllo è costituito da una parte proporzionale e da una parte integrale che riduce l'errore a regime a zero; la funzione di trasferimento risultante è la seguente:

$$G_{RU}(s) = \frac{k_i}{s} + k_p = \frac{k_i(1 + s \frac{k_p}{k_i})}{s}. \quad (3.3)$$

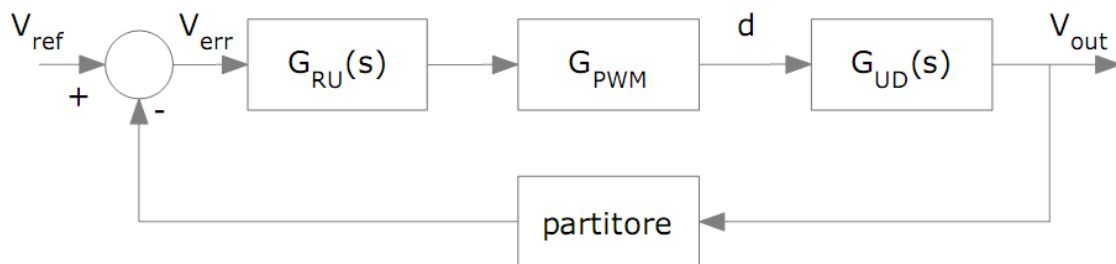
Le specifiche, a cui far riferimento per dimensionare le due costanti del controllo, sono innanzitutto la stabilità del sistema e la banda che si vuole ottenere per l'anello. Nel nostro caso la banda dell'anello si impone molto bassa. La motivazione di questa specifica sta nel fatto che il regolatore preleva la tensione dall'uscita del convertitore; tale grandezza non è solo continua, ma possiede un'oscillazione a frequenza doppia rispetto a quella di rete, cioè 100Hz, sovrapposta, come si nota anche dalle simulazioni precedentemente effettuate. Affinché questo ripple non compaia nel comando dell'interruttore, è buona pratica filtrare questa componente. Solitamente si sceglie la frequenza di attraversamento dell'anello inferiore ai 10Hz, in modo da poter avere un'attenuazione di almeno 20dB. In questo caso sembra opportuno scegliere una



frequenza più bassa, in quanto si è scelto di avere un'ondulazione relativa del 10% , il sistema funge infatti da preregolatore. Una frequenza di attraversamento di circa 3Hz si considera accettabile poiché implica un fattore di attenuazione di 30dB. Un'ulteriore scelta riguarda il posizionamento dello zero del regolatore, che si può pensare di porre in corrispondenza del polo del sistema, per effettuarne la cancellazione.

### 3.1 Controllo analogico

Per dimensionare un controller PI analogico è necessario modellizzare le varie parti che compongono sia il circuito che l'anello di retroazione. Per quanto riguarda il convertitore, è sufficiente utilizzare il modello di primo ordine già definito nel paragrafo precedente.

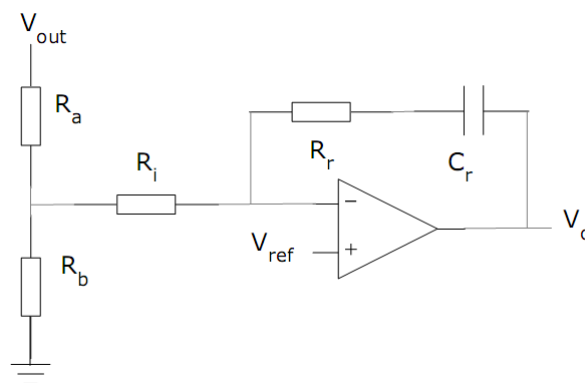


3.1.1 SCHEMA A BLOCCHI DEL CONVERTITORE CON CONTROLLO DIRETTO DEL DUTY CYCLE

Il modulatore PWM è approssimabile semplicemente con una costante, inversamente proporzionale all'ampiezza ( $A_w$ ) dell'onda triangolare portante con cui il segnale modulante è confrontato.

$$G_{pwm} = \frac{1}{A_w} \quad (3.4)$$

Il partitore, il regolatore e il confronto con il riferimento possono essere implementati nella stessa struttura. Di seguito si riporta una possibile soluzione:



3.1.2 SCHEMA DEL REGOLATORE PI CON OPAMP

$$V_o(s) = V_{ref}(s) + \left( V_{ref}(s) - V_{out}(s) \frac{R_b}{R_b + R_a} \right) \frac{1 + sC_r R_r}{sC_r(R_i + R_a // R_b)}, \quad (3.5)$$

$$G_{opamp}(s) = \frac{R_b}{R_a + R_b} \frac{1 + sC_r R_r}{sC_r(R_i + R_a // R_b)}, \quad (3.6)$$

in cui si possono ricavare la costante di proporzionalità e la costante integrale

$$k_i = \frac{1}{C_r(R_i + R_a // R_b)}, \quad k_p = k_i C_r R_r. \quad (3.7)$$

La funzione di trasferimento ad anello aperto del sistema risulta

$$T_v(s) = \frac{R_b}{R_a + R_b} \frac{1 + sC_r R_r}{sC_r(R_i + R_a // R_b)} \frac{1}{A_w} \frac{387,7}{1 + \frac{s}{31,2}}. \quad (3.8)$$

A questo punto si passa al calcolo diretto dei componenti nel circuito di regolazione, ricordando che il polo della funzione di trasferimento del convertitore deve venire cancellato dallo zero del regolatore. Ipotizzando di utilizzare un condensatore  $C_r=470\text{nF}$  si ricava

$$R_r = \frac{1}{31,2 C_r} = 68,2 \text{ k}\Omega, \quad (3.9)$$

perciò in maniera semplificata si ottiene

$$T_v(s) = \frac{R_b}{R_a + R_b} \frac{1}{sC_r(R_i + R_a // R_b)} \frac{387,7}{A_w}. \quad (3.10)$$

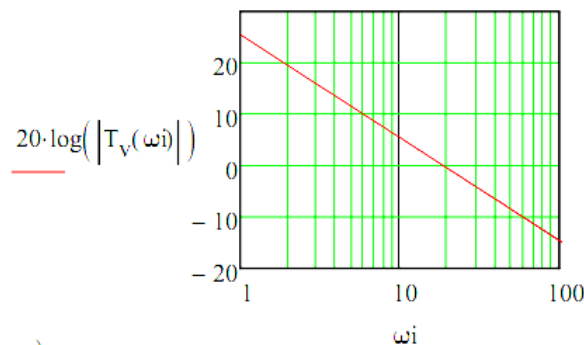
Ipotizzando che il modulatore PWM confronti un segnale triangolare unipolare di ampiezza 10V con la modulante, si identifica la tensione di riferimento come

$$V_{ref} = A_w \delta = 1,85 \text{ V}, \quad (3.11)$$

da cui si ricava il rapporto tra le resistenze del partitore. Imponendo  $R_a=120\text{k}\Omega$  si calcola da prima  $R_b$  e successivamente, fissando la frequenza di attraversamento dell'anello di tensione a 3Hz, viene determinata  $R_i$  (appendice).

$$R_b = 6,5 \text{ k}\Omega, \quad R_i = 219 \text{ k}\Omega. \quad (3.12)$$

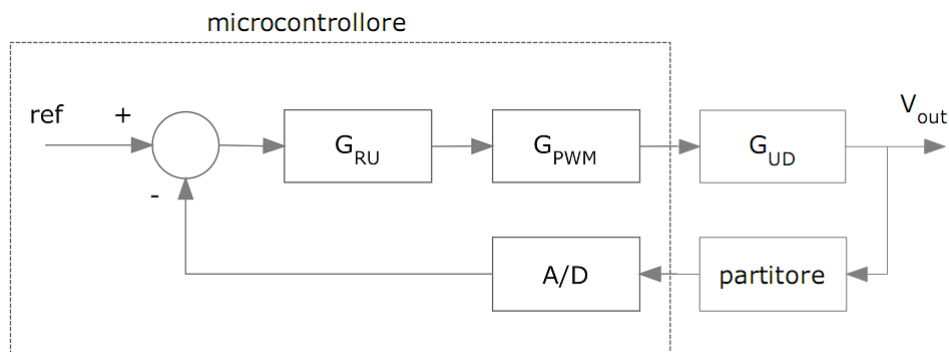
Di seguito si riporta il grafico che rappresenta il modulo della funzione  $T(j\omega)$ .



3.1.3 DIAGRAMMA DEI MODULI  $T(j\omega)$

## 3.2 Controllo digitale

Anziché utilizzare un controllo di tipo analogico, è possibile, per un sistema che necessiti di un controllo “lento”, utilizzare un controllo di tipo digitale non completamente dedicato. Questo è favorito dal fatto che si è scelta la modalità di funzionamento discontinuo per il convertitore, il che, come già esposto, permette di evitare un prelievo della forma di tensione di ingresso per costruire il riferimento di corrente. Ha senso, infatti, utilizzare lo stesso microcontrollore sia per il controllo di temperatura di colore e intensità della lampada a stato solido, sia per il controllo di tensione del sistema di alimentazione, che come già spiegato non richiede particolari doti di velocità. Per ricavare le costanti  $k_i$  e  $k_p$  è comunque necessario costruire l'equivalente analogico del sistema:



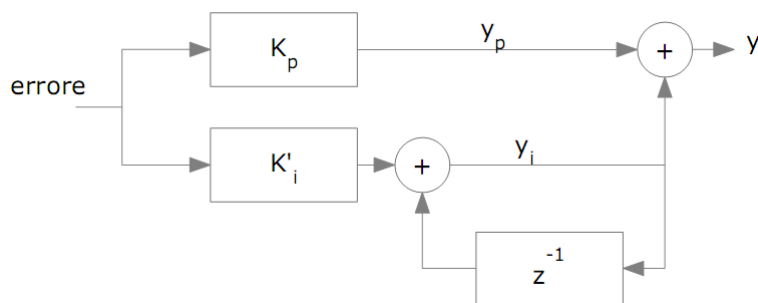
3.2.1 SCHEMA A BLOCCHI DEL CIRCUITO CON PI DIGITALE

Per tradurre il regolatore PI in codice applicativo è necessaria una discretizzazione della sua funzione. Passando alle trasformate  $z$  tramite l'approssimazione di Eulero si ottiene un sistema del tipo:

$$y(k) = k_p * e(k) + y_i(k) \quad (3.13)$$

$$y_i(k) = k_i * Tc * e(k) + y_i(k - 1) \quad (3.14)$$

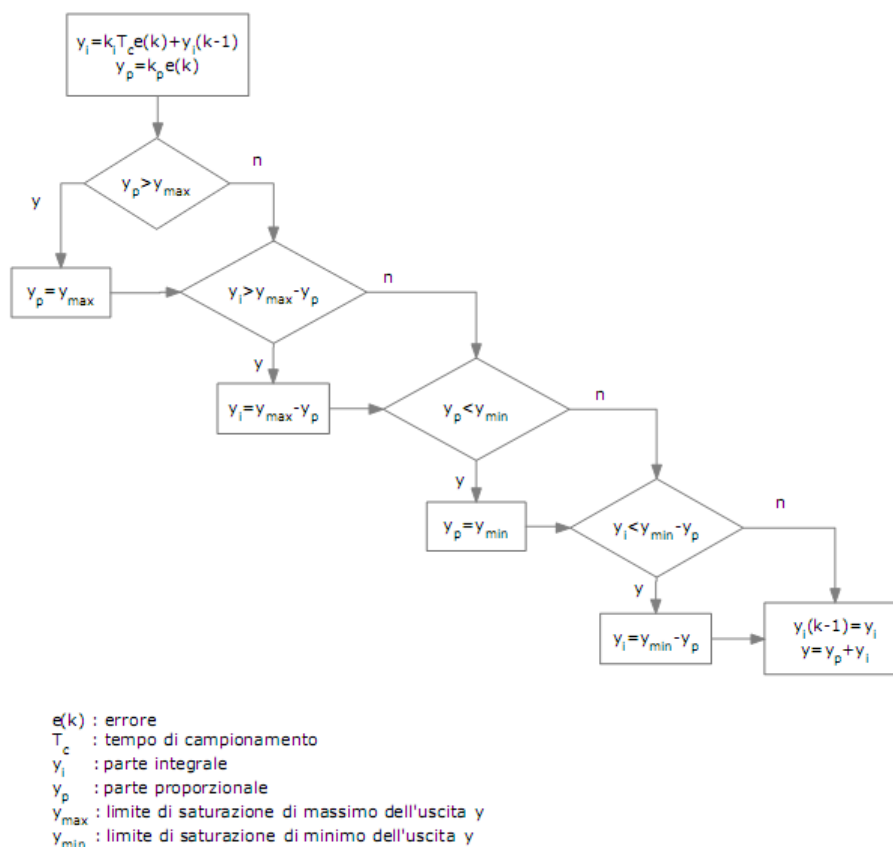
In questo caso, un algoritmo di funzionamento per un controller proporzionale integrale è di semplice realizzazione, anche con l'aggiunta di un sistema anti wind up, per evitare la saturazione della parte integrale. Lo schema a blocchi di un controllore PI è il seguente:



3.2.2 SCHEMA A BLOCCHI DI UN CONTROLLORE PI DIGITALE

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

dove  $K_p$  rappresenta la costante di proporzionalità mentre  $K_i'$  risulta essere la costante integrale  $K_i$  moltiplicata per il tempo di campionamento. La cella  $1/z$  indica un ritardo unitario, cioè il ritardo di un tempo di campionamento. L'azione anti wind up sostanzialmente limita l'uscita proporzionale e calcola dinamicamente la soglia di saturazione per la parte integrale, per evitare che l'uscita  $y$  saturi. Tale azione è riassumibile nel seguente diagramma di flusso:



Il microcontrollore che è già stato usato per la lampada a stato solido in questione è il PIC24FJ64GA002, della Microchip. E' necessario studiare le caratteristiche del dispositivo per poter modellizzare anche questo sistema. Si sceglie di utilizzare per la base dei tempi l'oscillatore interno a 8MHz. Tale frequenza può essere ulteriormente elevata a 32MHz utilizzando il modulo PLL interno al micro, la quale può essere fornita alle periferiche, con un divisore 2. Quello che si ottiene sono dei timer funzionanti a 16MHz. A questo punto è necessario ottenere la frequenza di switching del convertitore, e ciò si fa ponendo ad un certo valore il prescaler del timer che si intende utilizzare. Sapendo che si utilizza un timer da 16 bit si ha:

$$f_{pwm} = \frac{PR + 1}{16MHz} \quad (3.15)$$

quindi si ottiene un valore di prescaler uguale a 332. Ciò implica una PWM con una risoluzione di 8,37 bit. Ora è sufficiente usare un modulo di output compare collegato ad un pin di uscita in modalità PWM. Una questione spinosa è quella che riguarda il tempo di campionamento e la velocità di risoluzione dell'algoritmo per avere un nuovo valore

di duty cycle. In un periodo di switching di  $20,83\mu\text{s}$  non è infatti possibile svolgere completamente le operazioni di acquisizione, conversione e calcolo. Si ricorda inoltre che si deve dare spazio anche al calcolo delle coordinate cromatiche per i led, il che richiede calcoli piuttosto impegnativi in termini temporali. Si richiede quindi che la cadenza dell'esecuzione del software per il controllo del sepic, sia molto più lento rispetto alla frequenza della pwm. Una scelta ragionevole è imporre un tempo di campionamento di  $1\text{ms}$ , così da avere, per buona parte del tempo, il micro libero dall'onere di eseguire l'algoritmo del controller PI. Con questi dati è ora possibile ricavare le costanti da utilizzare nel software, facendo riferimento alla fig.3.2.1

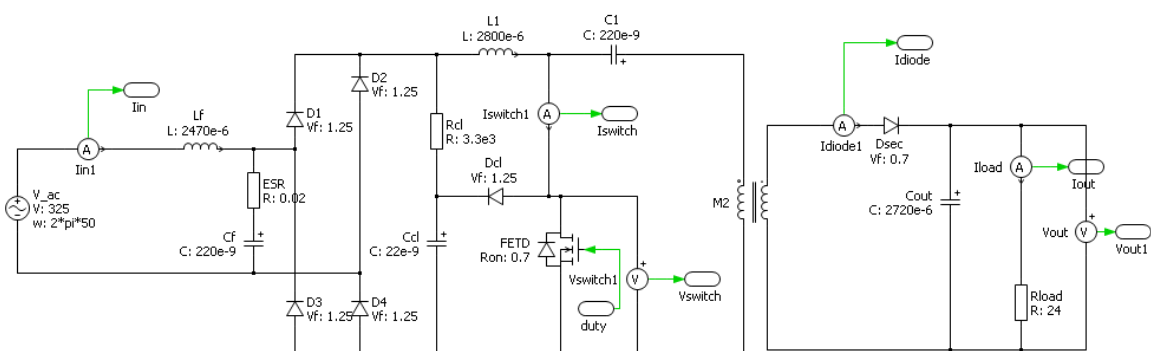
$$T_{dig}(s) = \frac{387,7}{1 + \frac{s}{31,2}} \frac{1}{333} \frac{1024}{3,3} \frac{1}{16} \frac{k_i(1 + s \frac{k_p}{k_i})}{s}, \quad (3.16)$$

dove si è ipotizzato che un fattore di scala tra l'uscita del PFP e il convertitore AD uguale a 16. Per ottenere l'attraversamento a  $3\text{Hz}$  come già ipotizzato per il controllo analogico si ottengono:

$$k_i = 0,835, \quad k_p = 26,74 * 10^{-3}. \quad (3.17)$$

Per poter effettuare una verifica dei calcoli fatti, si passa al programma di simulazione. L'utilizzo del software PSPICE, risulta in questo caso inopportuno, in quanto schematici che presentano una certa complessità circuitale, tendono a generare con molta facilità errori per quanto riguarda la convergenza. Si può quindi pensare di utilizzare del software più robusto. Ad esempio l'applicazione PLECS dalle librerie di MATLAB permette la simulazione di circuiti elettrici ed elettronici e risulta meno soggetta a errori o inghippi di vario genere rispetto a PSPICE. Una delle funzioni interessanti del programma è quella di poter utilizzare circuiti sia analogici che digitali, oltre al fatto di poter includere anche del codice C all'interno di blocchi specifici.

### 3.2.1 Simulazioni con PLECS



3.2.3 SEPIC

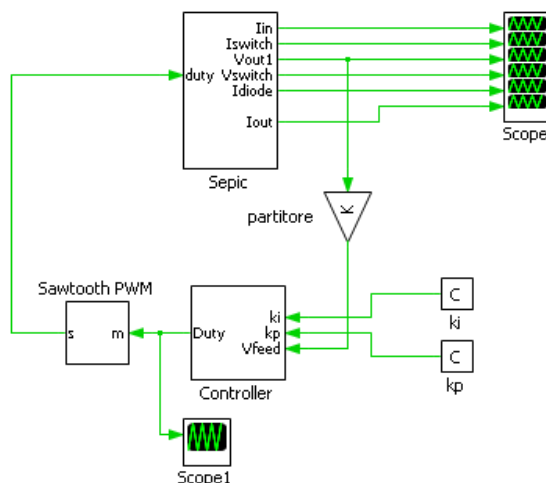
In figura, lo schema del convertitore. Ogni diodo è rappresentato con una certa caduta di tensione in conduzione e la tensione di accensione di ogni dispositivo è di  $0,7\text{V}$ . Lo switch è rappresentato con una resistenza di conduzione da  $0,7\Omega$ , ma non si possono stimare in questo modo le perdite in commutazione. La resistenza ESR sul condensatore

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

di filtro è stata inserita per evitare un errore del simulatore, mentre la matrice del mutuo induttore risulta

$$\begin{matrix} L_1 & k\sqrt{L_1L_2} \\ k\sqrt{L_2L_1} & L_2 \end{matrix} = \begin{matrix} 400\mu H & 129.95\mu H \\ 129.95\mu H & 44.44\mu H \end{matrix}, \quad (3.18)$$

con  $k=0.9747$ , ipotizzando una dispersa pari al 5%.



