

Introduzione

Sin dall'inizio della rivoluzione industriale, il consumo di energia nel mondo è cresciuto a ritmo sostenuto e il suo legame con l'uomo si è fatto sempre più stretto. Solo negli Stati Uniti il costo della produzione di energia elettrica ammonta a 60 miliardi di dollari all'anno, ma il costo di questa produzione non può essere calcolato solo in denaro, c'è anche un costo "ambientale" dovuto all'inquinamento da smog e da biossido di carbonio.

Circa il 20% dell'energia prodotta viene utilizzata per l'illuminazione, si intuisce quindi che con una sostanziale riduzione dei consumi correlati alla stessa si avrebbero enormi benefici in termine di risparmio sul totale dell'energia utilizzata a livello mondiale.

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

Fin dalle origini, i led sono stati utilizzati in moltissime applicazioni, tutte a bassa luminosità, come semplici indicatori di stato, mentre più recentemente il loro impiego si è diffuso anche in altri ambiti e settori (la retroilluminazione di schermi LCD, insegne, semafori, automotive ecc.)

Negli ultimi anni però, grazie all'innovazione dei materiali e dei processi di produzione, sono stati introdotti nel mercato dei led ad alta efficienza, gli HB LED (high brightness light emitting diode). E' stato proprio grazie a questi dispositivi che si è potuto iniziare a pensare all'impiego di questa tecnologia in ambiti legati all'illuminazione di ambienti.

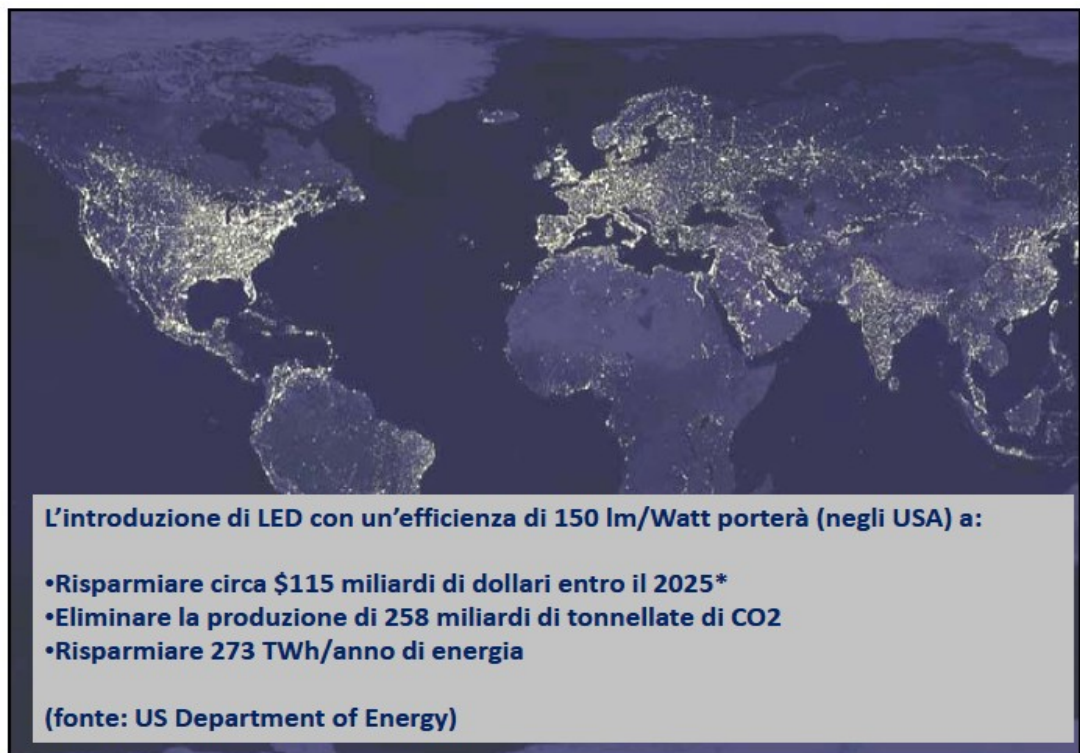


Fig 1.1: Terra di notte

E' risaputo che non è possibile connettere direttamente il led alla rete elettrica ma, è necessario uno stadio di conversione dell'energia. E' proprio il convertitore, a causa delle problematiche e dei costi elevati ad esso connessi, che non permette la diffusione a livello commerciale delle lampade a led (il cui costo è inferiore a quello del convertitore stesso). Si crede, dunque, di primaria importanza trovare una soluzione a questo problema per essere il più possibile competitivi sul mercato.