### 3.2.4 SEPIC CON CONTROLLO DIGITALE

Il funzionamento dell'anello di controllo è piuttosto semplice. Il partitore divide la tensione per fornirla al convertitore AD, che deve essere simulato via software. Le due costanti integrale e proporzionale sono date esternamente per questioni di comodità. Il blocco "controller" effettua l'algoritmo PI e viene eseguito con cadenza fissa di 1ms e pone in uscita il dato da porre nel match register dell'output compare. "Sawtooth pwm" genera un segnale a dente di sega di altezza 333 a frequenza 48kHz che viene confrontato con il segnale modulante dell'uscita "duty". Il codice utilizzato è il seguente:

#### Code declarations

```
float ref=698.0;
float Vbit, eall, Vi, Vip, Vp, pwm=0;
float Tc=1e-3, Vsup=333.0, Vinf=0.0;
```

#### Output function code

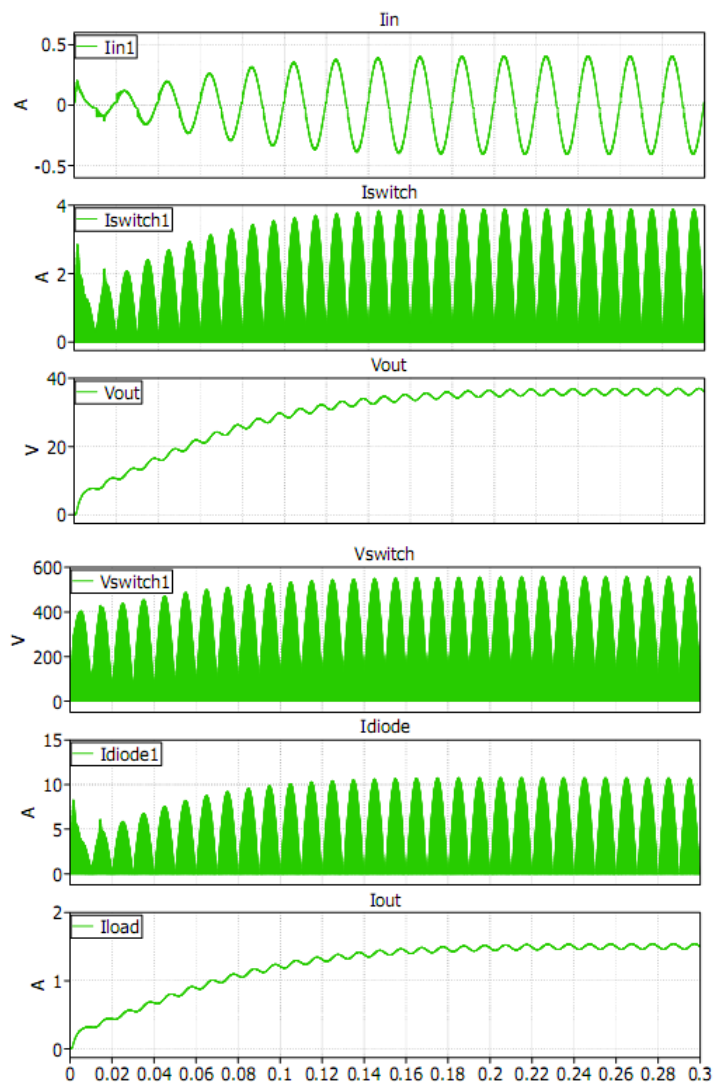
```
Vbit=1024.*(Input(2)/3.3); /* converione in valore numerico su 10bit con Vfs=52.8*/
eall = ref-Vbit; /* errore su 10 bit*/
Vip=DiscState(0); /*valore precedente della parte integrale*/
Vi = eall*Input(0)*Tc+Vip; /*calcolo parte integrale*/
Vp=eall*Input(1); /*calcolo parte proporzionale*/
if (Vp>Vsup) /*se la parte prop supera il valore limite*/
    {Vp=Vsup;} /*allora pongo saturazione*/
if((Vi+Vp)>Vsup) /*se la somma tra prop e int supera valore limite*/
    {Vi=Vsup-Vp;} /*limite parte integrale*/
if(Vp<Vinf) /*se la parte prop è inferiore al limite*/
```

```

    {Vp=Vinf;}           /*pongo saturazione*/
if((Vi+Vp)<Vinf)        /*e la somma delle parti int e prop non è minore al limite inferiore*/
    {Vi=Vinf-Vp;}      /*limite parte integrale*/
pwm=(Vi+Vp);           /*calcolo il valore da inserire nel MR*/
DiscState(0)=Vi;       /*aggiorno variabile di stato*/
Output(0)=(int)pwm;    /*spedisco fuori il dato*/

```

Infine, si analizzano le forme d'onda e si riportano i valori degli stress sui componenti, forniti dal programma di simulazione, utilizzando una finestra temporale di 300ms con passo di integrazione variabile. Per i dati raccolti in tabella si è considerato un intervallo tra i 200ms e i 300ms.

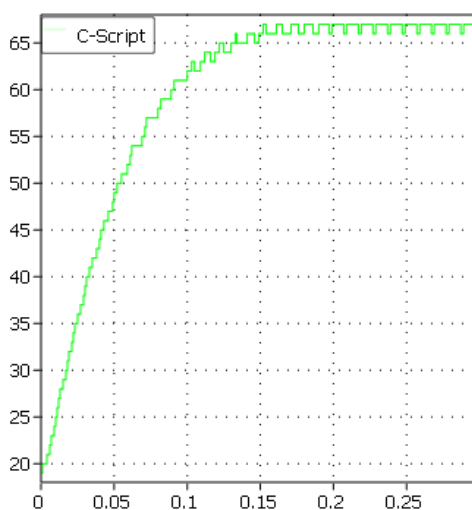


3.2.5 STRESS SUI COMPONENTI NELLE SIMULAZIONI PLECS

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

	Abs Max	Mean	RMS	THD
Iin1	0,407A	0	0,282A	0,0235
Iswitch1	3,9A	0,295A	0,797A	
Vout	36,98V	35,95V	35,95V	
Vswitch1	557V	/	/	
Vcbypass	335	/	/	
Idiode	10,77A	1,52A	3,06A	
Iload	1,54A	1,5A	1,5A	
Il1	0,753A	0,298A	0,346A	
Ic1	3,15A	0	0,68A	
Icf	0,308A	0	0,11A	
Vdiode	145V	/	/	
Icout	9,28A	0	2,66A	

Infine si visualizza l'andamento del duty cycle in funzione del tempo, inteso come valore numerico caricato sul match register dell'output compare, notando che non sono presenti overshoot e l'ondulazione residua dovuta all'oscillazione della tensione di uscita sembra sparire, mentre è chiara la presenza di un ciclo limite.



**3.2.6 ANDAMENTO DEL DUTY CYCLE**

Per completezza si riportano anche altri dati ottenuti dalle simulazioni con PLECS:

- *rendimento*: si ricava  $P_{in}=64,86W$  mentre  $P_{out}=53,92W$  con un rendimento per campioni tra 0,2 e 0,3 secondi dell' 83%.



- *THD*: per la corrente di ingresso è del 2,36% inferiore all' 8% consentito (IEEE 519)
- *armoniche di corrente*: per il calcolo della FFT sono stati presi in considerazione campioni da 200ms a 300ms. Dallo standard EN 61000-3-2 per utilizzatori di classe C ( lighting equipment)

armonica	1	3	5	7	9	11 - 39
% della fondamentale		30*PF	10	7	5	3
FFTplecs (mA)	398	3,5	2,7	1,3	0,5	<1,79
%		0,88%	0,68%	0,33%	0,12%	0,45% (n=25)

mentre dalle raccomandazioni pratiche IEEE 519

armoniche	<11	11<n<17	17<n<23	23<n<35	n>35	THD
Limite % della fondamentale	7	3,5	2,5	1	0,5	8
FFTplecs (mA)	3,5(n=3)	1,47(n=11)	1,68(n=19)	1,79(n=25)	2(n=959,961,77)	2,36
%	0,88%	0,37%	0,42%	0,45%	0,5%	

Quindi il filtro di ingresso appare sufficientemente dimensionato anche dalle simulazioni effettuate con questo programma, con controllo digitale.

## Capitolo 4 Realizzazione pratica del convertitore

Una volta verificata la validità dei calcoli effettuati grazie ai programmi di simulazione, si passa alla fase successiva, cioè la realizzazione del prototipo. Per fare questo si utilizzano i dati raccolti sugli stress per effettuare un dimensionamento dei componenti che verranno utilizzati. E' necessario, in tale fase, fare attenzione alle specifiche dichiarate da ogni costruttore per l'oggetto in questione, ma soprattutto cercare di operare delle scelte adottando preventivamente un certo margine di sicurezza senza sovradimensionare eccessivamente. Nel seguente paragrafo, si prenderanno in esame i singoli componenti che compongono il circuito e si cercherà di utilizzare quei dispositivi commerciali che meglio soddisfano le nostre esigenze.

### 4.1 Scelta dei componenti

#### *Filtro di ingresso*

Il filtro di ingresso al convertitore è composto da due elementi reattivi: una capacità ed un'induttanza. Il condensatore dovrà sopportare la tensione di rete e il ripple di corrente cui è sottoposto non deve essere tale da causarne il surriscaldamento. In questo caso dato che il valore rms della corrente è 0,11A e quindi non risulta particolarmente elevato, pare ragionevole utilizzare un unico condensatore. Infatti i condensatori per tensione di rete, con valori di capacità dell'ordine dei nanoFarad sono a film metallico o poliestere ed hanno un fattore di dissipazione solitamente basso, ossia una ESR molto piccola. Si sceglie quindi un componente da 220nF 400Vdc. Per quanto riguarda gli stress sull'induttanza, si fa riferimento a quello di corrente. La forma sinusoidale di tale grandezza ed un basso contenuto armonico possono far scegliere il nucleo di dimensioni ridotte senza eccessive dissipazioni; un nucleo RM6 sul quale avvolgere un centinaio di spire (vedi appendice per i calcoli) è sufficiente. Per aggiustare il valore di induttanza e renderlo il più vicino possibile a quello desiderato è sufficiente agire sull'air gap del nucleo ed eseguire misure con l'impedenziometro. Quello che si è riuscito ad ottenere è un induttore con induttanza 2,52mH.

#### *Ponte a diodi*

Si è preferito almeno in questa fase scegliere dei diodi discreti anziché un ponte integrato. Dato che non si esigono doti particolari da questi diodi è sufficiente prendere dei comuni diodi da 1A. Degli 1N4004 sarebbero stati sufficienti, ma data la disponibilità di 1N4007 si è preferito scegliere questi ultimi che sopportano una tensione inversa di 1000V. La massima corrente che attraverserà questi componenti sarà 710mA con valor

medio di 127mA ed rms di 215 mA. Anche ipotizzando una caduta di 0,9V in conduzione la dissipazione non rappresenta affatto un problema per il componente. Sapendo infatti che la resistenza termica giunzione ambiente del case DO-41 è di 70°C/W, l'incremento di temperatura non dovrebbe superare i 10°C.

### ***Induttanza serie***

L'induttanza serie del convertitore è stata realizzata su nucleo RM8. Anche in questo caso ci si è avvalsi di un foglio di calcolo per determinare la migliore configurazione possibile, al fine di ottenere un buon coefficiente di riempimento senza però raggiungere la saturazione. Utilizzando il nucleo RM8 è stato possibile ottenere un coefficiente di riempimento di 0,53 con un induttanza di 2,7mH una volta aggiustato l'air gap.

### ***Clamp RCD***

La rete di clamp è formata da 3 componenti: un diodo, un condensatore, una resistenza. La resistenza è del valore di 3,3k $\Omega$  e deve dissipare 6,3W. Anziché utilizzare un solo componente si preferisce utilizzare 3 resistori in parallelo da 10k $\Omega$  di potenza 3W. Il semiconduttore deve essere tale da sopportare la tensione ai capi della capacità di clamp ed inoltre lo si vorrebbe veloce all'accensione, affinché la tensione ai capi dello switch non possa superare il limite previsto. Si sceglie perciò un dispositivo rapido: l'STTH1L06 che può mantenere una tensione inversa di 600V. Poco importa la caduta in conduzione, mentre in corrente risulta ampiamente sovradimensionato in quanto il non-repetitive peak è di 30A per 10ms. In questo caso il picco massimo è inferiore ai 4A, ed il valore medio molto basso, dato che la corrente è impulsiva. Il condensatore della rete di clamp deve mantenere tensioni inferiori ai 600V, ma osservando i data sheet si nota che all'aumentare della frequenza si riduce la capacità di tenere la tensione, quindi risulta opportuno scegliere un condensatore da 1000Vdc, di costo identico.

### ***Mosfet***

L'interruttore risulta essere un elemento molto importante del convertitore. L'intero sistema è stato dimensionato per poter utilizzare un interruttore da 600V e il clamp dovrebbe garantire che un mosfet con tale specifica non si danneggi. Quello che rimane da scegliere è la grandezza della resistenza in conduzione che si vuole avere. Con un dispositivo da 600V è facile scendere sotto 1 $\Omega$ . Si sceglie STP10NK60Z che ha una resistenza serie in conduzione di 0,65 $\Omega$ . Data una corrente rms sul dispositivo di 0,8A si hanno perdite in conduzione per 0,42W ossia un incremento di temperatura del dispositivo di 26°C. Il dispositivo è perciò in grado di lavorare benissimo anche senza dissipatore, mantenendo una temperatura di circa 50-60°C, ma in fase di prova pare utile montarlo comunque su un dissipatore anche di media taglia. Per tale motivo questo mosfet è stato usato con un dissipatore con resistenza termica intorno ai 20°C/W.

### ***Condensatore di bypass***

Il condensatore di bypass deve sopportare la tensione di ingresso anche in questo caso, come per il condensatore di filtro, si sceglie un condensatore da 220nF 400Vdc. Questi risultano sufficienti in quanto tale capacità lavora praticamente alla frequenza di rete, a meno di un ripple di tensione. Il ripple di corrente non rappresenta affatto un fattore critico dato che il valore rms è di 0,8A.

### ***Trasformatore***

Il mutuo induttore del convertitore è stato realizzato su un nucleo RM12. Tale nucleo risulta sovradimensionato rispetto alla potenza da trasferire, e ciò risulta evidente dallo scarso fattore di riempimento del nucleo, cioè 0,15. Tuttavia ciò ha permesso di ottenere una induttanza di dispersione ampiamente sotto i valori ipotizzati nei calcoli. Intercalando gli avvolgimenti, primario-secondario-primario, l'induttanza dispersa si è potuta mantenere inferiore all'1% con un valore assoluto di 3,4uH. Come sempre, aggiustando in modo opportuno l'air gap, si è ottenuto un primario da 419uH con resistenza ac di 1,1 $\Omega$  e un secondario da 47uH con resistenza ac di 0,15 $\Omega$ . Il rapporto spire risulta 1/2,98.

### ***Diodo di ricircolo***

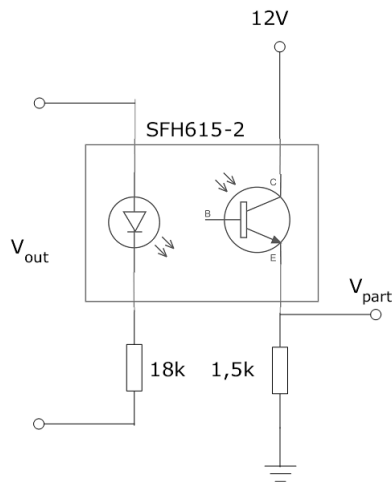
La principale caratteristica di questo componente è quella di sopportare una forte corrente impulsiva, superiore a 10A. La tensione inversa è inferiore ai 150V e perciò uno schottky da 200V risulterà sufficiente. Si sceglie in questo caso l'STTH302, un diodo da 3A, con 200V di tensione inversa. Il picco di corrente non ripetitive per 10ms è 130A. La caduta in conduzione è di 0,75V e la resistenza giunzione ambiente è 75°C/W. La corrente rms che lo attraversa è 3A, mentre quella media 1,5A, perciò a pieno carico il dispositivo lavorerà a temperatura elevata.

### ***Condensatore di uscita***

Il condensatore di uscita non potrà essere un solo oggetto. L'elevata resistenza serie dei condensatori elettrolitici impone l'utilizzo di più dispositivi. Dato che la capacità totale deve essere 2,65mF o superiore si potrebbero utilizzare 2 condensatori da 1500uF oppure 4 da 680uF. Dato che il costo risulta addirittura inferiore per la categoria da 50V conviene usare la seconda alternativa con un abbattimento consistente dell'ESR, che unitariamente risulta 21m $\Omega$ . I data sheet garantiscono il funzionamento dei condensatori con un ripple di 2,8A a 105°C, ma non è il caso di spremere così tanto questi componenti, per i quali la temperatura rappresenta un fattore critico nel tempo di vita media.

### Foto accoppiatore

Il foto accoppiatore ha lo scopo di prelevare la tensione di uscita dal convertitore per riportarla al controllo, mantenendo un isolamento galvanico tra i due lati del sistema. Si sceglie l'SFH615-2 un opto isolatore generico in grado di sopportare correnti in diretta sul diodo di 60mA e con un isolamento di 5300V. Il CTR a 10mA varia dal 63% al 125%, mentre è inferiore per correnti più basse. Si tratta di un elemento estremamente non lineare, tanto che il CTR varia di un fattore 2 a seconda della corrente che lo attraversa. Per questo motivo è stato necessario provare alcune configurazioni prima di scegliere quella che meglio si prestava a servire da partitore con fattore di scala 1/16. Scegliendo una resistenza seria al diodo emettitore da 18kΩ e una resistenza di emettitore sul transistor ricevitore da 1,5kΩ si ottiene:



Vout[V]	Vpart[V]
5	0.07
10	0.31
15	0.62
20	0.98
25	1.35
30	1.79
36	2.3

4.1.1 SCHEMA DI UTILIZZO DEL FOTO ACCOPPIATORE

attuando una regressione lineare e considerando che la retta non sia passante per l'origine si ottiene un fattore di partizione di 1/13,8

$$V_{part} = \frac{V_{out}}{13,8} - 0,404 . \quad (4.1)$$

### Driver per mosfet

Il dispositivo scelto per il pilotaggio del mosfet risulta ampiamente sovradimensionato, ma ciò non va ad influire comunque sul costo, essendo un semplice buffer senza particolari funzioni. Per tale scopo si è scelto L'MCP1407 in grado di erogare fino a 6A di picco. Ora rimane da dimensionare resistenza di gate del mosfet: per prima cosa si deduce dal data sheet la carica di gate e per fare questo si utilizza un apposito grafico riportato. Dopo di che si impone la massima corrente di carica di tale capacità e se ne deduce il tempo di accensione dell'interruttore e la dissipazione di potenza del driver. Per il mosfet STP10NK60Z si ha una Qg=50nF per una Vgs di 12V; la capacità è perciò di 4,1nF. Imponendo una corrente di picco di 1A, cioè ponendo una Rgate di 12Ω si ottiene

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

un tempo di accensione di 50ns. La dissipazione dovuta alla carica-scarica della capacità di gate è di 28mW.

### *Lista componenti*

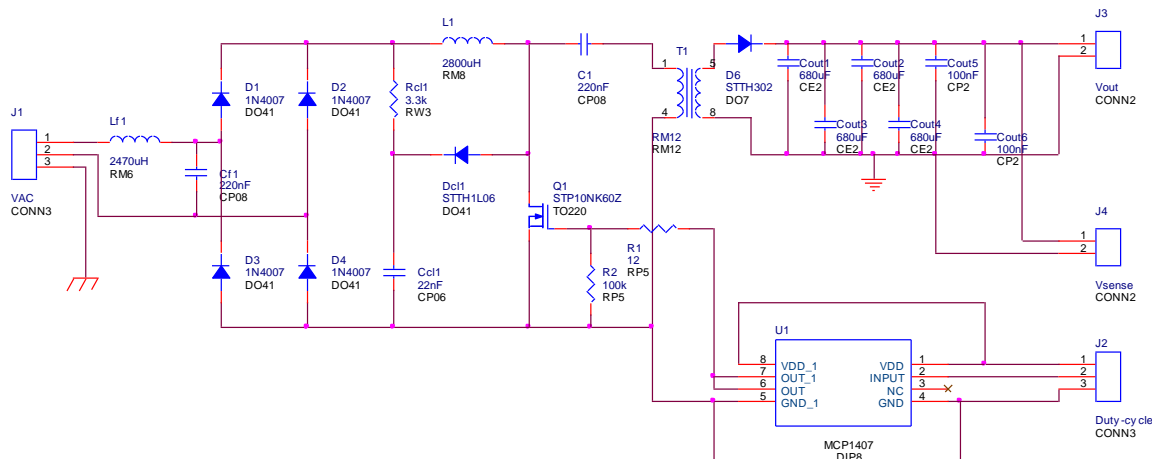
<b>Componente</b>	<b>Quantità</b>	<b>Costo unitario</b>
RM 12 materiale N87 + clip + cartoccio	1	5,60
RM8 materiale N87 + clip + cartoccio	1	4,04
RM6 materiale N87 + clip + cartoccio	1	3,53
Condensatore 22nF 1000Vdc	1	0,34
Condensatore 220nF 400Vdc	2	0,54
Condensatore 680uF 50Vdc	4	0,78
Condensatore 100nF 63Vdc	2	0,14
Resistenza 10k 3W	3	0,19
Diodo STTH1L06	1	0,10
Diodo STTH302	1	0,12
Diodo 1N4007	4	0,04
Mosfet STP10NK60Z	1	1,99
Foto accoppiatore SFH615-2	1	0,41
Driver MCP1407	1	1,07
PIC24FJ64GA002	1	3,72
Stabilizzatore tensione 3,3V LD117V33C	1	0,63
<b>TOTALE</b>		<b>26,86</b>

## 4.2 Schema e PCB

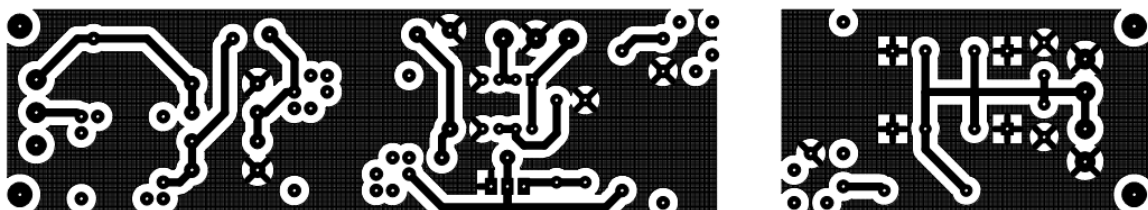
Lo schema che si è utilizzato per la creazione del circuito è il medesimo che si è usato fino ad ora nelle simulazioni. Per essere agevolati nella fase di collaudo si è preferito dividere il circuito in due parti: una di potenza ed una di controllo. In tal modo è stato possibile provare entrambe le parti indipendentemente. La possibilità di attuare questa procedura deriva dal fatto che la frequenza di lavoro del sistema non è molto elevata e perciò cablaggi anche di media lunghezza non risultano un fattore critico per i segnali in gioco.

### Circuito di potenza

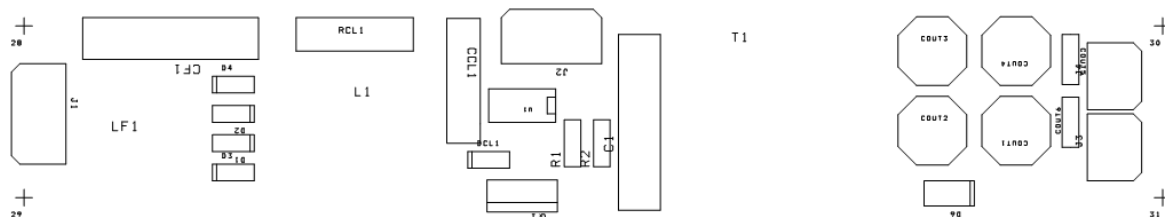
Di seguito si riporta lo schema del convertitore realizzato e il relativo PCB. Nello schema si può notare un doppio connettore di uscita, uno dei quali serve per il sensing di tensione dall'uscita per essere riportato al circuito di controllo. Il connettore a cui è connesso il driver del mosfet porta invece il segnale di duty cycle, l'alimentazione per il driver e la massa del circuito di controllo, che è quindi riferita al primario.



4.2.1 SCHEMA PARTE DI POTENZA DEL CONVERTITORE



4.2.2 PCB DEL CIRCUITO DI POTENZA



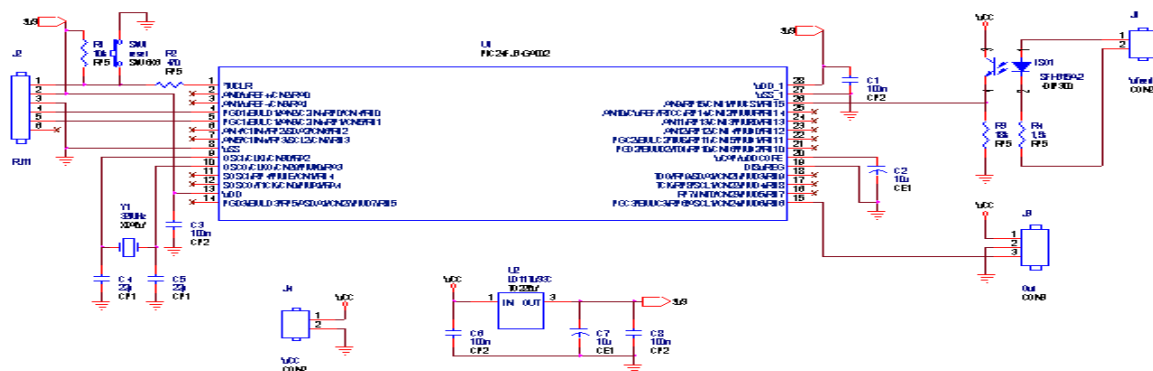
4.2.3 DISPOSIZIONE DEI COMPONENTI

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

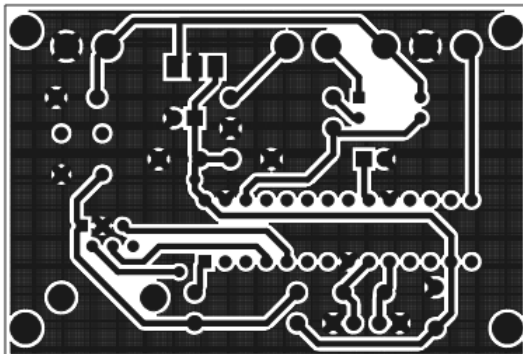
La grandezza naturale del circuito risulta 178x32mm.

### Circuito di controllo

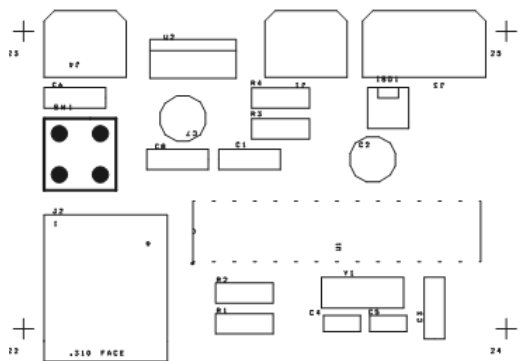
Buona parte di questo circuito è dedicato alla programmazione del microcontrollore e perciò è stato sufficiente far riferimento ai manuali tecnici forniti dal costruttore [11]. Questa basetta dovrebbe comunque scomparire una volta che si sia implementato il software di controllo all'interno dello stesso micro che controlla il funzionamento della lampada a led. Si riportano anche in questo caso lo schema, lo sbrogliato e la disposizione dei componenti.



4.2.4 SCHEMA DEL CONTROLLO DIGITALE



4.2.5 PCB DEL CONTROLLO



4.2.6 DISPOSIZIONE DEI COMPONENTI SULLA SCHEDA



### 4.3 Sviluppo del software

L'algoritmo software da implementare è stato visto nei paragrafi precedenti, ma ora si tratta di riuscire ad implementarlo usando le temporizzazioni del microcontrollore. Come già spiegato, si usa l'oscillatore interno del micro a 8MHz per fornire alle periferiche, tramite un PLL, i 16MHz necessari ad avere una modulazione PWM con risoluzione buona. Aggiungendo il valore calcolato, cioè 332, al prescaler del timer 2 e successivamente utilizzando questo timer come base dei tempi per l'output compare module in PWM mode, si ottiene una forma d'onda alla frequenza di 48kHz. Successivamente si connette il modulo OC ad un pin di uscita del micro ottenendo in questo modo l'uscita PWM con cui pilotare il mosfet. Il valore numerico rapportato a 333 a cui avviene la commutazione dell'uscita verso uno stato logico basso, è salvato nel registro OC1R. Al fine di evitare commutazioni spurie nel micro è stato previsto un ulteriore registro OC1RS, nel quale si deve caricare il valore numerico aggiornato a cui far commutare l'uscita. Il valore contenuto in questo registro viene passato ad OC1R non appena si azzerà il timer. Questa routine si ripete in continuazione, ma il valore della PWM può venire aggiornato solo in seguito ad un campionamento ed esecuzione dell'algoritmo PI. Per ottenere un buon effetto del controllo è necessario che la routine di campionamento avvenga con cadenza regolare ogni 1ms. Si è pensato perciò di vincolare l'acquisizione tramite convertitore AD alla routine di interrupt del compare module, la quale viene eseguita con frequenza pari alla frequenza di commutazione. Introducendo un contatore tarato in maniera opportuna, è possibile quindi far partire la conversione con frequenza 1kHz. Si riporta di seguito il software utilizzato adeguatamente commentato. Alcuni bit di configurazione sono settati direttamente con MPLAB, ad esempio la disabilitazione del watchdog.

```
#include "p24fj64ga002.h"
#include "stdio.h"
#include "timer.h"
#include "outcompare.h"
#include "adc.h"
#include "stdlib.h"

/*****DICHIARAZIONE VARIABILI*****/
float ref=700.0; //riferimento 36V 700/ 18V 250
float e=0,Vi=0,Vp=0,Vip=0;
float kp=26.743e-3, ki=0.83479; //costanti del regolatore PI
float Tc=1e-3,pwm=0.0; //tempo di campionamento
int Vmax=70; //limite superiore duty-cycle
int Vmin=0; //limite inferiore duty-cycle
int count=43; //variabili per prova cambio di riferimeto
int n=0,flag=0;
/*****PROCEDURA DI LETTURA DELL'ADC*****/
int readADC(void)
{
AD1CON1bits.SAMP = 1; // start sampling
AD1CON1bits.SAMP = 0; // start converting
while (!AD1CON1bits.DONE); // conversione fatta?*/
AD1CON1bits.DONE=0; //reset bit di avvenuta conversione
return ADC1BUF0; // ritorna valore convertito
}

/***** GESTIONE DELL'INTERRUPT SUL TIMER 2*****/
void __attribute__((__interrupt__)) _T2Interrupt(void)
{
IFS0bits.T2IF = 0; //reset flag di interrupt
```

## Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido

```

count++;

if(count==44) //servono 44 impulsi perchè il calcolo ne dura 4
{count=0;
/*
n++; //prova variazione di riferimento
if(n==1000)
{
if(flag==0)
{ref=250;flag=1;n=0;}
else
{ref=700;flag=0;n=0;}
}*/

e = ref-readADC(); // errore
Vip=Vi; //aggiorno variabile di stato che contiene il valore della parte integrale
Vi = e*ki*Tc+Vip; //calcolo parte integrale
Vp=e*kp; //calcolo parte proporzionale

if (Vp>Vmax) //se la parte prop supera il valore massimo Vsup
{Vp=Vmax;} //allora pongo saturazione
if((Vi+Vp)>Vmax) //se la somma tra prop e int supera valore limite
{Vi=Vmax-Vp;} //limite parte integrale
if(Vp<Vmin) //se la parte prop è inferiore al valore minimo Vmin
{Vp=Vmin;} //pongo saturazione
if((Vi+Vp)<Vmin) //se la somma tra int e prop è inferiore al limite
{Vi=Vmin-Vp;} //limite parte integrale

pwm=(Vi+Vp); //calcolo valore di uscita sul match register
OC1RS=(int)pwm; //cast di tipo + spedisco fuori il dato
}
}

/*****PROGRAMMA PRINCIPALE*****/
int main ()
{
//configurazione micro
CLKDIV=0x0000; //nessuna divisione del clock
OSCTUN=0x0000;
OSCCON=0x1100; //clock 8MHz*4 ma ai timer viene fornito clock/2 clock bloccato

AD1CON1=0x00E0; //A/D conv. su 10bit no trigger da timer
AD1CON2=0x0000; //conversione tra vdd e vss, no scan, solo mux a
AD1CON3=0x0204; //internal clock,sampling 2*Tad,conversione 5*Tcy
AD1PCFG=0xFDFE; //setto pin 26 analogico AN9
AD1CHS = 9; // seleziona canale analogico AN9
AD1CON1bits.ADON = 1; // ADC ON

OC1CON=0x0006; //output compare 1 on timer 2, PWM mode
T2CON=0x0000; //pulisco control register del timer
PR2=0x014d; //(332+1)*62.5ns=20,81us 48kHz periodo
OC1R=0x0000; //duty cycle iniziale=0
OC1RS=0x0000; //impongo duty cycle, la risoluzione è oltre 8 bit.
RPOR3bits.RP6R=18; //RP6 uscita output compare sul pin 15

IPC1bits.T2IP=1; //setup compare 1 interrupt for
IFS0bits.T2IF=0; //clear flag interrupt output compare 1
IEC0bits.T2IE=1; //enable interrupt su output compare 1*/
T2CONbits.TON=1; //start timer 2
while(1); //loop infinito
}

```



## Capitolo 5                    Misure sul circuito

Una volta svolti dei test preliminari sui due circuiti in catena aperta si è passati alla prova del sistema intero. Particolari problemi si sono avuti con le sovratensioni sull'interruttore per le quali è stato necessario sostituirlo con un dispositivo più affidabile da 800V. Di contro però, un mosfet per tensioni elevate possiede una resistenza in conduzione superiore rispetto a componenti costruiti per tensioni drain-source inferiori. Si è scelto di utilizzare un FPQ6N80C con una resistenza serie di  $2,2\Omega$  pur avendolo ampiamente sovradimensionato in corrente. Le cause delle sovratensioni sul mosfet sono da ricercare nei fronti di salita e discesa ripidi delle correnti ed in un leggero ritardo della rete di clamp nell'intervenire. In poche decine di nanosecondi infatti la tensione sullo switch si portava ben oltre le aspettative. Il fenomeno è stato rilevato grazie all'uso del trigger dell'oscilloscopio in modalità normal, ma l'impulso non veniva visualizzato sullo schermo. Si sono quindi potute scoprire tensioni, con il sistema operante a regime, di quasi 570V, che con ogni probabilità erano di entità maggiore durante il transitorio di accensione.

Le misure che sono state effettuate sul circuito riguardano gli stress massimi sui componenti e sono state eseguite mentre il sistema erogava la massima potenza su un carico attivo. In un secondo momento si sono poi eseguite delle prove per verificare l'effettiva dinamica del controllo come ad esempio il cambio di riferimento e la variazione in maniera impulsiva del carico. La strumentazione utilizzata è stata la seguente:

Voltmetro Agilent U1241A

Oscilloscopio LeCroy Waverunner 440

Wattmetro Yokogawa WT130

Test Power Supply Elettrotest

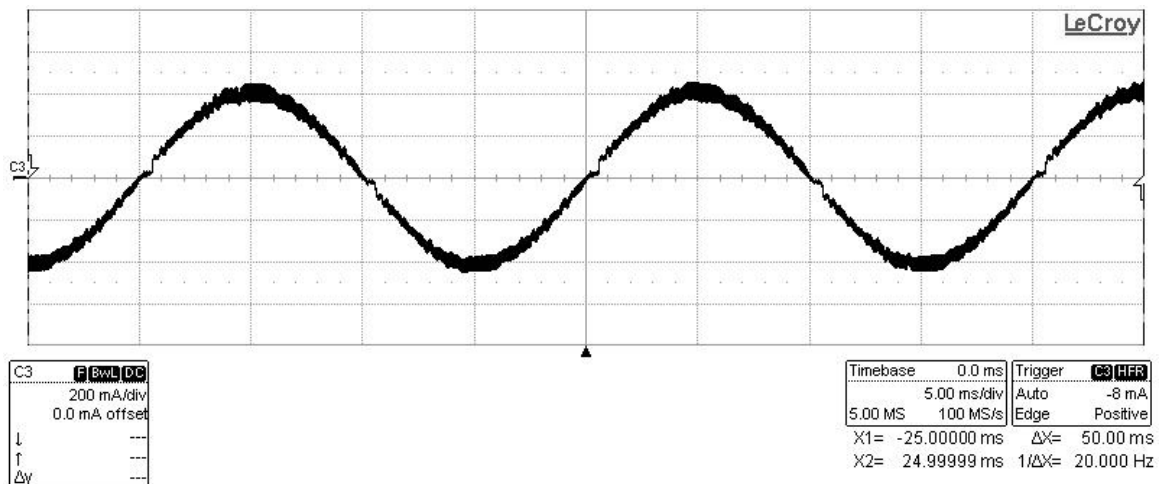
Carico attivo Uniwatt EL100

Generatore di funzioni Hameg HM8035

## 5.1 Stress sui componenti

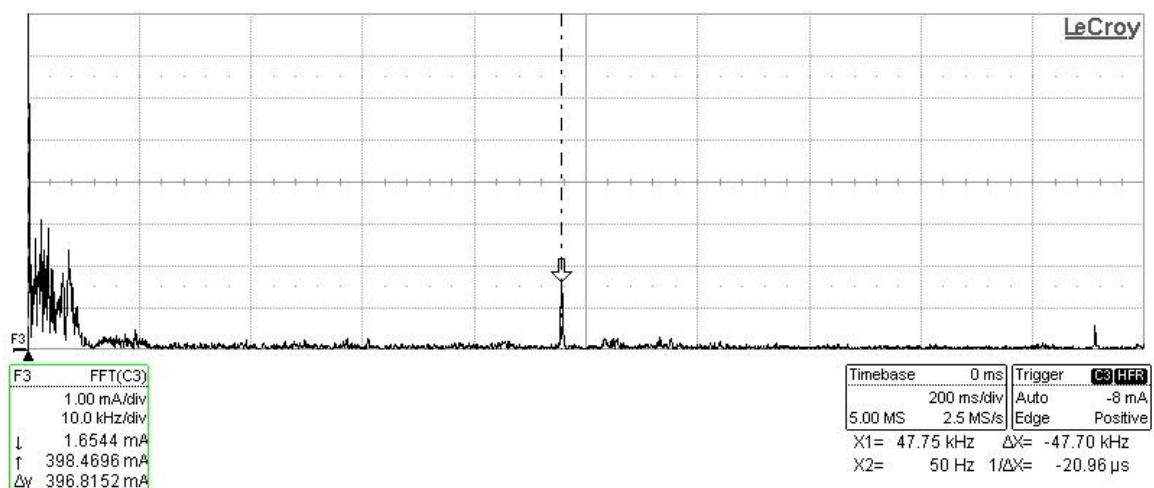
### Corrente di ingresso

Grazie all'oscilloscopio digitale è stato possibile salvare le forme d'onda che sono mostrate in questo paragrafo.



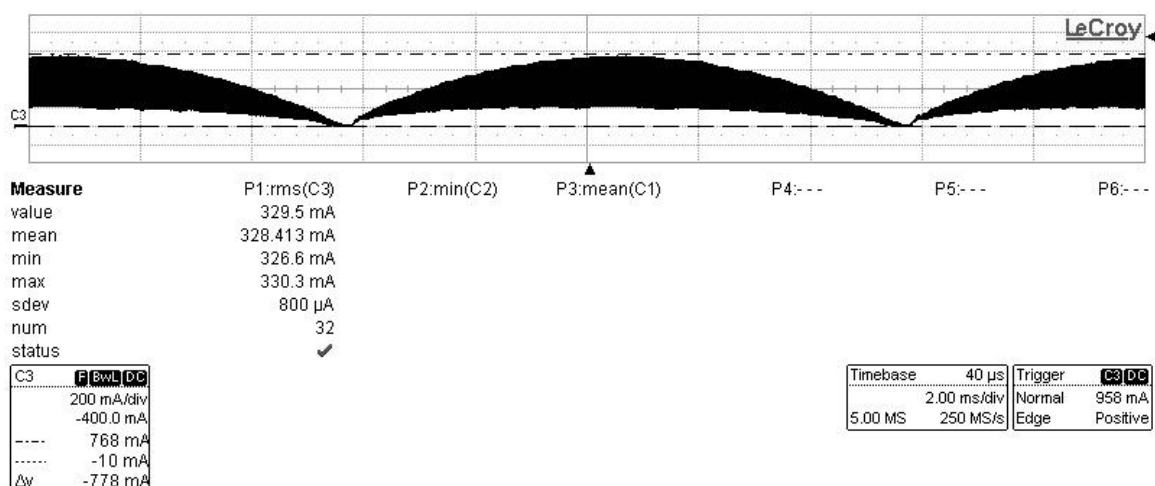
5.1.1 FORMA D'ONDA DELLA CORRENTE D'INGRESSO

La corrente prelevata dalla rete ha una forma pressoché sinusoidale con valore di picco di circa 420mA, in linea con le simulazioni. Per riuscire a notarne il contenuto armonico, si possono prendere numerosi periodi a campione e far eseguire all'oscilloscopio una FFT. Come si nota dalla figura sottostante, il valore di corrente della componente a frequenza di commutazione risulta, grazie al filtro di ingresso, sufficientemente attenuata. Tuttavia esistono numerose armoniche per frequenza inferiori a 5kHz che potrebbero costituire un problema per quanto riguarda le normative. Per un ulteriore accertamento si sono eseguite in seguito le prove col wattmetro.



5.1.2 FFT DELLA CORRENTE DI INGRESSO

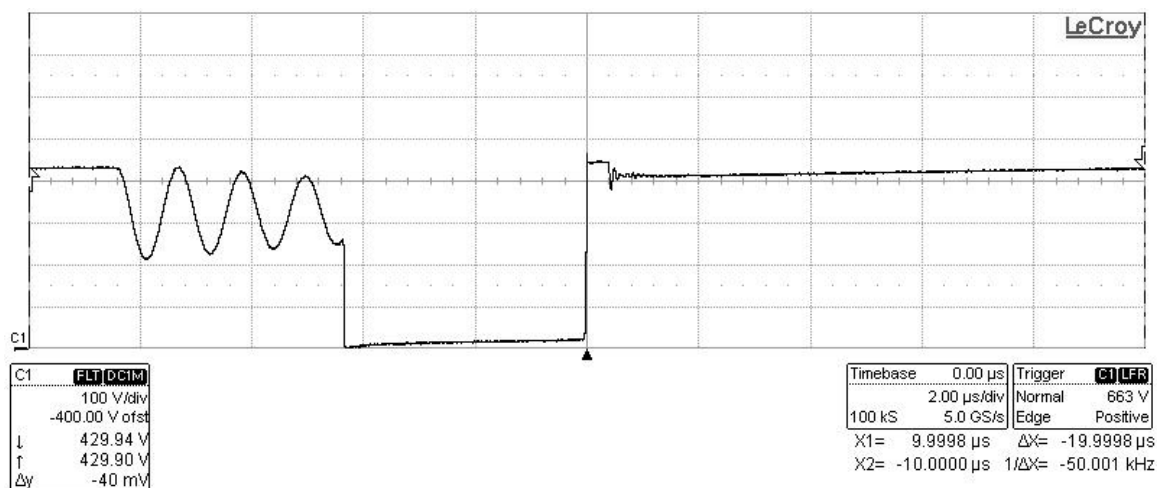
### Induttanza serie



#### 5.1.3 CORRENTE NELL'INDUTTANZA DI INGRESSO

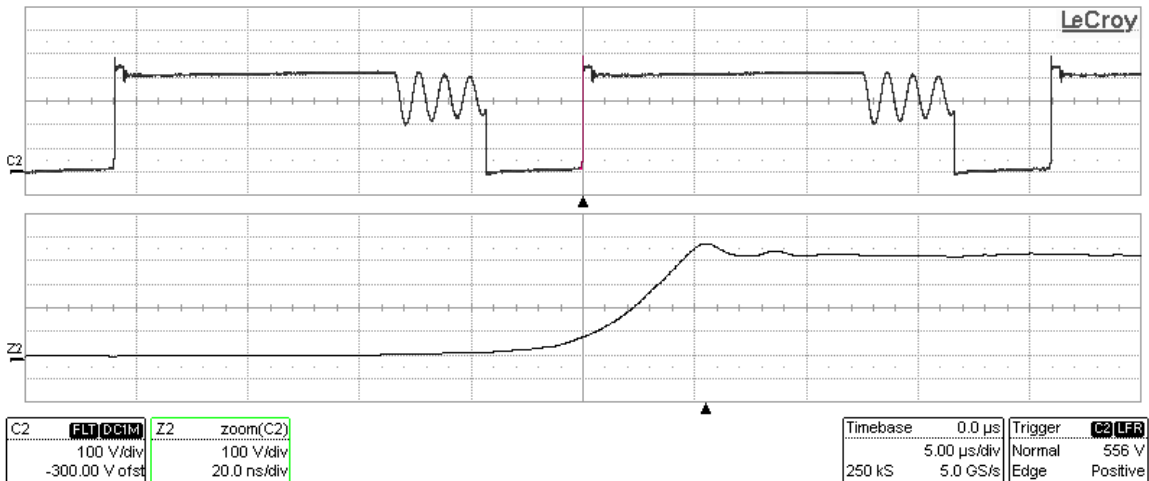
In figura è visualizzata la corrente nell'induttanza posta in serie all'ingresso del convertitore. Essa ha un valore massimo di 710mA ad inviluppo sinusoidale ed il massimo ripple sul componente è di 470mA. Grazie alle funzioni dell'oscilloscopio se ne può trarre anche il valore rms, che è intorno ai 330mA, similmente a quanto ci si aspettava.