La proposta di lavoro da cui parte questa tesi trova le sue basi nell'ottimizzazione di un prototipo di convertitore precedentemente progettato: un convertitore che deve essere integrato su una lampada a led, al fine di riuscire a migliorarne il controllo della corrente che scorre nella lampada, il rendimento e ridurre l'ingombro complessivo.

Inizialmente si farà un confronto tra i sistemi di illuminazione odierni, per capire come poter essere effettivamente competitivi; successivamente, dopo una breve analisi del convertitore, verranno analizzati i diversi tipi di controllo, cercando tra questi la soluzione più adeguata, infine verrà analizzato il rendimento e si cercheranno delle soluzioni per poterlo incrementare.

Capitolo 1

Tecniche di illuminazione e principi di funzionamento

1.1 Introduzione

Ogni sorgente luminosa si contraddistingue dalle altre per le diverse caratteristiche che presenta. I parametri di valutazione per la scelta delle sorgenti luminose, dunque, possono essere molteplici, se ne possono comunque individuare tre principali: l'efficienza, l'affidabilità e il costo.

In questo breve capitolo si cercherà di analizzare i principali sistemi di illuminazione e di spiegarne brevemente i principi di funzionamento.

1.2 Lampade ad incandescenza

L'emissione di luce delle lampadine ad incandescenza si basa sulla teoria della radiazione del corpo nero.

Il filamento interno è esclusivamente composto di tungsteno, che, avendo il punto di fusione attorno ai 3680K e un basso tasso di evaporazione, è preferibile ad altri materiali. Bisogna dire che, nonostante il punto di fusione del tungsteno sia elevato, esso non è sufficiente per portare il picco della lunghezza dell'onda emessa all'interno dello spettro visibile, anche se mantiene un'ottima resa cromatica della luce emessa.

Il filamento di tungsteno è avvolto ad elica per ridurre il riscaldamento ed è collegato alla base tramite supporti in molibdeno e il bulbo è costituito di vetro e silicati. L'interno è riempito di gas inerti a bassa pressione, a base di Argon, o più raramente, Krypton per ridurre i rischi di implosione e prolungare il tempo di vita del filamento. La presenza di Argon, inoltre, riduce l'annerimento del bulbo dovuto al deposito del tungsteno evaporato.

Oltre alla perdita di luminosità dovuta allo spostamento dello spettro verso l'infrarosso, quindi, si deve considerare la potenza persa nei supporti metallici e nei cavi (1,5-2%) e quella spesa per il riscaldamento del gas circostante (6-20%). L'efficienza luminosa complessiva per lampade alimentate a 120V, varia dagli 8lm/W per potenze di 10W e i 23lm/W per potenze di 1,5kW e dipende direttamente dalla tensione di lavoro per cui sono progettate, in particolare se le si alimenta a 220V l'efficienza è ridotta del 20%, mentre a tensioni minori esse hanno un rendimento migliore.

La vita media di una lampadina ad incandescenza è molto breve (1000-2000 ore) ed è dovuta principalmente alla perdita di materiale dal filamento per evaporazione e alla conseguente rottura dello stesso.

Ciò che ne ha fatto un prodotto competitivo, oltre l'elevata maturazione tecnologica raggiunta, è sicuramente il basso costo d'acquisto. Tuttavia l'Unione Europea ne ha sancito la graduale messa al bando: a partire dal 2009, infatti, è vietata la produzione nonché la vendita di lampadine ad incandescenza da 100W ed entro settembre 2012 non saranno più ammesse lampade di questa tipologia.

1.3 Lampade alogene al tungsteno

Le lampade alogene al tungsteno sono un'evoluzione di quelle ad incandescenza ma si contraddistinguono per alcune fondamentali caratteristiche: possono funzionare a temperature elevate senza peggiorare il tempo di vita. Ciò è dovuto al fatto che al gas contenuto vengono aggiunti iodio, Krypton e talvolta xeno, elementi, questi, che permettono il raggiungimento di un equilibrio chimico grazie al quale il filamento può raggiungere temperature fino ai 1450K, senza i problemi di rottura tipici delle normali lampade non alogene. Come risultato si ottiene un'efficienza elevata già a partire da temperature di 500K.