### Mosfet



#### 5.1.4 TENSIONE SULL'INTERRUTTORE

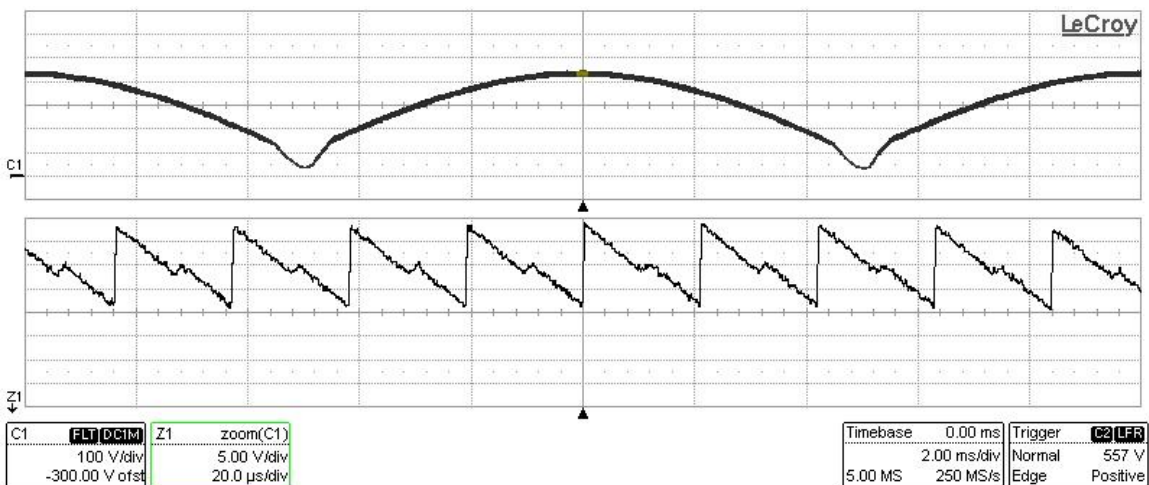
In questa immagine si visualizza la tensione sul mosfet, che apparentemente sembra rimanere sotto i 500V. Se si volge lo sguardo in basso a destra si noterà che il trigger posto in modalità normal con filtro per le basse frequenze, riusciva a notare movimenti a tensioni ben più elevate, 663V. Sempre con la stessa sonda da 1,5kV si è cercato di visualizzare più in dettaglio il picco. Nell'evento successivo il picco di tensione è inferiore ai 600V, tuttavia nessun punto è graficato alla tensione di 556V indicata dal trigger, pur avendo nello zoom una risoluzione di 100 campioni per divisione.



5.1.5 TENSIONE SUL MOSFET E RELATIVO ZOOM

Si nota inoltre che nella fase di interdizione dello switch e del diodo al secondario si accende un'oscillazione alla frequenza di circa 800kHz, che risulta per altro leggermente smorzata. La stessa oscillazione compare anche nella forma d'onda di tensione sul diodo di ricircolo.

### Capacità di clamp

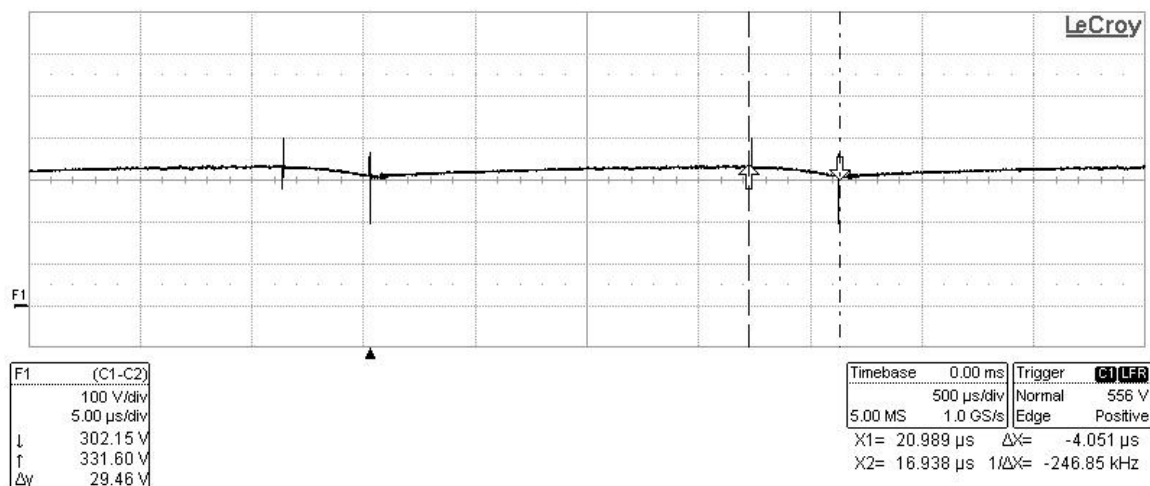


5.1.6 TENSIONE SULLA CAPACITÀ DI CLAMP E RELATIVO ZOOM

La tensione sulla capacità di clamp segue l'andamento sinusoidale della tensione di ingresso. Anche in questo caso non viene visualizzato nessun picco di tensione oltre i 500V e tale dato risulta attendibile visto che il diodo di clamp dimensionato per 600V non è stato oggetto di rotture. L'ondulazione di tensione sulla capacità di clamp è inferiore ai 20V, ma ciò avviene perché il condensatore montato sul circuito ha il valore di 33nF anziché 22nF, poiché non è stato possibile reperirlo altrimenti. Ciò assicura un ripple di tensione inferiore a quello prestabilito.

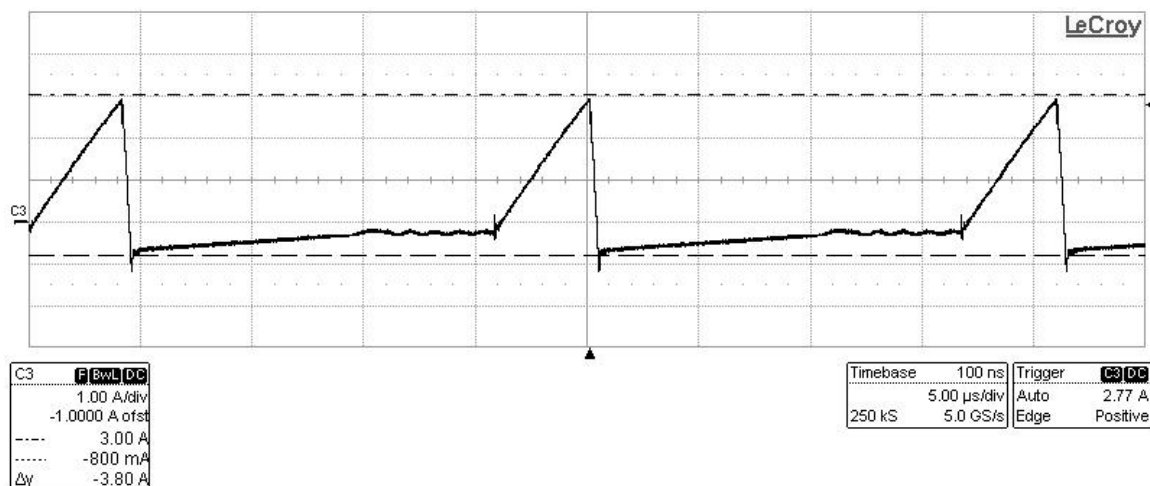
### Condensatore di bypass

La tensione sul componente deve ricaricare il più fedelmente possibile la tensione di ingresso, a meno chiaramente di una certa ondulazione. Nella figura sottostante è riportato una particolare della forma d'onda, per poter visualizzarne il ripple di tensione. Questo ha un'ampiezza di 30V in corrispondenza del valore di picco che raggiunge i 331V, esattamente come nelle simulazioni.



5.1.7 TENSIONE MASSIMA SUL CONDENSATORE DI BYPASS

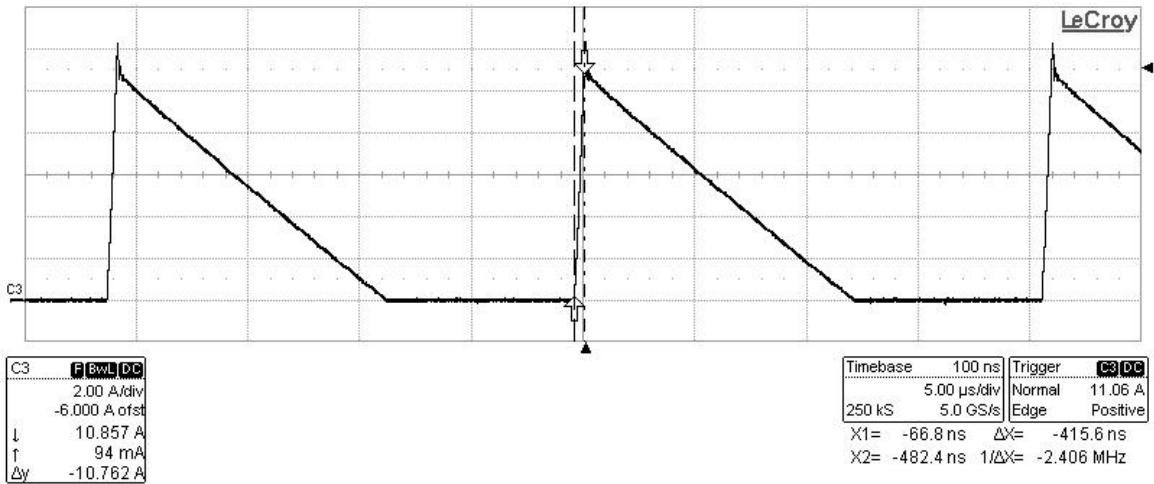
### Trasformatore e diodo al secondario



5.1.8 CORRENTE AL PRIMARIO DEL TRASFORMATORE

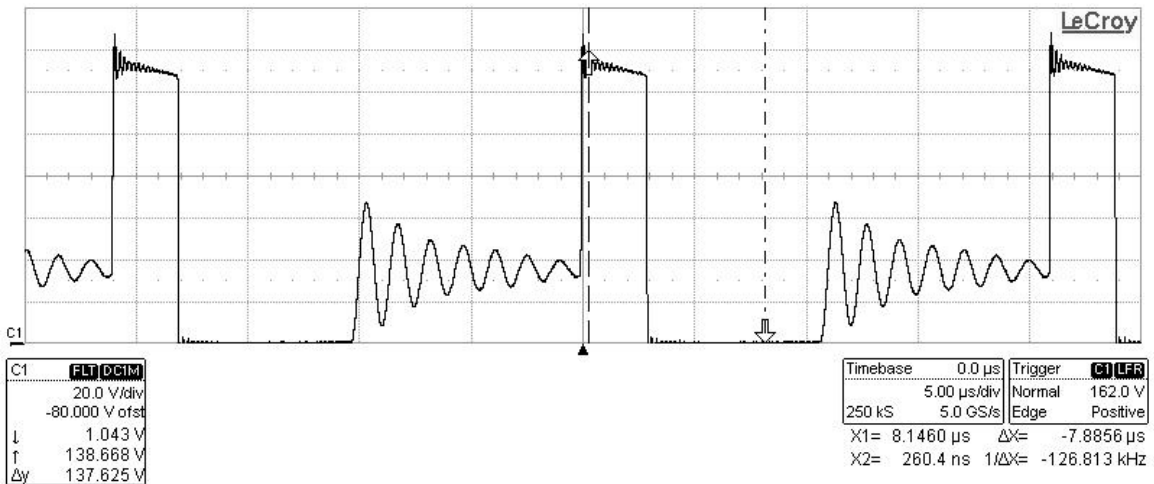
La corrente al primario del trasformatore è bipolare con valori massimi di 3A e -800mA, per un complessivo picco picco di 3,8A. La corrente al secondario del trasformatore, che equivale alla corrente che attraversa il diodo ha un picco inferiore agli 11A. Si nota nella figura il tempo di scarica dell'induttanza di dispersione che è inferiore ai 500ns.





### 5.1.9 CORRENTE AL SECONDARIO E SUL DIODO

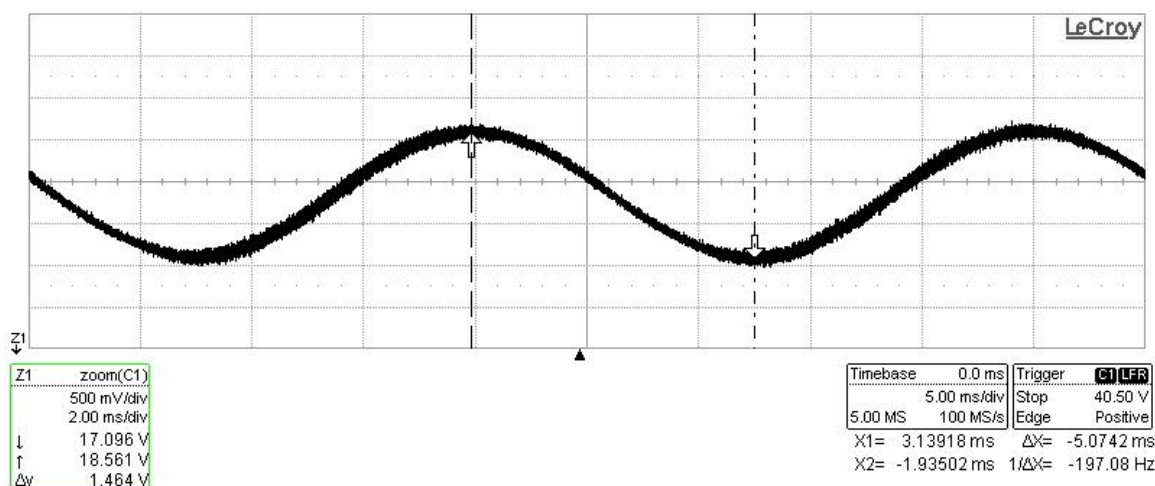
La tensione sul diodo, diversamente da quella sullo switch non ha riservato particolari sorprese; il valore visualizzato è di poco superiore al 140V anche se il trigger rivela una tensione di 162V. Il diodo scelto può sopportare una tensione inversa di 200V, con un margine di sicurezza del 20%.



### 5.1.10 TENSIONE SUL DIODO AL SECONDARIO

#### ***Tensione e corrente di uscita***

Il caso peggiore, per quanto riguarda l'ondulazione di tensione d'uscita, si ha in corrispondenza alla tensione di 18V. Pertanto, tale prova è stata effettuata proprio considerando questo fatto, come si può vedere anche dalla seguente figura guardando ai cursori. Dato che la capacità è leggermente superiore al valore cercato, l'ondulazione di tensione è inferiore al 10%. Analogamente, all'ondulazione di tensione corrisponde una ondulazione di corrente proporzionale al valore del carico utilizzato.



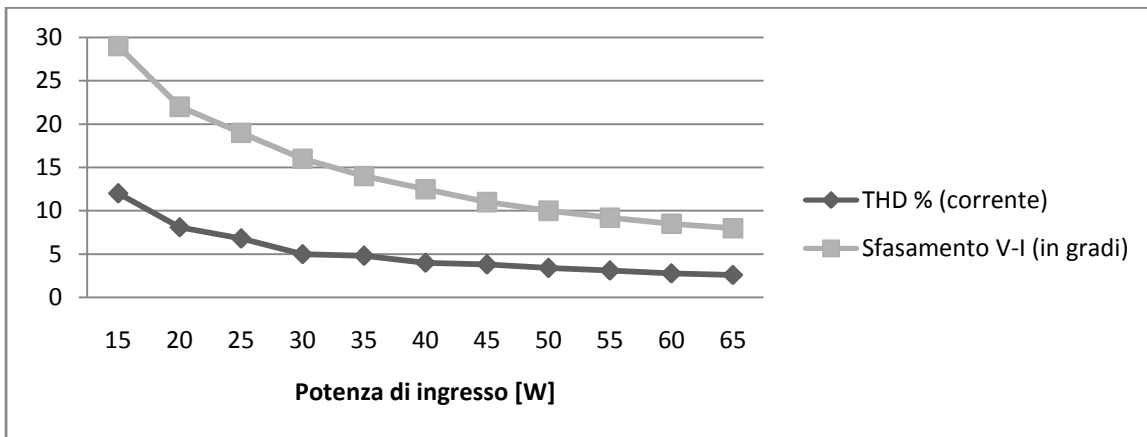
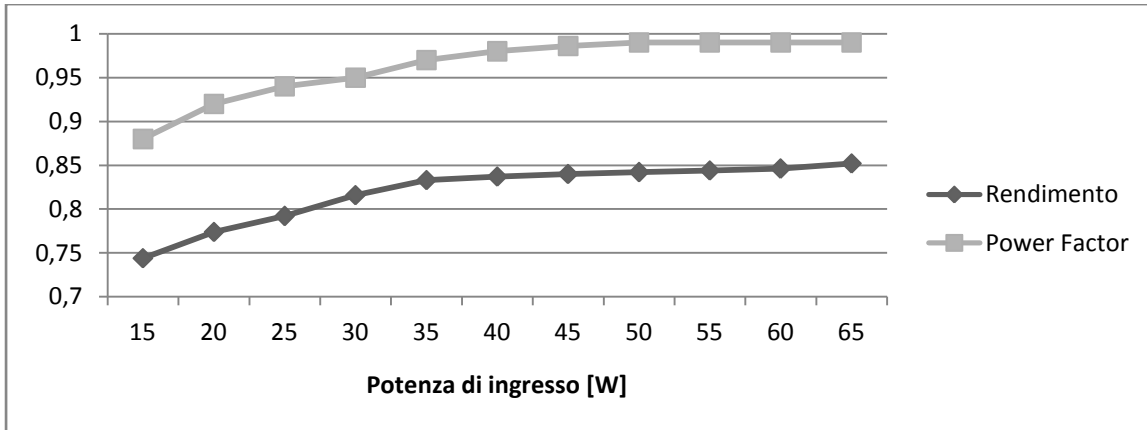
5.1.11 ONDULAZIONE DELLA TENSIONE DI USCITA

## 5.2 Prove con il wattmetro

Per condurre un'analisi degli aspetti energetici e di compatibilità quali la misura del rendimento, del power factor, delle armoniche di corrente, del THD e dello sfasamento, si è reso necessario l'uso del wattmetro. L'estrapolazione dei dati relativi al power factor, rendimento, THD di corrente e sfasamento tensione corrente, è stata effettuata utilizzando come variabile la potenza in ingresso al convertitore. Inoltre, le grandezze misurate risultano mediate su 16 campioni, in modo da avere dei dati maggiormente attendibili.

Potenza d'ingresso	Corrente d'ingresso	Corrente d'uscita	Rendimento	Power Factor	THD % (corrente)	Sfasamento V-I (gradi °)
15	0,07	0,31	0,744	0,88	12	29
20	0,09	0,43	0,774	0,92	8,1	22
25	0,11	0,55	0,792	0,94	6,8	19
30	0,14	0,68	0,816	0,95	5	16
35	0,16	0,81	0,833	0,97	4,8	14
40	0,18	0,93	0,837	0,98	4	12,5
45	0,2	1,05	0,840	0,986	3,8	11
50	0,22	1,17	0,842	0,99	3,4	10
55	0,24	1,29	0,844	0,99	3,1	9,2
60	0,26	1,41	0,846	0,99	2,8	8,5
65	0,29	1,54	0,852	0,99	2,6	8

Maggiormente eloquenti risultano i grafici:



L'analisi che invece riguarda singolarmente le armoniche di corrente è stata eseguita con il convertitore operante alla massima potenza. Ciò significa che il dispositivo erogava 1,5A ad una tensione di 36V. La percentuale indicata indica il valore della rms della componente rispetto alla componente rms della fondamentale. Per prima cosa si confrontano i dati con la normativa EN61000-3-2 per la classe C di utilizzatori.

armonica	1	3	5	7	9	11 - 39
% della fondamentale		30*PF	10	7	5	3
Wattmetro (mArms)	280	3,1	1,82	1,8	0,84	2,1
%		1,1%	0,65%	0,65%	0,3%	0,75%
						(n=25)

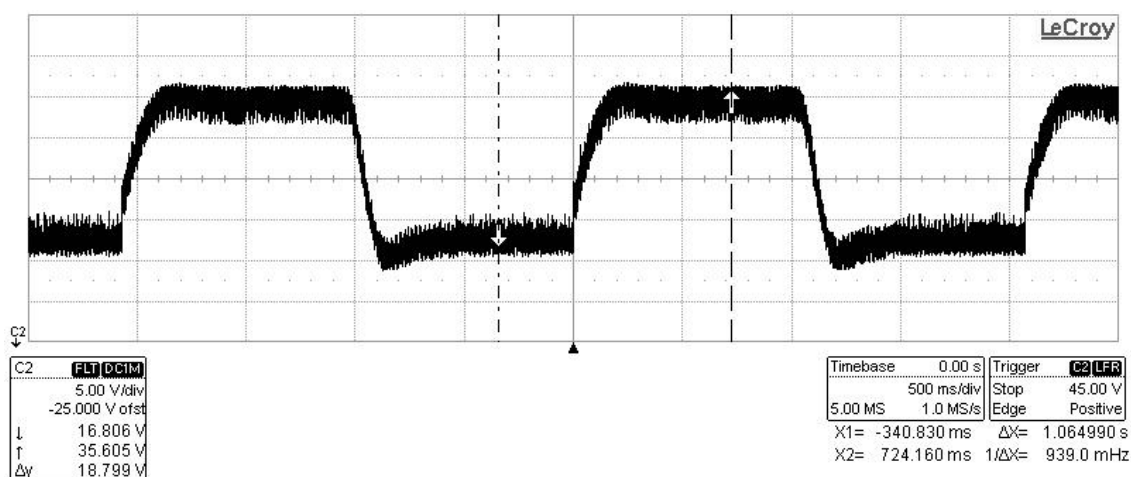
Dai dati risulta raccolti risulta che l'alimentatore rispetta la normativa sull'emissione delle armoniche di corrente in rete, sfatando il dubbio che si era posto una volta eseguita l'FFT della forma d'onda della corrente d'ingresso con l'oscilloscopio. Per completezza si sono raccolti anche dati per effettuare il confronto con le raccomandazioni pratiche IEEE 519

armoniche	<11	11<n<17	17<n<23	23<n<35	n>35	THD %
Limite % della fondamentale	7	3,5	2,5	1	0,5	8
Wattmetro (mArms)	3,1(n=3)	1,96(n=15)	1,96(n=19)	2,1(n=25)	1,8(n=37,43)	2,6
%	1,1%	0,7%	0,7%	0,75%	0,65%	

In questo caso per le armoniche 37 e 43 la raccomandazione non è rispettata. Purtroppo è stato possibile misurare solamente le prime 50 armoniche di corrente, ma sarebbe stato interessante vedere anche il comportamento per tutte le armoniche fino a 5kHz. Come era possibile notare anche dalle simulazioni, il convertitore introduce delle armoniche dovute a risonanze tra i componenti reattivi presenti, in particolare il condensatore di bypass, l'induttanza di ingresso ed il trasformatore.

### 5.3 Variazione a gradino del riferimento

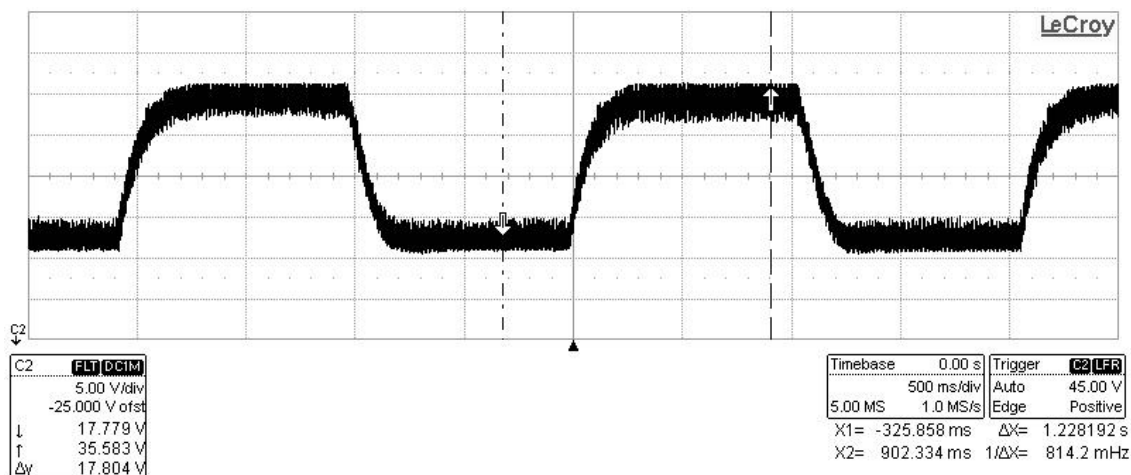
La variazione a gradino del riferimento ha lo scopo di riuscire a determinare la dinamica effettiva del controllo e la funzionalità dell'algoritmo di anti wind up. Per fare ciò è stato implementato nel software un pezzo di codice che cambia il riferimento ogni 1000 cicli di campionamento, ossia circa 1 volta al secondo. Il riferimento passa quindi da 700 a 250 e viceversa, allo scopo di ottenere in uscita al convertitore una tensione che varia dai 18V ai 36V. La prima prova è stata effettuata con il carico attivo in modalità corrente costante in modo che l'alimentatore erogasse continuamente 1,5A.



5.3.1 VARIAZIONE A GRADINO DEL RIFERIMENTO A CORRENTE COSTANTE-TENSIONE DI USCITA

Dalla figura si notano due leggeri overshoot sulla tensione di uscita in entrambe le direzioni; l'undershoot è tuttavia più marcato ed è intorno ai 2,5V. La periodicità con cui il riferimento varia è di circa un secondo ed è regolare, perciò se ne deduce che il campionamento avviene alla frequenza di 1kHz come stabilito. Per estrapolare le caratteristiche dinamiche del sistema è però necessario far avvenire il cambio di riferimento non a corrente costante bensì a carico costante, in modo da non variare

dinamicamente anche il punto di lavoro. Si è pertanto applicato in uscita al convertitore il carico attivo in modo che alla tensione di 18V il convertitore assorbisse 0,75A ( $R=24\Omega$ ).

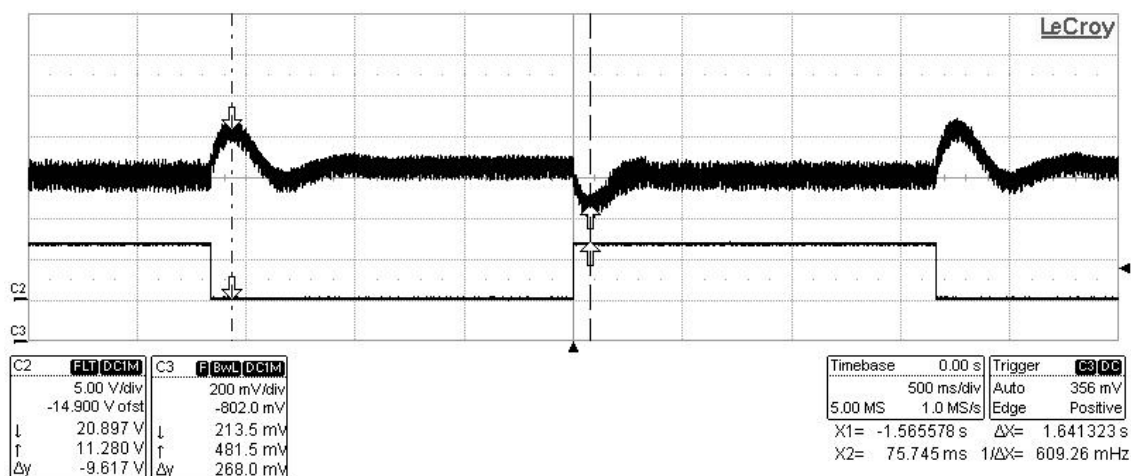


5.3.2 VARIAZIONE A GRADINO DEL RIFERIMENTO A CARICO COSTANTE–TENSIONE DI USCITA

In questa situazione l'azione anti wind up associata al controllore agisce in modo da non provocare nessuna sovra elongazione pur portando la tensione di uscita al regime richiesto. Un importante misurazione da fare riguarda il tempo di salita (o discesa) dell'uscita alla variazione a gradino. Ciò dovrebbe permettere di determinare il primo polo del sistema che è quello introdotto dal controllo. Infatti misurato un tempo di salita di 140ms si calcola il primo polo del sistema ad anello chiuso che, in maniera approssimata, risulta 2,5Hz.

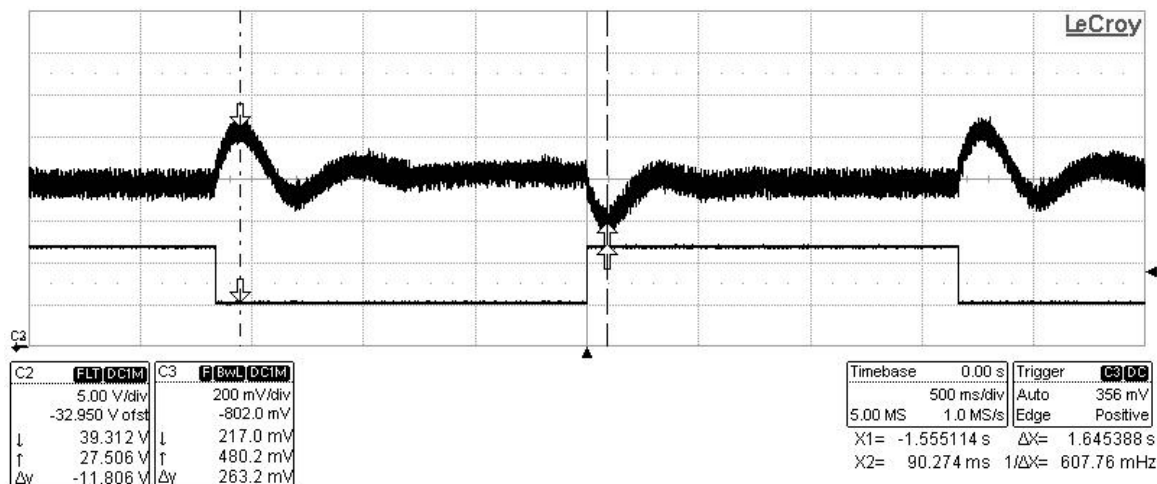
## 5.4 Variazione a gradino del carico

La prova è stata effettuata pilotando il carico attivo con il generatore di funzioni. La corrente erogata dal convertitore subisce variazioni 0,5A e procede da 0,5A ad 1A e viceversa. Ciò avviene in maniera impulsiva dato che il carico è comandato da un'onda quadra a frequenza di 300mHz. Sono state effettuate 2 prove una per tensione di uscita 18V, l'altra per 36V.



5.4.1 VARIAZIONE A GRADINO DEL CARICO A 18V–TENSIONE DI USCITA

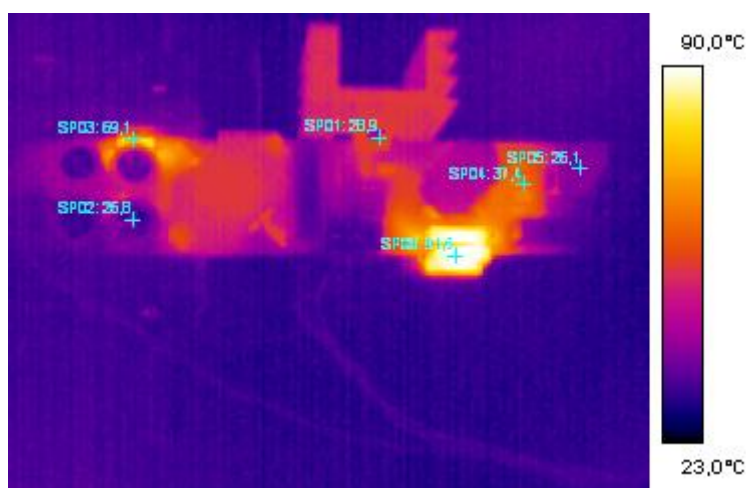
Sono presenti in entrambi i casi due overshoot sulla tensione di uscita piuttosto marcati. Nulla cambia nel caso di tensione di uscita più elevata, dove il valore picco picco degli overshoot sfiora i 12V. Il controllo in questo caso è assolutamente impotente, in quanto essendo lento non riesce a reagire alle variazioni a gradino. Il problema potrebbe sorgere nel momento in cui la tensione di uscita superi i 50V e quindi il banco di condensatori ne risentirebbe; tuttavia in questo caso si ha ancora un 20% di margine, avendo una tensione massima inferiore ai 40V.



5.4.2 VARIAZIONE A GRADINO DEL CARICO A 36V-TENSIONE DI USCITA

## 5.5 Stabilità termica

Come ultima prova, si è utilizzata una termo camera per poter osservare eventuali instabilità termiche del circuito. Per fare questo, si è utilizzato di nuovo il circuito a piena potenza. Componenti che hanno destato particolare preoccupazione sono le resistenza della rete di clamp (figura 5.5.1). Dopo una prima analisi è stato necessario sostituirle con elementi più consistenti, in grado di dissipare maggiore potenza.



5.5.1 CIRCUITO DI POTENZA VISUALE CON TERMOCAMERA

A questo punto si sono effettuate due prove: la prima con il convertitore che eroga 36W e la seconda a piena potenza ossia 54W. Nel primo caso sebbene le resistenze della rete di clamp siano comunque molto calde, esse rimangono ad una temperatura di oltre 80°C, ma in modo stabile.



5.5.2 CONVERTITORE A 36W

Nel secondo caso desta preoccupazione il diodo al secondario che raggiunge i 90°C ed è perciò costretto a lavorare in condizioni estremamente sfavorevoli. Potrebbe quindi essere necessario sostituirlo con un componente che garantisca una maggiore affidabilità in termini di lunghezza di vita.



5.5.3 CONVERTITORE A 54W

## Capitolo 6

## Conclusioni

Durante la fase di progettazione sono state prese in considerazione due linee guida: la semplicità, che implica una buona riproducibilità del prodotto e la funzionalità, ossia il rispetto delle specifiche con una certa robustezza. Il convertitore realizzato rispetta questi due principi: esso infatti utilizza un unico stadio per effettuare la conversione AC/DC, operando sia da PFC che da abbassatore di tensione. Inoltre, è stato possibile speculare sull'anello di controllo, utilizzando un microcontrollore di fascia media, lo stesso adoperato anche per il controllo di temperatura di colore della lampada a LED per cui l'alimentatore è stato realizzato. Sarà possibile perciò in un secondo momento unificare i due software, e poter impiegare lo stesso microcontrollore per il controllo di entrambi i dispositivi. Per quanto riguarda l'alimentatore realizzato e le sue caratteristiche, si può dire che le analisi hanno portato a risultati più che soddisfacenti. Il fattore di potenza è molto elevato come in effetti ci si poteva aspettare, mentre ha destato una piacevole sorpresa il rendimento superando, con un 85%, le aspettative. Il dato si può paragonare ad un PFC seguito da un DC-DC entrambi con rendimento superiore al 92%. Le armoniche di corrente iniettate in rete sono molto basse e rispettano la norma EN 61000-3-2. Il convertitore SEPIC per sua natura introduce del contenuto armonico dovuto a risonanze e ciò si vede chiaramente nello spettro in frequenza visualizzando le frequenze inferiori a 5kHz ed infatti nell'analisi per la compatibilità con la IEC 519 si può notare come un paio di queste componenti superino i limiti imposti. Molto curioso da questo punto di vista sarebbe stata anche la realizzazione del convertitore con topologia flyback per poter effettuare un confronto anche sulle misure. Le simulazioni infatti pur essendo piuttosto accurate, come si è riscontrato poi dai valori misurati durante il collaudo, non prevedono alcuni effetti come per esempio oscillazioni, picchi di tensione e di corrente durante le commutazioni; particolari che potrebbero far propendere diversamente nella scelta dell'uno o dell'altro. Un occhio di riguardo da parte del progettista merita di certo l'analisi termica del circuito, che viene trascurata in fase di simulazione. Un'accurata scelta dei componenti, intesa non solo come attenzione agli absolute maximum ratings, è fondamentale nella lunghezza di vita di un dispositivo elettronico. L'esperienza sembra fare da padrona in questo campo, soprattutto nella scelta del margine di sicurezza più adeguato per ogni tipo di componente, in base anche al modo in cui viene utilizzato. Infatti la pratica si scosta di un fattore sconosciuto dalla teoria, e tale fattore non è scritto in nessun libro.



## ***Miglioramenti***

Nonostante la conduzione dei calcoli prima e delle simulazioni poi sia stata accurata, sono apparse alcune situazioni indesiderate e talvolta inaspettate. E' il caso della tensione drain-source del mosfet, che ha superato di gran lunga le previsioni fatte, ed è quindi stato necessario sostituire il componente da 600V con uno da 800V. Ciò fortunatamente non ha avuto particolari ripercussioni sul rendimento del sistema, pur avendo a che fare con una resistenza in conduzione del dispositivo 3 volte superiore. Per tentare in qualche modo di smorzare o eliminare l'impulso di tensione che si generava allo spegnimento del mosfet si è cercato di rendere meno ripido il fronte di tensione di pilotaggio, incrementando la resistenza di gate; successivamente si è cambiata la posizione del condensatore della rete di clamp al fine di ottenere un percorso della maglia, nella quale circolava corrente impulsiva, il più breve possibile. Entrambe le soluzioni non hanno però avuto come effetto alcun miglioramento. Sempre per quanto riguarda lo switch, si può sostenere che la temperatura di utilizzo del mosfet, anche in assenza di un'aletta di raffreddamento, possa rimanere stabile entro valori ragionevoli. Un altro componente di cui vale la pena parlare è il trasformatore d'isolamento, che è stato realizzato con un nucleo RM12, data la forma del quale è possibile ridurre notevolmente l'induttanza dispersa. Tale nucleo è ampiamente sovradimensionato e ciò si nota sia osservando il coefficiente di riempimento, sia dalle immagini della termo camera che lo rappresentano praticamente freddo. Nei calcoli si era presa in considerazione la possibilità di usare nuclei di dimensioni inferiori. Quello che meglio si adattava al convertitore e che poteva quindi essere sfruttato in modo ottimo era l'ETD24 che però non è risultato reperibile, mentre con l'RM10 non ci sarebbe stato margine di sicurezza. Con un nucleo sovradimensionato quale l'RM12 si potrebbe tuttavia pensare di accoppiare l'induttanza serie al trasformatore, traendo benefici in termini di armoniche di corrente da filtrare. Ulteriori miglioramenti sui componenti del circuito di potenza riguardano le resistenze della rete di clamp e il diodo al secondario. Ciò al fine di ottenere una migliore condizione termica del convertitore, poiché come si vede dalle immagini della termo camera, immortalate per il convertitore operante a piena potenza, questi due componenti hanno temperature di lavoro piuttosto elevate. Tale miglioramento si tradurrebbe sicuramente in una maggiore affidabilità in termini temporali. Per quanto invece riguarda la parte di controllo sarebbe possibile introdurre un miglioramento nel software. Manca infatti una routine che induca un soft-start all'avvio del convertitore. La maniera più veloce per implementare questo è introdurre una rampa sul riferimento della tensione di uscita di durata anche di qualche secondo.

## Appendice A - dimensionamento dei convertitori in DCM

### Specifiche di progetto

$$V_{pk} := 230 \cdot \sqrt{2} \text{ V}$$

$$V_{in}(\theta) := V_{pk} \cdot \sin(\theta)$$

$$\theta := 0, \frac{\pi}{100} \dots \pi$$

$$I_{omax} := 1.5 \text{ A}$$

$$V_{outmin} := 18 \text{ V}$$

$$V_{outMAX} := 36 \text{ V}$$

$$f_{sw} := 48 \text{ kHz}$$

$$P_{outmin} := V_{outmin} \cdot I_{omax}$$

$$P_{outMAX} := V_{outMAX} \cdot I_{omax}$$

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} < 10\%$$

### equazioni

Il confronto tra le topologie sepic e flyback in funzionamento dcm, porta alle medesime equazioni. Viene considerato il caso in cui si abbiano tutti i componenti ideali e rendimento unitario. In entrambi i casi all'interno del periodo di commutazione si individuano 3 fasi:

- 1-fase di conduzione dello switch, diodo spento
- 2-diodo in conduzione, switch spento
- 3-diodo e switch off

#### corrente in ingresso

La corrente in ingresso deve seguire l'andamento della tensione, se vogliamo un buon PF

$$I_{in}(\theta) := 2 \cdot \frac{P_{outMAX}}{V_{pk}} \cdot \sin(\theta)$$

e di conseguenza la potenza entrante sarà

$$P_{in}(\theta) := I_{in}(\theta) \cdot V_{in}(\theta)$$

#### corrente in uscita

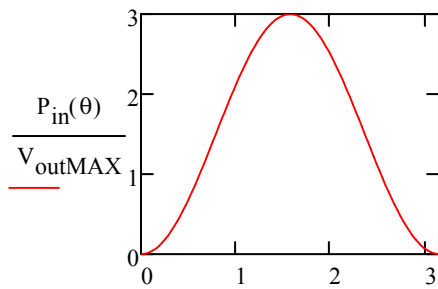
corrente di picco

$$i_{opk}(\theta) := \frac{V_{in}(\theta) \cdot d}{L \cdot f_{sw} \cdot n} \quad \text{dove } d \text{ è il duty cycle ed } n \text{ il rapporto spire } \frac{N_1}{N_2}$$

corrente media nel periodo di commutazione

$$i_{oavg} := \frac{i_{opk}(\theta) \cdot t_{don} \cdot f_{sw}}{2}$$

o in modo equivalente, considerato il rendimento unitario si può far riferimento all'ondulazione di corrente a 50Hz in uscita. Da tale considerazione si procede al dimensionamento del condensatore di filtro in uscita, constatando che la topologia lato carico è la medesima per entrambi i convertitori, perciò andrà bene sia per il SEPIC che per il Flyback.



$$C_o := \frac{\int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3}{4}\pi} \frac{P_{in}(\theta)}{V_{outMAX}} - I_{omax} d\theta}{2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot V_{outmin} \cdot 0.1} = 2.653 \times 10^{-3} \text{ F}$$

Il caso peggiore a parità di corrente risulta essere quello a tensione di uscita inferiore; dunque per ottenere una variazione della tensione di uscita inferiore al 10% bisognerà avere in uscita un condensatore di capacità superiore a 2,65mF. Commercialmente potrei usare 3 condensatori da 1mF

corrente media in uscita

$$I_{oavg} := \frac{V_{pk}^2 \cdot d^2}{4 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot V_{out}}$$