Nonostante il maggior costo, dovuto alla particolare realizzazione industriale, questo tipo di lampade sono largamente adottate perché presentano una vita media più che raddoppiata rispetto alle non alogene, garantendo la medesima efficienza.

1.4 Lampade a scarica

Le lampade a scarica sono basate sull'emissione di radiazione elettromagnetica da parte di un plasma di gas ionizzato. Condizione che si ottiene per mezzo di una scarica elettrica che attraversa il gas stesso.

Sebbene se ne producano diverse tipologie, il principio di funzionamento è il medesimo: la lampada è costituita da un tubo di vetro o quarzo contenente il gas e due elettrodi tra i quali avviene la scarica (anche se possono esserne presenti altri per l'innesco), il tutto è contenuto in un ulteriore involucro di vetro con la funzione di schermare i raggi ultravioletti e proteggere il tubo.

L'emissione luminosa è monocromatica o limitata alle righe di emissione spettrale del gas contenuto se questo è a bassa pressione.

1.4.1 Lampade al sodio a bassa pressione (SOX)

Nelle lampade al sodio a bassa pressione la scarica avviene in un ambiente gassoso composto da Argon, Neon e Sodio. In questa miscela la scarica provoca l'istantaneo riscaldamento della lampada, fino a raggiungere la temperatura di fusione del sodio che quindi vaporizza e viene ionizzato assumendo la caratteristica monocromatica gialla.

L'efficienza luminosa varia dai 100lm/W ai 200lm/W, quindi è estremamente alta. La durata media è compresa tra le 14000 e le 18000 ore, anche se limitata dal deterioramento dei catodi e alla conseguente loro rottura.

Sono impiegate principalmente nell'illuminazione stradale, in quanto la bassa resa cromatica e l'elevato tempo di riscaldamento (6-10 minuti) le rendono inutilizzabili in altri ambiti.

1.4.2 Lampade a scarica ad alta pressione

Nelle lampade a scarica ad alta pressione, rispetto alle precedenti, le particelle pesanti (atomi e ioni) sono scaldate alla stessa temperatura degli elettroni, a causa dell'alta frequenza delle collisioni.

La tipica temperatura del plasma è attorno ai 5000K, con una distribuzione radiale, l'efficienza massima, dunque, è rintracciabile al centro del tubo e va via via calando avvicinandosi alle pareti. Il funzionamento ad alta pressione provoca l'allargamento dello spettro emesso, migliorando la resa cromatica.

Questo tipo di lampade possono essere al mercurio o al sodio. Prendendo in considerazione il primo caso, la scarica dei vapori di mercurio emette luce visibile con buona efficienza solo ad alta pressione, quindi le lampade costruite in questo modo necessitano di particolari accorgimenti in fase di realizzazione per consentire di raggiungere elevate pressioni e temperature. Si ha però una resa cromatica molto bassa (carenza nella regione del rosso), risolvibile ricoprendo la superficie esterna con fosfori che spostano la radiazione ultravioletta in luce rossa. L'efficienza luminosa dipende dalla potenza di funzionamento: si va dai 20-45lm/W per le lampade senza aggiunta di fosfori con potenze di 75-1000W, fino ai 25-50lm/W se rivestite con fosfori e con potenze di 45-1000W. Questa tipologia può arrivare a 24000 ore di funzionamento, ma a causa della perdita graduale di efficienza la sostituzione avviene sovente dopo 8000-10000 ore.

Nel secondo caso, si utilizzano, invece, lampade al sodio ad alta pressione, con potenze di 50-1000W; l'efficienza cresce con l'aumentare della potenza, ed è di 60-130lm/W con una durata di vita media di 24000 ore.

1.4.3 Lampade con alogenuri di metalli

Le lampade con alogenuri di metalli sfruttano il fatto che aggiungendo metalli all'interno dell'arco, si può migliorare considerevolmente l'efficienza luminosa e la resa cromatica delle lampade a mercurio ad alta pressione. Tuttavia, i metalli richiesti hanno una pressione insufficiente e reagiscono a contatto con i materiali all'interno del tubo contenente il gas, quindi vengono utilizzati gli alogenuri dei metalli. Quando il perimetro del tubo raggiunge una temperatura sufficiente, inizia il ciclo di trasporto che permette la dissociazione dell'alogenuro nel cuore del tubo e la produzione dell'atomo di metallo che contribuisce alle emissioni. Quando il metallo diffonde verso la regione più fredda, si ricombina fino a riformare l'alogenuro, che non reagisce con i bordi del dispositivo dove è confinato. Questo tipo di lampade sono prodotte per un range di potenza da 20W a 18kW e hanno un'efficienza di 80-110lm/W, a seconda dell'utilizzo e del metallo aggiunto. La vita media varia dalle 2000 alle 30000 ore e sono impiegate in svariati ambiti come l'illuminazione di ambienti e locali industriali.