### garantire funzionamento DCM

per fare in modo che il convertitore lavori costantemente in modalità discontinua, dovrà risultare che la somma dei tempi delle prime due fasi descritte in precedenza sia inferiore al periodo di commutazione. La prima fase ha la durata del duty-cycle ed è quindi costante, mentre la seconda sarà variabile in funzione della tensione di linea e presenta un massimo in corrispondenza del valore di picco.

$$t_{donMAX} := \frac{d \cdot n}{M_{min} \cdot f_{sw}} \quad \text{dove} \quad M_{min} := \frac{V_{outmin}}{V_{pk}}$$

viene in questo modo indotto un limite al duty cycle, che si traduce in un vincolo sulla massima induttanza da poter usare.

$$d < \frac{M}{M + n}$$

Considerando un carico resistivo di valore Ro

$$R_{omin} := \frac{V_{outmin}}{I_{omax}} = 12 \Omega \quad \text{per tensione di uscita 18V}$$

$$R_{\text{omax}} := \frac{V_{\text{outMAX}}}{I_{\text{omax}}} = 24 \Omega \quad \text{per tensione di uscita 36V}$$

si introduce il parametro

$$k_a := \frac{2 \cdot L \cdot f_{\text{sw}}}{R_o}$$

questo ci servirà a ricavare il vincolo sull'induttanza, passando attraverso l'identificazione del suo valore critico, al di sopra del quale, il funzionamento del convertitore risulta continuo per qualche valore della tensione di ingresso

$$k_{\text{acrit}} := \frac{1}{2 \cdot (M + n)^2}$$

risulta perciò

$$L < \frac{R_o \cdot k_{\text{acrit}}}{2 \cdot f_{\text{sw}}}$$

Da notare che esistono due valori di M, rapporto di conversione. Perciò mentre l'induttanza minima va scelta considerando M minimo poichè risulta il caso peggiore nel quale dover garantire il funzionamento DCM, per il calcolo dello stress sui componenti va considerato quello massimo.

$$M_{\text{min}} = 0.055$$

$$M_{\text{max}} := \frac{V_{\text{outMAX}}}{V_{\text{pk}}} = 0.111$$

### Convertitore SEPIC

la scelta del rapporto spire n, deve essere effettuata a monte, ed eventualmente essere rivista una volta terminato un primo dimensionamento. Tale parametro non deve risultare molto elevato, pena uno stress forte di tensione sullo switch e di corrente nel diodo. Impongo

$$n_{\text{sep}} := \frac{1}{3}$$

si seleziona il valore di  $k_a$  maggiormente critico, in questo caso quello a valore più basso e si determina l'induttanza limite

$$k_{\text{acritsep}} := \frac{1}{2 \cdot (M_{\text{min}} + n_{\text{sep}})^2} = 3.31 \quad L_{\text{eqMAX}} := \frac{R_{\text{omin}} \cdot k_{\text{acritsep}}}{2 \cdot f_{\text{sw}}} = 4.137 \times 10^{-4} \text{ H}$$

dove per induttanza equivalente si intende il parallelo dell'induttanza di ingresso e quella di magnetizzazione del trasformatore. Nel SEPIC esiste poi un ulteriore vincolo che riguarda il rapporto tra le due induttanze, per poter garantire una corrente di ingresso al convertitore sempre maggiore di zero.

$$\frac{L_1}{L_2} > \frac{n_{\text{sep}}}{M_{\text{min}}} \quad \frac{n_{\text{sep}}}{M_{\text{min}}} = 6.024$$

scelto un rapporto di 7:1 tra i due componenti e una induttanza equivalente di 350uH, si determinano

$$r := 7 \quad L_{eq} := 350 \mu\text{H}$$

$$L_2 := \frac{(r+1) \cdot L_{eq}}{r} = 4 \times 10^{-4} \text{ H} \quad L_1 := r \cdot L_2 = 2.8 \times 10^{-3} \text{ H}$$

infine determino il duty cycle l'uno in corrispondenza dei 18V di uscita, l'altro in corrispondenza dei 36V, il tempo di conduzione del diodo al secondario nel caso peggiore e il massimo ripple di corrente nell'induttanza L1

$$d_{\min\text{sep}} := 2 \cdot \sqrt{\frac{L_{eq} \cdot f_{sw}}{R_{\text{omin}}}} \cdot M_{\min} = 0.131 \quad d_{\max\text{sep}} := 2 \cdot \sqrt{\frac{L_{eq} \cdot f_{sw}}{R_{\text{omax}}}} \cdot M_{\max} = 0.185$$

$$t_{\text{don}}(t) := \frac{V_{\text{pk}} \cdot \sin(2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot t) \cdot d_{\max\text{sep}} \cdot n_{\text{sep}}}{V_{\text{outMAX}} \cdot f_{sw}}$$

$$i_{L1\text{rip}} := \frac{V_{\text{pk}} \cdot d_{\max\text{sep}}}{L_1 \cdot f_{sw}}$$

Per la scelta del condensatore di by-pass bisogna trovare la relazione tra oscillazione sul condensatore e valore di capacità. Per fare questo si procede sapendo che la corrente media nel periodo di commutazione è nulla. Si trova quindi la corrente

$$i_q := \frac{V_{\text{pk}} \cdot d_{\max\text{sep}}}{2} \cdot \left( \frac{d_{\max\text{sep}}}{L_2 \cdot f_{sw}} + \frac{-d_{\max\text{sep}} \cdot n_{\text{sep}}}{M_{\max} \cdot L_1 \cdot f_{sw}} \right) = 0.166 \text{ A}$$

impostando l'oscillazione di tensione percentuale  $\Delta V := 10\%$

$$C_1 := \left( V_{\text{pk}} \cdot \frac{d_{\max\text{sep}}}{L_2 \cdot f_{sw}} - i_q \right) \left( \frac{d_{\max\text{sep}}}{f_{sw}} - i_q \cdot \frac{L_2}{V_{\text{pk}}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta V \cdot V_{\text{pk}}} = 1.67 \times 10^{-7} \text{ F}$$

scegliendo tra i valori commerciali 220nF si ottiene un'oscillazione di 24V, ossia il 7,5%. La corrente rms che attraversa il componente in questo caso è 593mA (Pspice).

### Stress sui semiconduttori

ponete a diodi

$$i_{d\max\text{sep}} := 2 \cdot \frac{P_{\text{outMAX}}}{V_{\text{pk}}} = 0.332 \text{ A} \quad i_{d\text{rmrsep}} := \frac{i_{d\max\text{sep}}}{\sqrt{2}} = 0.235 \text{ A}$$

switch

$$V_{s\max\text{sep}} := \frac{V_{\text{outMAX}}}{n_{\text{sep}}} + V_{\text{pk}} = 433.269 \text{ V} \quad i_{s\max\text{sep}} := \frac{V_{\text{pk}} \cdot d_{\max\text{sep}}}{L_{eq} \cdot f_{sw}} = 3.586 \text{ A}$$

$$i_{\text{savgsep}} := 100\text{Hz} \cdot \sum_{n=0}^{479} \int_{\frac{n}{f_{\text{sw}}}}^{\frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}} \frac{V_{\text{pk}} \cdot \sin(2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot t) \cdot \left(t - \frac{n}{f_{\text{sw}}}\right)}{L_{\text{eq}}} dt = 0.211 \text{ A}$$

$$i_{\text{srmssep}} := \sqrt{100\text{Hz} \cdot \sum_{n=0}^{479} \int_{\frac{n}{f_{\text{sw}}}}^{\frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}} \left[ \frac{V_{\text{pk}} \cdot \sin(2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot t) \cdot \left(t - \frac{n}{f_{\text{sw}}}\right)}{L_{\text{eq}}} \right]^2 dt} = 0.63 \text{ A}$$

diodo

$$i_{\text{domaxsep}} := \frac{i_{\text{smaxsep}}}{n_{\text{sep}}} = 10.757 \text{ A}$$

$$V_{\text{domaxsep}} := V_{\text{smaxsep}} \cdot n_{\text{sep}} = 144.423 \text{ V}$$

$$i_{\text{davgsep}} := 100\text{Hz} \cdot \sum_{n=0}^{479} \int_{\frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}}^{\frac{t_{\text{don}} \left(\frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}\right) + \frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}}{f_{\text{sw}}}} \frac{V_{\text{outMAX}} \cdot \left(t - \frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}\right)}{L_{\text{eq}} \cdot n_{\text{sep}}^2} dt = 1.5 \text{ A}$$

$$i_{\text{drmssep}} := \sqrt{100\text{Hz} \cdot \sum_{n=0}^{479} \int_{\frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}}^{\frac{t_{\text{don}} \left(\frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}\right) + \frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}}{f_{\text{sw}}}} \left[ \frac{V_{\text{outMAX}} \cdot \left(t - \frac{n+d_{\text{maxsep}}}{f_{\text{sw}}}\right)}{L_{\text{eq}} \cdot n_{\text{sep}}^2} \right]^2 dt} = 3.022 \text{ A}$$

## Convertitore Flyback

Come per il SEPIC il rapporto spire deve essere scelto prima ed eventualmente rivisto a posteriori. Scelgo lo stesso valore, per poter confrontare gli stress a parità di n.

$$n_{fl} := \frac{1}{3}$$

quindi calcolo il fattore k critico e la relativa induttanza di magnetizzazione massima

$$k_{acritfl} := \frac{1}{2 \cdot (M_{min} + n_{fl})^2} = 3.31 \quad L_{1flmax} := \frac{R_{omin} \cdot k_{acritfl}}{2 \cdot f_{sw}} = 4.137 \times 10^{-4} \text{ H}$$

scelgo l'induttanza  $L_{1fl} := 350 \mu\text{H}$

determino il duty cycle minimo e massimo

$$d_{minfl} := 2 \cdot \sqrt{\frac{L_{1fl} \cdot f_{sw}}{R_{omin}}} \cdot M_{min} = 0.131 \quad d_{maxfl} := 2 \cdot \sqrt{\frac{L_{1fl} \cdot f_{sw}}{R_{omax}}} \cdot M_{max} = 0.185$$

### Stress sui semiconduttori

ponte a diodi

$$i_{dmaxfl} := \frac{V_{pk} \cdot d_{maxfl}}{L_{1fl} \cdot f_{sw}} = 3.586 \text{ A} \quad \text{anche la componente rms è la stessa dello switch}$$

switch

$$V_{smaxfl} := \frac{V_{outMAX}}{n_{fl}} + V_{pk} = 433.269 \text{ V} \quad i_{smaxfl} := \frac{V_{pk} \cdot d_{maxfl}}{L_{1fl} \cdot f_{sw}} = 3.586 \text{ A}$$

$$i_{savgfl} := 100\text{Hz} \cdot \sum_{n=0}^{479} \int_{\frac{n}{f_{sw}}}^{\frac{n+d_{maxfl}}{f_{sw}}} \frac{V_{pk} \cdot \sin(2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot t) \cdot \left(t - \frac{n}{f_{sw}}\right)}{L_{1fl}} dt = 0.211 \text{ A}$$

$$i_{srmsfl} := \sqrt{100\text{Hz} \cdot \sum_{n=0}^{479} \int_{\frac{n}{f_{sw}}}^{\frac{n+d_{maxfl}}{f_{sw}}} \left[ \frac{V_{pk} \cdot \sin(2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot t) \cdot \left(t - \frac{n}{f_{sw}}\right)}{L_{1fl}} \right]^2 dt} = 0.63 \text{ A}$$

diodo

$$i_{\text{domaxfl}} := \frac{i_{\text{smaxfl}}}{n_{\text{fl}}} = 10.757 \text{ A}$$

$$V_{\text{domaxfl}} := V_{\text{smaxfl}} \cdot n_{\text{fl}} = 144.423 \text{ V}$$

$$i_{\text{davgfl}} := 100\text{Hz} \cdot \sum_{n=0}^{479} \int_{\frac{n+d_{\text{maxfl}}}{f_{\text{sw}}}}^{\frac{t_{\text{don}} \left( \frac{n+d_{\text{maxfl}}}{f_{\text{sw}}} \right) + \frac{n+d_{\text{maxfl}}}{f_{\text{sw}}}}}{\frac{V_{\text{outMAX}} \cdot \left( t - \frac{n+d_{\text{maxfl}}}{f_{\text{sw}}} \right)}{L_{1\text{fl}} \cdot n_{\text{fl}}^2}} dt = 1.5 \text{ A}$$

$$i_{\text{drmsfl}} := 100\text{Hz} \cdot \sum_{n=0}^{479} \int_{\frac{n+d_{\text{maxfl}}}{f_{\text{sw}}}}^{\frac{t_{\text{don}} \left( \frac{n+d_{\text{maxfl}}}{f_{\text{sw}}} \right) + \frac{n+d_{\text{maxfl}}}{f_{\text{sw}}}}}{\left[ \frac{V_{\text{outMAX}} \cdot \left( t - \frac{n+d_{\text{maxfl}}}{f_{\text{sw}}} \right)}{L_{1\text{fl}} \cdot n_{\text{fl}}^2} \right]^2} dt = 3.022 \text{ A}$$

### Clamp RCD per Flyback

Stimando una induttanza di dispersione dell'ordine del 5% rispetto all'induttanza magnetizzante, bisogna procedere alla soppressione della sovratensione ai capi dello switch

$$L_{\text{dfl}} := \frac{L_{1\text{fl}}}{20} = 1.75 \times 10^{-5} \text{ H}$$

si impone di ondulazione massima ai capi del condensatore di clamp, e il limite sulla massima tensione ai capi dello switch

$$\Delta V_{\text{clamp}} := 10\%$$

$$V_{\text{smax}} := 550 \text{ V}$$

$$V_{\text{clampfl}} := \frac{V_{\text{smax}} - V_{\text{pk}}}{1 + \frac{\Delta V_{\text{clamp}}}{2}} = 214.029 \text{ V} \quad \text{tensione media sul condensatore nel periodo di commutazione, massimo}$$

$$T_{\text{dfl}} := \frac{i_{\text{smaxfl}} \cdot L_{\text{dfl}}}{V_{\text{clampfl}} - \frac{V_{\text{outMAX}}}{n_{\text{fl}}}} = 5.918 \times 10^{-7} \text{ s} \quad \text{tempo massimo di scarica dell'induttanza di dispersione}$$



$$\Delta Q_{\text{clfl}} := i_{\text{smaxfl}} \cdot \frac{T_{\text{dfl}}}{2} = 1.061 \times 10^{-6} \text{ C}$$

Dalla conoscenza dell'ondulazione di tensione ai capi del condensatore di clamp e dalla variazione di carica si determina il valore della capacità di clamp

$$C_{\text{clampfl}} := \frac{\Delta Q_{\text{clfl}}}{\Delta V_{\text{clamp}} \cdot V_{\text{clampfl}}} = 4.957 \times 10^{-8} \text{ F}$$

Assumendo che la corrente media ai capi del condensatore è nulla nel periodo di commutazione si deduce che la variazione di carica in questo intervallo è esattamente la corrente sulla resistenza di clamp, quindi

$$R_{\text{clfl}} := \frac{V_{\text{clampfl}}}{\Delta Q_{\text{clfl}} \cdot f_{\text{sw}}} = 4.202 \times 10^3 \Omega$$

La potenza dissipata sulla resistenza risulta

$$P_{\text{Rclfl}} := \frac{V_{\text{clampfl}}^2}{R_{\text{clfl}}} = 10.9 \text{ W}$$

### **Clamp RCD per SEPIC**

Si stima anche per il SEPIC un'induttanza di dispersione dell'ordine del 5% rispetto a quella al primario del trasformatore. Con tale elemento parassita, lo switch necessita di un clamp affinché la tensione ai suoi capi nella fase di apertura non risulti troppo elevata.

$$L_{\text{dsep}} := \frac{L_2}{20} = 2 \times 10^{-5} \text{ H}$$

imponendo le condizioni di tensione massima ai capi dell'interruttore, e di ondulazione di tensione ai capi della capacità di clamp come per il Flyback si ottiene

$$V_{\text{clampsep}} := \frac{V_{\text{smax}}}{1 + \frac{\Delta V_{\text{clamp}}}{2}} = 523.81 \text{ V}$$

Sapendo poi che la massima corrente che percorre il diodo di clamp è la massima corrente sullo switch si deduce il tempo di scarica dell'induttanza di dispersione. La tensione ai capi del condensatore di bypass del SEPIC raggiunge il suo minimo relativo alla fine dell'intervallo di chiusura dell'interruttore, quindi bisogna tenere presente tale variazione nel calcolo.

$$T_{\text{dsep}} := \frac{i_{\text{smaxsep}} \cdot L_{\text{dsep}}}{V_{\text{clampsep}} - V_{\text{pk}} + 12\text{V} - \frac{V_{\text{outMAX}}}{n_{\text{sep}}}} = 6.994 \times 10^{-7} \text{ s}$$

la quantità di carica trasferita sul condensatore

$$\Delta Q_{\text{clsep}} := \frac{i_{\text{smaxsep}} \cdot T_{\text{dsep}}}{2} = 1.254 \times 10^{-6} \text{ C}$$

Da questi si deducono il valore della capacità, il valore della resistenza e la potenza massima dissipata su quest'ultima.

$$C_{\text{clampsep}} := \frac{\Delta Q_{\text{clsep}}}{\Delta V_{\text{clamp}} \cdot V_{\text{clampsep}}} = 2.394 \times 10^{-8} \text{ F}$$

$$R_{\text{clsep}} := \frac{V_{\text{clampsep}} - V_{\text{pk}}}{\Delta Q_{\text{clsep}} \cdot f_{\text{sw}}} = 3.299 \times 10^3 \Omega$$

$$P_{\text{Rclsep}} := \frac{(V_{\text{clampsep}} - V_{\text{pk}})^2}{R_{\text{clsep}}} = 11.949 \text{ W}$$

### Calcolo armoniche di corrente

**Flyback**

k := 1

$$I_{\text{kf}} := \sum_{n=0}^{479} \int_{\frac{n}{f_{\text{sw}}}}^{\frac{(n+d_{\text{maxfl}})}{f_{\text{sw}}}} \frac{2V_{\text{pk}} \cdot \left(t - \frac{n}{f_{\text{sw}}}\right)}{10\text{ms} L_{1\text{fl}}} \sin(2 \cdot \pi 50\text{Hz} \cdot t) \cdot \exp(-k \cdot 100\pi \cdot \text{Hz} \cdot t \cdot i) dt = -0.332i \text{ A}$$

## Calcolo filtri di ingresso

Dalle normative si apprende che per oggetti che riguardano l'illuminazione, bisogna prendere in esame i limiti riguardanti la classe C della normativa EN61000-3-2. Tali imposizioni sulle armoniche di corrente sono indicate in maniera percentuale rispetto alla fondamentale a 50Hz e comunque in proporzione alla corrente assorbita dal dispositivo rispetto a quella erogabile dal gestore (15A per usi domestici).

Nel nostro caso

$$I_1 := \frac{2P_{\text{outMAX}}}{V_{\text{pk}}} = 0.332 \text{ A}$$

$$\frac{15\text{A}}{I_1} = 45.176$$

quindi le armoniche di corrente alla frequenza di switching devono rimanere al di sotto dello 0,5% rispetto alla fondamentale. L'armonica di maggior ampiezza risulta quella a 48kHz, la quale, una volta applicato il filtro di ingresso dovrà essere inferiore a 1,66mA.

### Flyback

$$I_{\text{fl48kHz}} := 0.32\text{A}$$

### Sepic

$$I_{\text{se48kHz}} := 0.082\text{A}$$

Si ricava il fattore di attenuazione alla frequenza di commutazione e quindi la frequenza di taglio massima del filtro

$$A_{\text{fl}} := \frac{I_{\text{fl48kHz}}}{1.66\text{mA}} = 192.771$$

$$A_{\text{se}} := \frac{I_{\text{se48kHz}}}{1.66\text{mA}} = 49.398$$

$$A_{\text{fldB}} := 20 \cdot \log(A_{\text{fl}}) = 45.701$$

$$A_{\text{sedB}} := 20 \cdot \log(A_{\text{se}}) = 33.874$$

$$f_{\text{cfl}} := f_{\text{sw}} \cdot 10^{\frac{-A_{\text{fldB}}}{40}} = 3.457 \times 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

$$f_{\text{cse}} := f_{\text{sw}} \cdot 10^{\frac{-A_{\text{sedB}}}{40}} = 6.829 \times 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

Considerando in modello di ordine 1 del convertitore in DCM si ha che la sua impedenza di ingresso è una resistenza fissata del valore

$$R_{\text{in}} := \frac{V_{\text{pk}}}{I_1} = 979.63 \Omega$$

Bisogna tener presente che utilizzando in filtro L-C passivo senza componenti parassiti, il fattore di merito sarà piuttosto elevato, con possibilità di eventuali oscillazioni indesiderate. La pulsazione naturale del filtro sarà

$$\omega_{\text{ofl}} := 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{cfl}} = 2.172 \times 10^4 \frac{1}{\text{s}}$$

$$\omega_{\text{ose}} := 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{cse}} = 4.291 \times 10^4 \frac{1}{\text{s}}$$

Ipotizzando di scegliere il condensatore per primo, si ottengono nella funzione di trasferimento ingresso uscita del filtro i seguenti parametri

$$C_{Ffl} := 220\text{nF}$$

$$C_{Fse} := 220\text{nF}$$

$$L_{Ffl} := \frac{1}{\omega_{ofl}^2 \cdot C_{Ffl}} = 9.633 \times 10^{-3} \text{ H}$$

$$L_{Fse} := \frac{1}{\omega_{ose}^2 \cdot C_{Fse}} = 2.469 \times 10^{-3} \text{ H}$$

$$\zeta_{fl} := \frac{\sqrt{\frac{L_{Ffl}}{C_{Ffl}}}}{2 \cdot R_{in}} = 0.107$$

$$\zeta_{se} := \frac{\sqrt{\frac{L_{Fse}}{C_{Fse}}}}{2 \cdot R_{in}} = 0.054$$

Un altro fattore di cui tener conto è l'impedenza d'ingresso del filtro, la quale non deve causare sfasamenti significativi tra tensione e corrente di ingresso. Si calcolano perciò modulo e fase dell'impedenza di ingresso alla frequenza di rete rispettivamente di flyback (fl) e sepic (se)

$$Z_{in50Hzfl} := R_{in} \cdot \frac{\sqrt{\left[1 + (2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz})^2 \cdot L_{Ffl} \cdot C_{Ffl}\right]^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot \frac{L_{Ffl}}{R_{in}}\right)^2}}{1 + (2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot C_{Ffl} \cdot R_{in})^2} = 977.601 \Omega$$

$$\varphi_{in50Hzfl} := \text{atan} \left[ \frac{\left(2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot \frac{L_{Ffl}}{R_{in}}\right)}{\left[1 - (2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz})^2 \cdot L_{Ffl} \cdot C_{Ffl}\right]} \right] - \text{atan}(2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot C_{Ffl} \cdot R_{in}) = -0.065$$

$$\cos(\varphi_{in50Hzfl}) = 0.998$$

$$Z_{in50Hzse} := R_{in} \cdot \frac{\sqrt{\left[1 + (2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz})^2 \cdot L_{Fse} \cdot C_{Fse}\right]^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot \frac{L_{Fse}}{R_{in}}\right)^2}}{1 + (2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot C_{Fse} \cdot R_{in})^2} = 977.445 \Omega$$

$$\varphi_{in50Hzse} := \text{atan} \left[ \frac{\left(2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot \frac{L_{Fse}}{R_{in}}\right)}{\left[1 - (2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz})^2 \cdot L_{Fse} \cdot C_{Fse}\right]} \right] - \text{atan}(2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot C_{Fse} \cdot R_{in}) = -0.067$$

$$\cos(\varphi_{in50Hzse}) = 0.998$$

Si nota che per ottenere le stesse prestazioni del Sepic, nel Flyback a parità di capacità di filtro si ha bisogno di un valore di induttanza almeno di tre volte superiore.

### eventuale rete di damp

Non è facile in questo modo poter scegliere il fattore di smorzamento a piacere. Ciò diventa possibile aggiungendo una rete Rd-Cd in parallelo al condensatore di filtro. Tale topologia prende il nome di filtro smorzato parallelo. La funzione di trasferimento di tale filtro presenta uno zero e tre poli, ma in via approssimativa lo zero ed il polo introdotti dalla rete di damp si possono trascurare in quanto risultano molto vicini. Si considera inoltre Cd q volte maggiore di C del filtro e si deduce il fattore di smorzamento che minimizza il picco di risonanza per quel dato q

$$q := 4 \qquad \zeta_2 := \sqrt{\frac{(2+q) \cdot (4+3q)}{2 \cdot q^2 (4+q)}} = 0.612$$

A questo punto si determina il valore della resistenza Rd della rete di damp

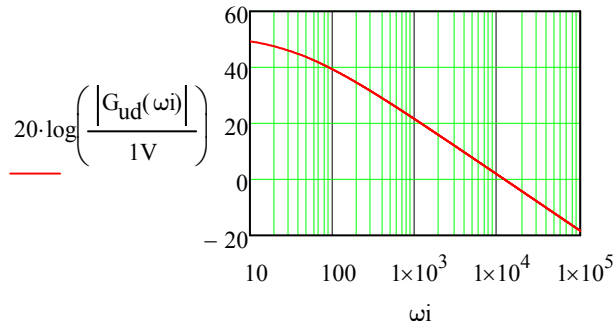
$$R_{dfl} := \frac{q+1}{2q} \cdot \frac{1}{\zeta_2} \cdot \sqrt{\frac{L_{Ffl}}{C_{Ffl}}} = 213.571 \Omega \qquad R_{dse} := \frac{q+1}{2q} \cdot \frac{1}{\zeta_2} \cdot \sqrt{\frac{L_{Fse}}{C_{Fse}}} = 108.112 \Omega$$

### Dimensionamento regolatore PI analogico

Il modello di primo ordine che si utilizza di seguito risulta valido sia per il Flyback che per il SEPIC. Risulterà identico in quanto i valori di induttanza, condensatore di uscita, carico e fattore di conversione sono i medesimi.

$$k_{ud} := \frac{V_{pk} \cdot d_{maxsep}}{L_{eq} \cdot f_{sw} \cdot M_{max}} \cdot \frac{R_{omax}}{2} = 388.771 \text{ V} \qquad \tau_{ud} := C_o \cdot \frac{R_{omax}}{2} = 0.032 \text{ s}$$

$$G_{ud}(\omega_i) := \frac{k_{ud}}{1 + \omega_i \cdot \tau_{ud}} \qquad \omega_i := 0,1 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \dots 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$



Perché il controllo non provochi distorsioni inaccettabili della corrente di ingresso bisogna che la che fare in modo che il sistema abbia una banda inferiore ai 50Hz della frequenza di rete. Dato l'ordine della funzione di trasferimento, un controllore PI è più che sufficiente per portare a zero l'errore a regime e conservare la stabilità del sistema. Con lo zero del regolatore, annullo il polo di Gud, ottenendo una funzione ad anello aperto del tipo k/s con attraversamento per  $\omega=|k| \text{rad/s}$

Si identificano i valori della rete di feedback del regolatore imponendo per esempio il condensatore

$$C_r := 470\text{nF} \quad R_r := \frac{\tau_{ud}}{C_r} = 6.773 \times 10^4 \Omega$$

Si ipotizza di avere un partitore di tensione Ra-Rb col quale si preleva la tensione di uscita. Dalla conoscenza della tensione di riferimento si deduce il rapporto tra le due resistenze mentre dalla frequenza di attraversamento, Ri, resistenza connessa al pin invertente dell'operazionale.

$$V_{ref} := 1.85\text{V} \quad \text{tensione di riferimento, avendo ipotizzato che l'onda triangolare sia da 0 a 10V}$$

$$\text{rapporto Ra/Rb} \quad \frac{V_{outMAX}}{V_{ref}} - 1 = 18.459$$

$$\text{impongo} \quad R_a := 120\text{k}\Omega \quad R_b := \frac{R_a}{\left(\frac{V_{outMAX}}{V_{ref}} - 1\right)} = 6.501 \times 10^3 \Omega$$

Il modello del modulatore pwm è una costante il cui modulo è inversamente proporzionale all'ampiezza dell'onda triangolare.

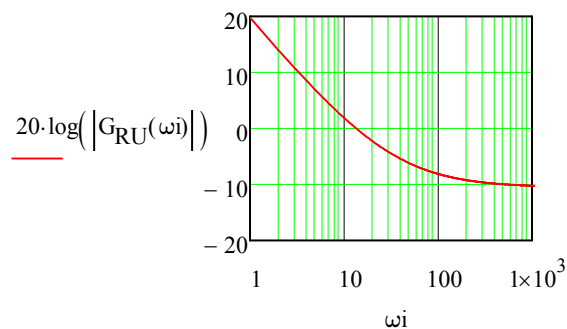
$$A_w := 10\text{V} \quad G_{pwm} := \frac{1}{A_w} = 0.1 \frac{1}{\text{V}}$$

$$\text{impongo l'attraversamento a 3Hz} \quad \omega_c := 2 \cdot \pi \cdot 3 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$R_I := \frac{\left(-R_a + \frac{k_{ud}}{\omega_c \cdot A_w \cdot C_r}\right)}{\left(\frac{V_{outMAX}}{V_{ref}}\right)} = 2.193 \times 10^5 \Omega$$

quindi la funzione di trasferimento del regolatore PI sarà

$$G_{RU}(\omega i) := \frac{\omega i \cdot C_r \cdot R_r + 1}{\omega i \cdot C_r \cdot \left(R_I + \frac{R_a \cdot R_b}{R_a + R_b}\right)}$$



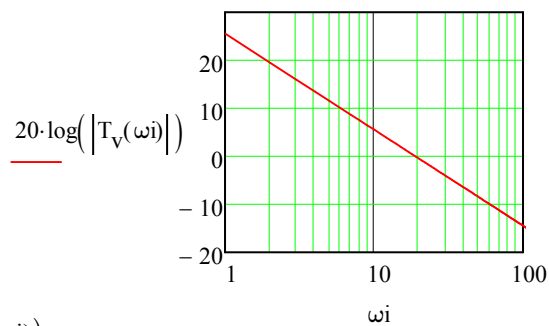
$$k_i := \frac{1}{\left[ C_r \cdot \left( R_I + \frac{R_a \cdot R_b}{R_a + R_b} \right) \right]} = 9.435 \frac{1}{s}$$

$$k_p := k_i \cdot C_r \cdot R_I = 0.3$$

La funzione di trasferimento open loop risulterà

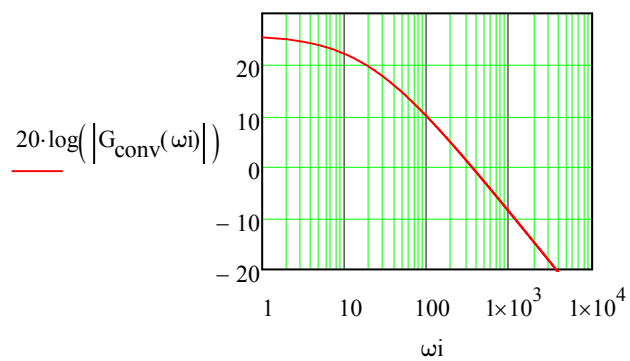
$$k_T := \frac{k_{ud}}{A_w} \cdot \frac{R_b}{C_r \cdot (R_I \cdot R_b + R_I \cdot R_a + R_a \cdot R_b)} = 18.85 \frac{1}{s}$$

$$T_v(\omega_i) := G_{pwm} \cdot G_{RU}(\omega_i) \cdot G_{ud}(\omega_i) \cdot \frac{R_b}{R_a + R_b}$$



mentre ad anello chiuso

$$G_{conv}(\omega_i) := \frac{(G_{pwm} \cdot G_{RU}(\omega_i) \cdot G_{ud}(\omega_i))}{1 + T_v(\omega_i)}$$



## Dimensionamento PI digitale

Si utilizza a tale scopo il micro controllore PIC24FJ64GA002.

Per prima cosa si identificano le funzioni di trasferimento di ogni blocco nella catena.

### Convertitore AD e partitore di tensione

Il convertitore analogico-digitale opera con tensione tra 0 e 3,3V convertendo il valore su 10bit. E' necessario inserire un fattore di scalatura tra la tensione di uscita e la tensione da fornire al micro.

$$k_{\text{par}} := \frac{1}{16} \quad k_{\text{AD}} := \frac{1024}{3.3\text{V}}$$

### Timer e modulazione PWM

Facendo operare il micro a 32MHz, le periferiche funzionano a frequenza dimezzata. Si identifica il valore da inserire nel prescaler del timer per ottenere una portante a 48kHz.

$$\frac{16\text{MHz}}{48\text{kHz}} = 333.333 \quad \text{si sceglie} \quad \text{PR}_{\text{value}} := 333$$

ottenendo una costante per la modulazione pwm pari all'inverso del valore del prescaler

$$k_{\text{pwm}} := \frac{1}{333}$$

### Calcolo delle costanti del regolatore

Il regolatore PI ha la seguente funzione

$$G_{\text{RUdig}}(s) = \frac{k_{\text{Idig}}}{s} \cdot \left( 1 + \frac{k_{\text{Pdig}} \cdot s}{k_{\text{Idig}}} \right)$$

La funzione d'anello vale

$$T_{\text{dig}}(s) := k_{\text{pwm}} \cdot k_{\text{par}} \cdot k_{\text{AD}} \cdot G_{\text{ud}}(s) \cdot G_{\text{RUdig}}(s)$$

Lo zero del regolatore dovrà cancellare il polo della funzione di trasferimento del convertitore, perciò il rapporto tra le costanti proporzionale ed integrale è fissato. Si impone poi l'attraversamento a 3Hz come per il caso analogico

$$\frac{k_{\text{Pdig}}}{k_{\text{Idig}}} = \tau_{\text{ud}} \quad k_{\text{Idig}} := \frac{\omega_c}{k_{\text{ud}} \cdot k_{\text{pwm}} \cdot k_{\text{par}} \cdot k_{\text{AD}}} = 0.833 \frac{1}{\text{s}} \quad k_{\text{Pdig}} := \tau_{\text{ud}} \cdot k_{\text{Idig}} = 0.026$$





## Appendice B - Dimensionamento parti magnetiche

necessarie al dimensionamento sono i valori di induttanza richiesti, le correnti massime, il flusso di saturazione del nucleo e successivamente i parametri di quest'ultimo. Si considera un coefficiente di riempimento di 0,5 per il calcolo del prodotto delle aree.

ETD 19

$$\begin{aligned} A_{cETD19} &:= 40.7\text{mm}^2 & W_{AETD19} &:= 70.5\text{mm}^2 & A_{eETD19} &:= 41.3\text{mm}^2 \\ MLT_{ETD19} &:= 35\text{mm} & AP_{ETD19} &:= W_{AETD19} \cdot A_{cETD19} \cdot 0.5 = 1.435 \times 10^{-9} \text{m}^4 \\ R_{thETD19} &:= 33.3 \frac{\text{K}}{\text{W}} & V_{eETD19} &:= 2260\text{mm}^3 & D_{cpETD19} &:= 7.4\text{mm} \end{aligned}$$

ETD 24

$$\begin{aligned} A_{cETD24} &:= 54.1\text{mm}^2 & W_{AETD24} &:= 102\text{mm}^2 & A_{eETD24} &:= 56.3\text{mm}^2 \\ MLT_{ETD24} &:= 46.3\text{mm} & AP_{ETD24} &:= W_{AETD24} \cdot A_{cETD24} \cdot 0.5 = 2.759 \times 10^{-9} \text{m}^4 \\ R_{thETD24} &:= 28 \frac{\text{K}}{\text{W}} & V_{eETD24} &:= 3480\text{mm}^3 & D_{cpETD24} &:= 8.5\text{mm} \end{aligned}$$

ETD 29

$$\begin{aligned} A_{cETD29} &:= 66.5\text{mm}^2 & W_{AETD29} &:= 145.2\text{mm}^2 & A_{eETD29} &:= 73.6\text{mm}^2 \\ MLT_{ETD29} &:= 53\text{mm} & AP_{ETD29} &:= W_{AETD29} \cdot A_{cETD29} \cdot 0.5 = 5.343 \times 10^{-9} \text{m}^4 \\ R_{thETD29} &:= 24 \frac{\text{K}}{\text{W}} & V_{eETD29} &:= 5200\text{mm}^3 & D_{cpETD29} &:= 9.5 \end{aligned}$$

ETD 34

$$\begin{aligned} A_{cETD34} &:= 86.6\text{mm}^2 & W_{AETD34} &:= 188\text{mm}^2 & A_{eETD34} &:= 97.1\text{mm}^2 \\ MLT_{ETD34} &:= 61\text{mm} & AP_{ETD34} &:= W_{AETD34} \cdot A_{cETD34} \cdot 0.5 = 9.127 \times 10^{-9} \text{m}^4 \\ R_{thETD34} &:= 19 \frac{\text{K}}{\text{W}} & V_{eETD34} &:= 7360\text{mm}^3 & D_{cpETD34} &:= 10.8\text{mm} \end{aligned}$$

RM 6

$$\begin{aligned} A_{cRM6} &:= 31.2\text{mm}^2 & W_{ARM6} &:= 26\text{mm}^2 & A_{eRM6} &:= 36.6\text{mm}^2 \\ MLT_{RM6} &:= 30\text{mm} & AP_{RM6} &:= W_{ARM6} \cdot A_{cRM6} \cdot 0.5 = 4.758 \times 10^{-10} \text{m}^4 \\ R_{thRM6} &:= 66 \frac{\text{K}}{\text{W}} & V_{eRM6} &:= 1050\text{mm}^3 & D_{cpRM6} &:= 6.3\text{mm} \end{aligned}$$

RM 7

$$\begin{aligned} A_{cRM7} &:= 41.3\text{mm}^2 & W_{ARM7} &:= 31.5\text{mm}^2 & A_{eRM7} &:= 44.1\text{mm}^2 \\ MLT_{RM7} &:= 42\text{mm} & AP_{RM7} &:= W_{ARM7} \cdot A_{cRM7} \cdot 0.5 = 6.946 \times 10^{-10} \text{m}^4 \\ R_{thRM7} &:= 41 \frac{\text{K}}{\text{W}} & V_{eRM7} &:= 1325\text{mm}^3 \end{aligned}$$

RM 8

$$\begin{aligned} A_{cRM8} &:= 55.4\text{mm}^2 & W_{ARM8} &:= 48.9\text{mm}^2 & A_{eRM8} &:= 64\text{mm}^2 \\ MLT_{RM8} &:= 42\text{mm} & AP_{RM8} &:= W_{ARM8} \cdot A_{eRM8} \cdot 0.5 = 1.565 \times 10^{-9} \text{m}^4 \\ R_{thRM8} &:= 41 \frac{\text{K}}{\text{W}} & V_{eRM8} &:= 2430\text{mm}^3 & D_{cpRM8} &:= 8.4\text{mm} \end{aligned}$$

RM 10

$$\begin{aligned} A_{cRM10} &:= 89.9\text{mm}^2 & W_{ARM10} &:= 69.5\text{mm}^2 & A_{eRM10} &:= 98\text{mm}^2 \\ MLT_{RM10} &:= 52\text{mm} & AP_{RM10} &:= W_{ARM10} \cdot A_{eRM10} \cdot 0.5 = 3.405 \times 10^{-9} \text{m}^4 \\ R_{thRM10} &:= 29 \frac{\text{K}}{\text{W}} & V_{eRM10} &:= 4310\text{mm}^3 & D_{cpRM10} &:= 10.7\text{mm} \end{aligned}$$

RM 12

$$\begin{aligned} A_{cRM12} &:= 125\text{mm}^2 & W_{ARM12} &:= 110\text{mm}^2 & A_{eRM12} &:= 140\text{mm}^2 \\ MLT_{RM12} &:= 61\text{mm} & AP_{RM12} &:= W_{ARM10} \cdot A_{eRM10} \cdot 0.5 = 3.405 \times 10^{-9} \text{m}^4 \\ R_{thRM12} &:= 29 \frac{\text{K}}{\text{W}} & V_{eRM12} &:= 7960\text{mm}^3 & D_{cpRM12} &:= 12.6\text{mm} \end{aligned}$$

Filo AWG Standard

AWG 18	$S_{awg18} := 0.823\text{mm}^2$	$R_{awg18} := 20.95 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$	$D_{awg18} := 1.024\text{mm}$
AWG19	$S_{awg19} := 0.653\text{mm}^2$	$R_{awg19} := 26.46 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$	$D_{awg19} := 0.912\text{mm}$
AWG 20	$S_{awg20} := 0.518\text{mm}^2$	$R_{awg20} := 33.31 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$	$D_{awg20} := 0.812\text{mm}$
AWG 21	$S_{awg21} := 0.410\text{mm}^2$	$R_{awg21} := 42 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$	$D_{awg21} := 0.723\text{mm}$
AWG 22	$S_{awg22} := 0.326\text{mm}^2$	$R_{awg22} := 52.96 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$	$D_{awg22} := 0.644\text{mm}$
AWG23	$S_{awg23} := 0.258\text{mm}^2$	$R_{awg23} := 66.79 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$	$D_{awg23} := 0.573\text{mm}$
AWG 24	$S_{awg24} := 0.205\text{mm}^2$	$R_{awg24} := 84.22 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$	$D_{awg24} := 0.511\text{mm}$
AWG 25	$S_{awg25} := 0.162\text{mm}^2$	$R_{awg25} := 106.2 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$	$D_{awg25} := 0.455\text{mm}$
AWG 26	$S_{awg26} := 0.129\text{mm}^2$	$R_{awg26} := 133.9 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{m}}$	$D_{awg26} := 0.405\text{mm}$

saturazione per le ferriti

$$B_{\max} := 0.3\text{T}$$

frequenza di commutazione

$$f_{sw} := 48\text{kHz}$$

spessore di penetrazione

$$D_{pen} := \sqrt{\frac{2.3 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot m}{\pi \cdot f_{sw} \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{N}{A^2}}} = 3.484 \times 10^{-4} \text{ m}$$

## ***Flyback***

Il convertitore Flyback in questione possiede due elementi magnetici da dimensionare:  
 -l'induttanza di filtro all'ingresso  
 -il trasformatore

### ***induttanza di filtro***

$$I_{L_{maxfl}} := 343.4\text{mA}$$

$$L_{ffl} := 8.79\text{mH}$$

numero spire

$$n_{ffl} := \frac{I_{L_{maxfl}} \cdot L_{ffl}}{B_{max} \cdot A_{cETD29}} = 151.303$$

air gap

$$l_{gffl} := \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{N}{A^2} \cdot n_{ffl} \cdot I_{L_{maxfl}}}{B_{max}} = 2.176 \times 10^{-4} \text{ m}$$

lunghezza del filo

$$l_{wffl} := MLT_{ETD29} \cdot n_{ffl} = 8.019 \text{ m}$$

sezione massima del filo

$$\frac{0.66 \cdot W_{AETD29}}{n_{ffl}} = 6.334 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

uso del cavo AWG 20

resistenza DC dell'avvolgimento

$$R_{avvffl} := R_{awg20} \cdot l_{wffl} = 0.267 \Omega$$

Perdite nel rame

$$P_{cuffl} := \frac{I_{L_{maxfl}}^2 \cdot R_{avvffl}}{2} = 0.016 \text{ W}$$

## trasformatore

$$I_{1\text{flrms}} := 0.7\text{A}$$

$$I_{1\text{flavg}} := 0.26\text{A}$$

$$I_{1\text{flpk}} := 3.6\text{A}$$

$$I_{2\text{flrms}} := 2.8\text{A}$$

$$I_{2\text{flavg}} := 1.4\text{A}$$

$$I_{2\text{flpk}} := 10.2\text{A}$$

$$L_{1\text{fl}} := 350\mu\text{H}$$

$$n := 3$$

prodotto delle aree

$$AP_{\text{fl}} := \left( \frac{L_{1\text{fl}} \cdot I_{2\text{flpk}} \cdot I_{2\text{flrms}}}{B_{\text{max}} \cdot 60 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}} \cdot n^2} \right)^{\frac{4}{3}} = 5.253 \times 10^{-9} \text{m}^4$$

scelgo nucleo ETD24

$$P_{\text{vN87}} := 100 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

Materiale N87 parametro a 50kHz 150mT a 25°C rappresenta il caso peggiore di utilizzo.