1.4.4 Lampade a fluorescenza

Le lampade a fluorescenza sono un particolare tipo di lampada a scarica in cui l'emissione luminosa visibile è indiretta, ovvero non emessa direttamente dal gas ionizzato, ma da un materiale fluorescente.

Un campo elettrico sufficientemente elevato, applicato ad un gas, ionizza le particelle contenute in esso e diventa perciò conduttivo, si deve cercare quindi di limitare la corrente e stabilizzare il sistema per prevenire una ionizzazione a valanga.

Le lampade a fluorescenza utilizzano una scarica a bassa pressione, che accelera gli elettroni a temperature di 11000K-13000K, mentre gli ioni rimangono in equilibrio termico a temperatura ambiente. Gli elettroni trasmettono energia eccitando atomi, molecole e ioni, che emettono luce.

Nel mercato odierno, le lampade compatte a fluorescenza (CFL) sono molto pubblicizzate come sorgenti luminose a basso consumo e sono indicate per la progressiva sostituzione delle lampade ad incandescenza anche a livello domestico.

Idealmente il 63% dell'energia consumata è convertita in radiazioni ultravioletta e un ulteriore 60% viene perso poi per la conversione dell'emissione UV in luce visibile (tramite fosfori). L'efficienza complessiva la si può stimare di circa il 28% (4-5 volte superiore di una lampada ad incandescenza da 100W). L'efficienza luminosa è di 35-50lm/W per i dispositivi a bassa potenza(4-5W) e fino a 75-100lm/W per potenze superiori(fino a 125W). Il tempo di vita, determinato dal deterioramento dei catodi, è molto variabile, compreso tra le 5000 ore e le 24000 ore. Tra i problemi più rilevanti vogliono ricordare la dipendenza dalla temperatura dell'ambiente ed il costo elevato.

1.5 Lampade bianche a stato solido (SSL)

A causa delle temperature di funzionamento, i fenomeni associati all'emissione per incandescenza o alla scarica nei gas, sono associati ad alte perdite. Un'alternativa è offerta dai semiconduttori. L'emissione di luce, nei dispositivi a stato solido, è dovuta alla ricombinazione radiativa dell'eccesso di elettroni e lacune, che è generato dall'iniezione di corrente. Questo tipo di lampade garantiscono perdite minime di energia e un processo che nel complesso permette di ottenere un rendimento quantico prossimo all'unità.

I led a luce bianca sono nati solo dopo il ritrovamento di nuovi materiali che hanno consentito lo sviluppo di led ad AlInGaN a luce blu. Ora, per realizzare la luce bianca con i led sono percorribili due strade: la prima si basa sull'idea di ottenere una miscela di tre o quattro componenti primarie, ottenute da dispositivi con emissione monocromatica, mentre la seconda prevede l'utilizzo di fosfori per convertire la radiazione luminosa.

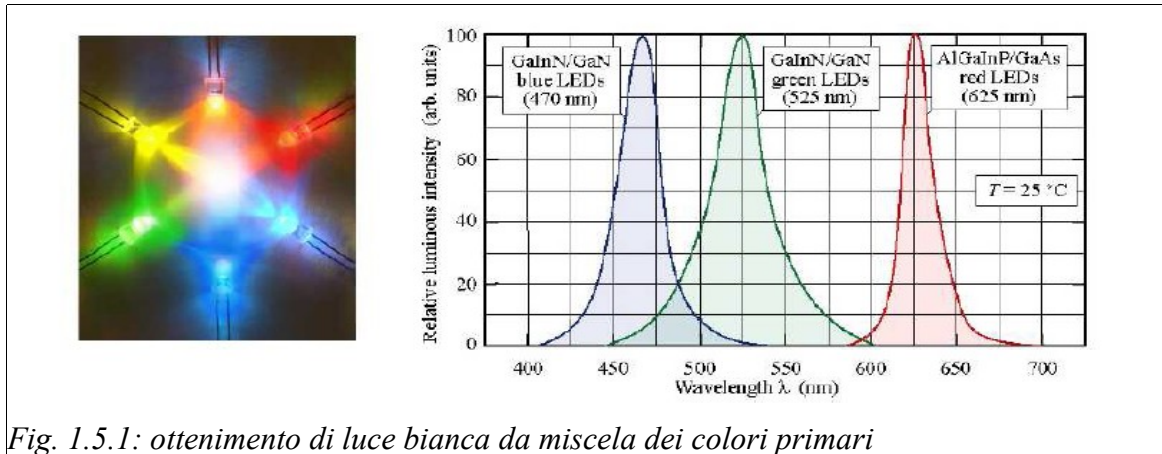


Fig. 1.5.1: ottenimento di luce bianca da miscela dei colori primari

Utilizzando la prima tecnica presentata, è anzitutto molto importante controllare la potenza emessa dai singoli dispositivi, in modo da mantenerla costante nel tempo e assicurare la stabilità del colore.

Nel secondo caso, i fosfori operano "da convertitori di lunghezza d'onda" della radiazione monocromatica dei dispositivi. Si ottiene così un'ottima stabilità del colore indipendente dalle variazioni di temperatura.