$$P_{\text{flim}} := \frac{50\text{K}}{R_{\text{thETD24}}} = 1.786 \text{W}$$

potenza massima dissipabile nel trasformatore ipotizzando un incremento della temperatura di 50°C

$$P_{\text{cfl}} := P_{\text{vN87}} \cdot V_{\text{eETD24}} = 0.348 \text{W} \quad \text{potenza stimata dissipata nel traferro}$$

$$N_{2\text{flx}} := \frac{L_{1\text{fl}} \cdot I_{2\text{flpk}}}{n^2 \cdot B_{\text{max}} \cdot A_{\text{eETD24}}} = 23.485 \quad \text{numero spire al secondario, scelgo } N_{2\text{fl}} := 24$$

$$N_{1\text{fl}} := N_{2\text{fl}} \cdot n = 72 \quad \text{numero spire al primario}$$

considerando una densità di corrente consentita nei conduttori si deducono le sezioni dei fili e si stimano le perdite nel rame

$$J_{\text{max}} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Al secondario

$$S_{2\text{fl}} := \frac{I_{2\text{flrms}}}{J_{\text{max}}} = 6.222 \times 10^{-7} \text{m}^2 \quad \text{sezione minima del filo}$$

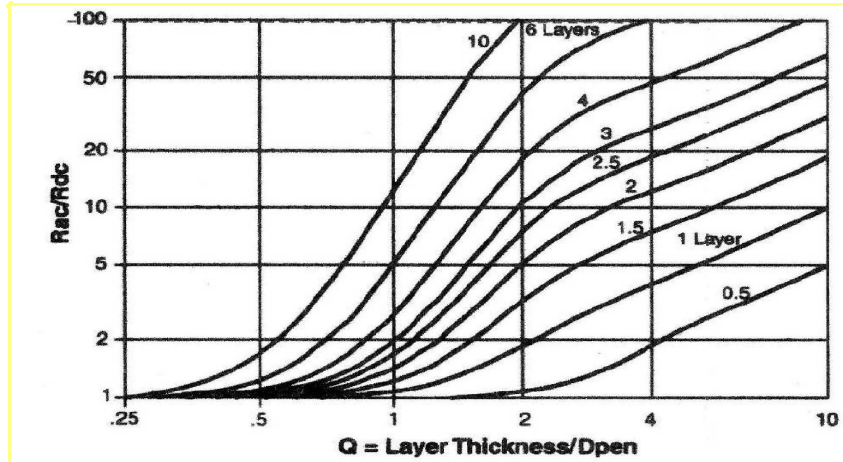
scelgo AWG18

$$l_{2\text{wfl}} := MLT_{\text{ETD29}} \cdot N_{2\text{fl}} = 1.272 \text{m} \quad \text{lunghezza del conduttore al secondario}$$

$$R_{2\text{dcfl}} := l_{2\text{wfl}} \cdot R_{\text{awg18}} = 0.027 \Omega \quad \text{resistenza DC dell'avvolgimento}$$

$$Q_{2\text{fl}} := \frac{D_{\text{awg18}} \cdot 0.83}{D_{\text{pen}}} = 2.44$$

si utilizzando a questo punto le curve di Dowell per la stima della resistenza AC dell'avvolgimento, ipotizzando di poter costruire l'avvolgimento su due strati



$$R_{2acfl} := R_{2dcfl} \cdot 5 = 0.133 \Omega$$

$$I_{2acfl} := \sqrt{I_{2flrms}^2 - I_{2flavg}^2} = 2.425 \text{ A} \quad \text{corrente ac nei conduttori al secondario}$$

Al primario

$$S_{1fl} := \frac{I_{1flrms}}{J_{max}} = 1.556 \times 10^{-7} \text{ m}^2 \quad \text{sezione minima del filo}$$

scelgo AWG24

$$l_{1wfl} := MLT_{ETD29} \cdot N_{1fl} = 3.816 \text{ m} \quad \text{lunghezza del conduttore al primario}$$

$$R_{1dcfl} := l_{1wfl} \cdot R_{awg24} = 0.321 \Omega \quad \text{resistenza DC dell'avvolgimento}$$

$$Q_{1fl} := \frac{D_{awg24} \cdot 0.83}{D_{pen}} = 1.217 \quad \text{utilizzando le curve di Dowell, ipotizzando di costruire l'avvolgimento su due strati si ha}$$

$$R_{1acfl} := 1.5 \cdot R_{1dcfl} = 0.482 \Omega$$

$$I_{1acfl} := \sqrt{I_{1flrms}^2 - I_{1flavg}^2} = 0.65 \text{ A} \quad \text{corrente ac nei conduttori al primario}$$

Stima delle perdite

$$P_{2dcfl} := R_{2dcfl} \cdot I_{2flavg}^2 = 0.052 \text{ W} \quad P_{1dcfl} := R_{1dcfl} \cdot I_{1flavg}^2 = 0.022 \text{ W}$$

$$P_{2acfl} := R_{2acfl} \cdot I_{2acfl}^2 = 0.783 \text{ W} \quad P_{1acfl} := R_{1acfl} \cdot I_{1acfl}^2 = 0.204 \text{ W}$$

$$P_{totfl} := P_{2dcfl} + P_{2acfl} + P_{1dcfl} + P_{1acfl} + P_{cfl} = 1.409 \text{ W}$$

$$K_{fl} := \frac{(N_{1fl} \cdot S_{awg24} + N_{2fl} \cdot S_{awg18})}{W_{AETD24}} = 0.338 \quad \text{coefficiente di riempimento effettivo}$$

## Sepic

Il convertitore Sepic in questione possiede tre elementi magnetici da dimensionare:

- l'induttanza di filtro all'ingresso
- l'induttanza in serie all'ingresso
- il trasformatore

### induttanza di filtro

$$I_{Lfmaxse} := 405 \text{ mA}$$

$$L_{fse} := 2.47 \text{ mH}$$

$$\text{numero spire} \quad n_{fse} := \frac{I_{Lfmaxse} \cdot L_{fse}}{B_{max} \cdot A_{cRM6}} = 106.875$$

$$\text{air gap} \quad l_{gfse} := \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{N}{A^2} \cdot n_{fse} \cdot I_{Lfmaxse}}{B_{max}} = 1.813 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$\text{lunghezza del filo} \quad l_{wfse} := MLT_{RM6} \cdot n_{fse} = 3.206 \text{ m}$$

$$\text{sezione massima del filo} \quad \frac{W_{ARM6} \cdot 0.5}{n_{fse}} = 1.216 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$\text{uso del cavo AWG 26 ottenendo un coefficiente di riempimento di} \quad n_{fse} \cdot \frac{S_{awg26}}{W_{ARM6}} = 0.53$$

$$\text{resistenza DC dell'avvolgimento} \quad R_{avvfse} := R_{awg26} \cdot l_{wfse} = 0.429 \Omega$$

$$\text{Perdite nel rame} \quad P_{cufse} := \frac{I_{Lfmaxse}^2 \cdot R_{avvfse}}{2} = 0.035 \text{ W}$$

considero materiale N27  $P_{vN27} := 15 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$  materiale a 50Hz 150mT a 20°

Perdite nel traferro  $P_{\text{fefse}} := P_{vN27} \cdot V_{eRM6} = 0.016 \text{ W}$

### trasformatore

$I_{1\text{serms}} := 0.676\text{A}$        $I_{2\text{serms}} := 3.05\text{A}$        $L_{1\text{se}} := 400\mu\text{H}$   
 $I_{1\text{seavg}} := 2.2\text{mA}$        $I_{2\text{seavg}} := 1.51\text{A}$        $L_{2\text{se}} := 44.44\mu\text{H}$   
 $I_{1\text{sepk}} := 3.14\text{A}$        $I_{2\text{sepk}} := 10.75\text{A}$

prodotto delle aree  $AP_{\text{se}} := \left( \frac{L_{1\text{se}} \cdot I_{2\text{sepk}} \cdot I_{2\text{serms}}}{B_{\text{max}} \cdot 60 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}} \cdot n^2} \right)^{\frac{4}{3}} = 7.545 \times 10^{-9} \text{ m}^4$

scelgo nucleo RM12 - N87 vedi dati flyback

$P_{\text{selim}} := \frac{50\text{K}}{R_{\text{thRM12}}} = 1.724 \text{ W}$       potenza massima dissipabile nel trasformatore ipotizzando un incremento della temperatura di 40°C

$P_{\text{cse}} := P_{vN87} \cdot V_{eRM12} = 0.796 \text{ W}$       potenza stimata dissipata nel traferro, sovrastima

$N_{2\text{sex}} := \frac{L_{1\text{se}} \cdot I_{2\text{sepk}}}{n^2 \cdot B_{\text{max}} \cdot A_{eRM12}} = 11.376$  numero spire al secondario, scelgo  $N_{2\text{se}} := 12$

$N_{1\text{se}} := N_{2\text{se}} \cdot n = 36$       numero spire al primario

calcolo air gap del trasformatore

$l_{\text{gse}} := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{N}{\text{A}^2} \cdot \frac{A_{eRM12} \cdot N_{2\text{se}}^2}{L_{2\text{se}}} \cdot \left( 1 + \frac{6.28 \cdot 10^{-4} \text{ m}}{D_{\text{cpRM12}}} \right)^2 = 6.283 \times 10^{-4} \text{ m}$

considerando una densità di corrente consentita nei conduttori come la precedente, 450A/cm<sup>2</sup> si deducono le sezioni dei fili e si stimano le perdite nel rame

Al secondario

$S_{2\text{se}} := \frac{I_{2\text{serms}}}{J_{\text{max}}} = 6.778 \times 10^{-7} \text{ m}^2$       sezione minima del filo



scelgo AWG18

$h_{cfRM12} := 14.3\text{mm}$  altezza del coil former del nucleo scelto

$\frac{N_{2se} \cdot D_{avg18}}{h_{cfRM12}} = 0.859$  si dovrà disporre il filoso un solo layer

$l_{2wse} := MLT_{RM12} \cdot N_{2fl} = 1.464\text{m}$  lunghezza del conduttore al secondario

$R_{2dcse} := l_{2wse} \cdot R_{avg18} = 0.031\ \Omega$  resistenza DC dell'avvolgimento

si utilizzando a questo punto le curve di Dowell per la stima della resistenza AC dell'avvolgimento, ipotizzando di poter costruire l'avvolgimento su uno strato, si usa il dato precedentemente calcolato di spessore di penetrazione visto che risulta identico. Calcolo poi il fattore di merito

$$Q_{2se} := \frac{D_{avg18} \cdot 0.83}{D_{pen}} = 2.44$$

$$R_{2acse} := R_{2dcfl} \cdot 2.5 = 0.067\ \Omega$$

$$I_{2acse} := \sqrt{I_{2serms}^2 - I_{2seavg}^2} = 2.65\text{ A}$$
 corrente ac nei conduttori al secondario

Al primario

$$S_{1se} := \frac{I_{1flrms}}{J_{max}} = 1.556 \times 10^{-7}\text{ m}^2$$
 sezione minima del filo

scelgo AWG24

$$\frac{N_{1se} \cdot D_{avg24}}{h_{cfRM12}} = 1.286$$
 conduttori disposti comodi su 2 strati

$$l_{1wse} := MLT_{RM12} \cdot N_{1se} = 2.196\text{m}$$
 lunghezza del conduttore al primario

$$R_{1dcse} := l_{1wse} \cdot R_{avg24} = 0.185\ \Omega$$
 resistenza DC dell'avvolgimento

si utilizzano le curve di Dowell, i dati sono i medesimi per il flyback. Si ipotizza di costruire l'avvolgimento primario su due strati

$$R_{1acse} := 1.5 \cdot R_{1dcse} = 0.277\ \Omega$$

$$I_{1acse} := \sqrt{I_{1serms}^2 - I_{1seavg}^2} = 0.676\text{ A}$$
 corrente ac nei conduttori al primario

Stima delle perdite

$$P_{2dcse} := R_{2dcse} \cdot I_{2seavg}^2 = 0.07 \text{ W} \quad P_{1dcse} := R_{1dcse} \cdot I_{1seavg}^2 = 8.951 \times 10^{-7} \text{ W}$$

$$P_{2acse} := R_{2acse} \cdot I_{2acse}^2 = 0.468 \text{ W} \quad P_{1acse} := R_{1acse} \cdot I_{1acse}^2 = 0.127 \text{ W}$$

$$P_{totse} := P_{2dcse} + P_{2acse} + P_{1dcse} + P_{1acse} + P_{cse} = 1.461 \text{ W}$$

Le perdite nel trasformatore sono inferiori a quelle permesse.

$$K_{se} := \frac{(N_{1se} \cdot S_{awg24} + N_{2se} \cdot S_{awg18})}{W_{ARM12}} = 0.157 \quad \text{coefficiente di riempimento effettivo}$$

### induttanza serie

$$I_{Lmaxse} := 752 \text{ mA} \quad I_{Lavgse} := 297 \text{ mA}$$

$$L_{se} := 2.8 \text{ mH} \quad I_{Lrmsse} := 345 \text{ mA}$$

$$\text{numero spire} \quad n_{se} := \frac{I_{Lmaxse} \cdot L_{se}}{B_{max} \cdot A_{cRM8}} = 126.691$$

$$\text{air gap} \quad l_{Lgse} := \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{N}{A^2} \cdot n_{se} \cdot I_{Lmaxse}}{B_{max}} = 3.991 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$\text{lunghezza del filo} \quad l_{wse} := MLT_{RM8} \cdot n_{se} = 5.321 \text{ m}$$

$$\text{sezione massima del filo} \quad \frac{0.5 \cdot W_{ARM8}}{n_{se}} = 1.93 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$\text{uso del conduttore AWG 24 ottenendo un coefficiente di riempimento} \quad \frac{n_{se} \cdot S_{awg24}}{W_{ARM8}} = 0.531$$

il diametro del filo è superiore allo spessore di penetrazione a 48kHz che è di 0.34mm  
ciò significa che si potrebbe usare del filo litz

$$\text{resistenza DC dell'avvolgimento} \quad R_{avvsdc} := R_{awg24} \cdot l_{wse} = 0.448 \Omega$$

$$\text{fattore di merito} \quad Q_{Lsep} := \frac{0.83 \cdot D_{awg24}}{D_{pen}} = 1.217$$

$$\text{altezza coil former RM8} \quad h_{cfRM8} := 8.83 \text{ mm}$$

$$\text{numero layer} \quad \frac{n_{se} \cdot D_{awg24}}{h_{cfRM8}} = 7.332 \quad \text{cioè 8 layer}$$

resistenza e corrente AC  $R_{avvseac} := 10 \cdot R_{avvsedc} = 4.481 \Omega$

Perdite nel rame

$$P_{cuse} := I_{Lavgse}^2 \cdot R_{avvsedc} + \left( I_{Lrmsse}^2 - I_{Lavgse}^2 \right) \cdot R_{avvseac} = 0.178 \text{ W}$$

Perdite nel traferro

$$P_{fese} := P_{vN87} \cdot V_{eRM8} = 0.243 \text{ W}$$

## Appendice C - Dimensionamento dei semiconduttori

Dagli stress sui semiconduttori ricavati dalle simulazioni PLECS e verificati nei calcoli si procede alla scelta dei semiconduttori da utilizzare per in convertitore SEPIC

### **Ponte a diodi**

Dalla simulazione  $I_{Prms} := 212\text{mA}$        $I_{Pmax} := 700\text{mA}$        $V_{Pmax} := 328\text{V}$

$I_{Pavg} := 125\text{mA}$

Scelgo 1N4004  $I_{dpavg} := 1\text{A}$        $V_{dpmax} := 400\text{V}$        $V_{pon} := 0.8\text{V}$

Dissipazione stimata  $P_{dp} := V_{pon} \cdot I_{Pavg} = 0.1\text{W}$        $R_{thjap} := 70 \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Incremento di temperatura  $\Delta T_p := P_{dp} \cdot R_{thjap} = 7\text{K}$

### **Diodo di clamp**

Dalla simulazione  $I_{dclrms} := 325\text{mA}$        $I_{dclmax} := 3.9\text{A}$        $V_{dclmax} := 509\text{V}$

$I_{dclavg} := 44\text{mA}$

Scelgo STTH1L06  $I_{Dclrms} := 10\text{A}$        $I_{Dclmax} := 25\text{A}$        $V_{Dclmax} := 600\text{V}$

$I_{Dclavg} := 1\text{A}$        $V_{Dclon} := 1\text{V}$        $R_{thjaDcl} := 70 \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Dissipazione stimata  $P_{Dcl} := V_{Dclon} \cdot I_{dclavg} = 0.044\text{W}$

Incremento di temperatura  $\Delta T_{Dcl} := P_{Dcl} \cdot R_{thjaDcl} = 3.08\text{K}$

### **Diodo uscita**

Dalla simulazione  $I_{drms} := 3.05\text{A}$        $I_{dmax} := 10.76\text{A}$        $V_{dmax} := 145\text{V}$

$I_{davg} := 1.53\text{A}$

Scelgo STTH3R02  $I_{Drms} := 70\text{A}$        $I_{Dmax} := 110\text{A}$        $V_{Dmax} := 200\text{V}$

$I_{Davg} := 3\text{A}$        $V_{Don} := 0.8\text{V}$        $R_{thjaD} := 75 \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Dissipazione stimata  $P_D := I_{davg} \cdot V_{Don} = 1.224\text{W}$

Incremento di temperatura  $\Delta T_D := P_D \cdot R_{thjaD} = 91.8\text{K}$

## Switch

Dalla simulazione  $I_{\text{srms}} := 778\text{mA}$   $I_{\text{smax}} := 3.89\text{A}$   $V_{\text{smax}} := 555\text{V}$

$I_{\text{savg}} := 296\text{mA}$

Scelgo STP10NK60Z  $I_{\text{Savg}} := 10\text{A}$   $I_{\text{Smax}} := 36\text{A}$   $V_{\text{Smax}} := 600\text{V}$

$R_{\text{DSon}} := 0.75\Omega$   $R_{\text{thjaMOS}} := 62.5 \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Dissipazione stimata  $P_{\text{MOS}} := R_{\text{DSon}} \cdot I_{\text{srms}}^2 = 0.454\text{W}$

Incremento di temperatura  $\Delta T_{\text{mos}} := R_{\text{thjaMOS}} \cdot P_{\text{MOS}} = 28.373\text{K}$

## Bibliografia

- [1] Anindita Bhattacharya, Brad Lehman, Charles A. DiMarzio  
Department of Electrical & Computer Engineering Northeastern University, Boston, MA  
Anatoly Shteynberg, Harry Rodriguez  
Exclara Inc.  
*Effects of Parametric Uncertainty in Designing a High-Brightness LED Light System, 2008*
- [2] PHILIPS-Lumileds-Technology White Paper  
*Understanding power LED lifetime analysis*
- [3] Wai-Keung Lun, Student Member IEEE, K.H.Loo, Member IEEE, Siew-Chong Tan, Member, IEEE, Y. M. Lai, Member IEEE, and Chi K. Tse, Fellow IEEE  
*Bilevel Current Driving Technique for LEDs, 2009*
- [4] Pan TianFu, Chiu HuangJen, Cheng ShihJen, Chyng ShihYen Taiwan University of Science and Technology, Chung-Yuan University Taiwan  
*An Improved Single-Stage Flyback PFC Converter for High-Luminance Lighting LED Lamps, 2007*
- [5] Dhaval Dalal and Olivier Meilhon, ON Semiconductor, USA  
*A Single Stage PFC+PWM Converter for 75-150 W Distributed Power Systems, 2003*
- [6] Zhongming Ye, Senior Member IEEE, Fred Greenfeld, and Zhixiang Liang  
Intersil Corporation 1001 Murphy Ranch Road, Milpitas, CA 95035 USA  
*A Topology Study of Single-Phase Offline AC/DC Converters for High Brightness White LED Lighting with Power Factor Pre-regulation and Brightness Dimmable, 2008*
- [7] Zhongming Ye, Senior Member IEEE, Fred Greenfeld, and Zhixiang Liang  
Intersil Corporation, 1001 Murphy Ranch Road, Milpitas, CA, USA, 95035  
*Single-Stage Offline SEPIC Converter with Power Factor Correction to Drive High Brightness LEDs, 2009*
- [8] IEC 61000-3-2 Harmonics Standards Overview
- [9] Domingos S. L. Simonetti', Javier Sebastiani' and Javier Uceda  
Division de Electronica - ETSI Industriales Universidad Politécnica de Madrid  
*A small signal model for sepic, cuk and flyback converters as power factor preregulator in discontinuous conduction mode, 1993*
- [10] Domingos S' avio Lyrio Simonetti, Member, IEEE, Javier Sebasti' an, Member, IEEE, and Javier Uceda, Senior Member, IEEE  
*The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design, 1997*
- [11] G. Spiazzi, Elettronica di potenza cap 9  
*CONVERTITORI CC-CC CUK E SEPIC, 2010*
- [12] Microchip Technology Inc  
*MPLAB® ICD 3 In-Circuit Debugger User's Guide, 2008*
- [13] Microchip Technology Inc.  
*AN799 Matching MOSFET Drivers to MOSFETs, 2004*
- [14] Texas Instruments Incorporated  
*Slup127, Inductor and flyback, transformer design, 2001*