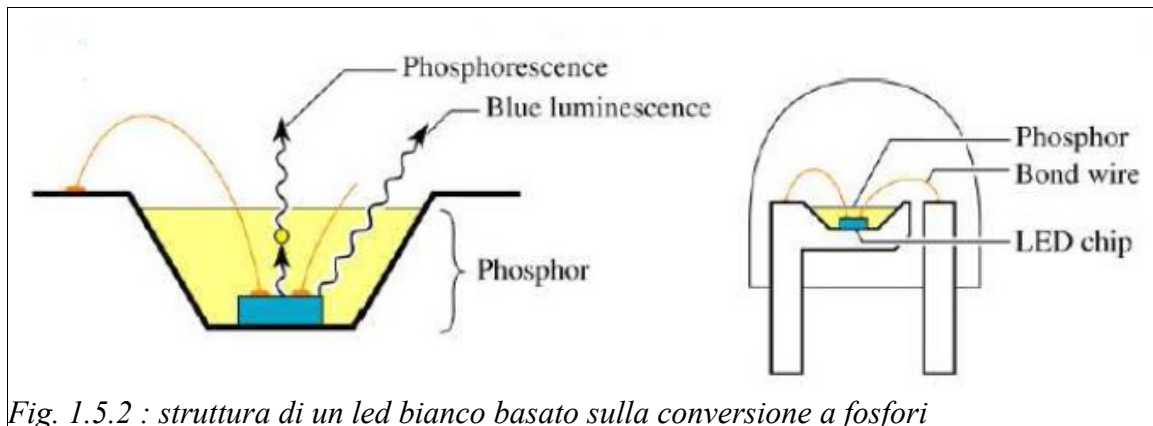


Fig. 1.5.2 : struttura di un led bianco basato sulla conversione a fosfori

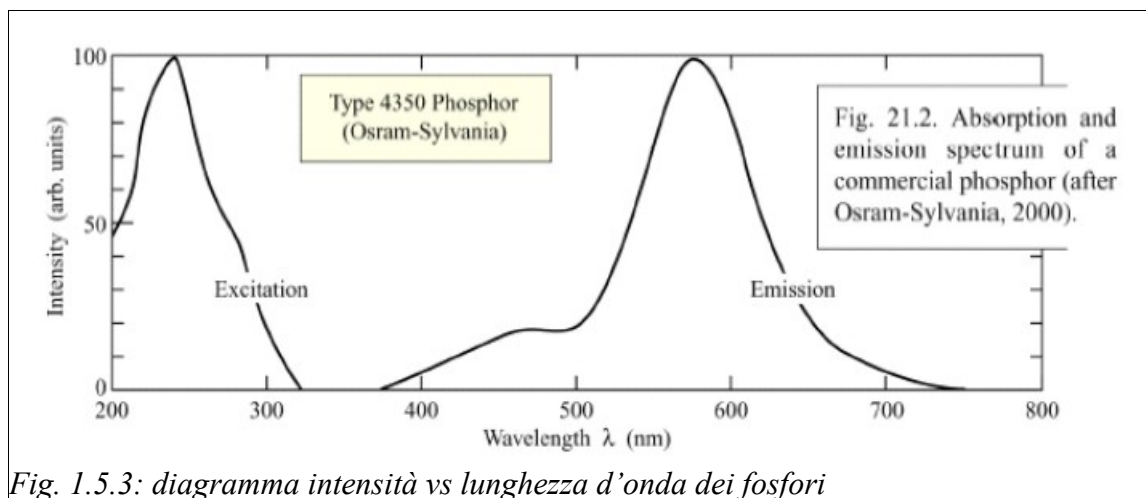


Fig. 1.5.3: diagramma intensità vs lunghezza d'onda dei fosfori

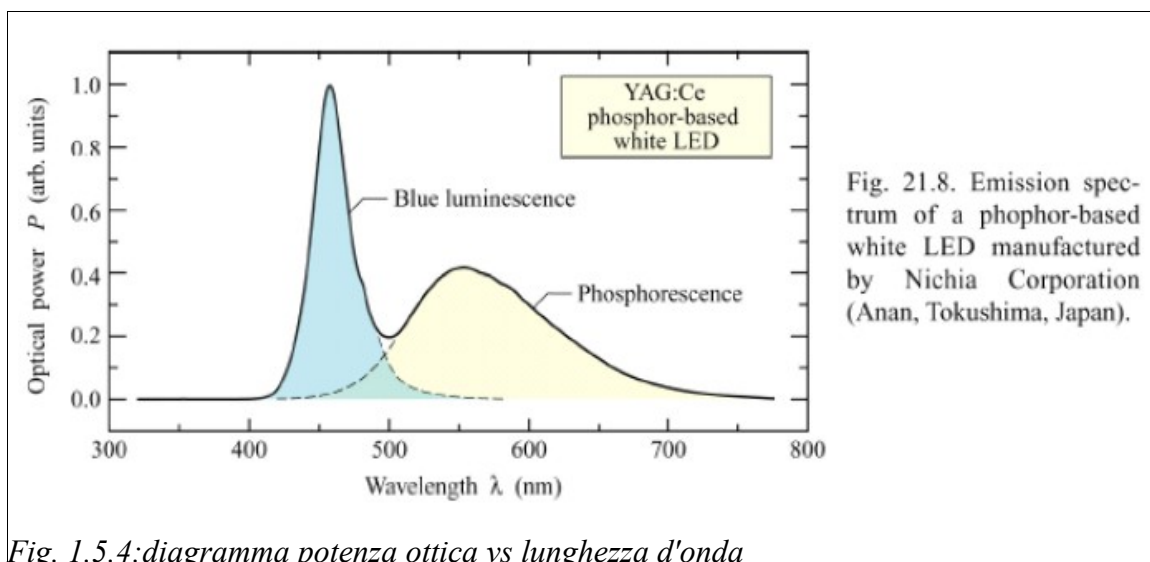


Fig. 1.5.4: diagramma potenza ottica vs lunghezza d'onda

E' da notare che i fosfori assorbono energia da una radiazione con lunghezza d'onda di circa 250nm e la riemettono con una radiazione fosforescente che ha il picco centrato attorno ai 550-600nm, caratterizzata, quindi, da un'energia minore rispetto a quella assorbita.

Negli ultimi anni, il continuo aumento dell'efficienza quantica dei led blu ha contribuito alla costruzione di led bianchi a fosfori con efficienza luminosa sempre più vicina alle lampade direttamente concorrenti, che attualmente è compresa tra gli 80 e 110 lm/W, anche se il limite teorico di un dispositivo a stato solido, considerando un'efficienza quantica del 100%, è di 270lm/W.

1.6 Illuminazione a stato solido

I dispositivi a stato solido stanno trovando attualmente terreno fertile nel campo dell'illuminazione. D'altra parte essi hanno notevoli vantaggi: il primo è la piccola dimensione del chip, che assieme alla possibilità di regolazione e di direzionabilità, offre una facile integrazione con gli elementi architettonici e un'elevata versatilità progettuale. Il secondo è che l'impiego di questi dispositivi va incontro alle normative ambientali, i led, infatti, non contengono mercurio, a differenza delle sorgenti basate sulla scarica di gas e, inoltre, hanno un basso consumo di potenza.

A questo proposito non si può non focalizzare l'attenzione sul fatto che i led ad alta intensità hanno già superato l'efficienza delle lampadine ad incandescenza sebbene l'impedimento maggiore resti ancora lo stadio di conversione dell'energia, in termini di costi, efficienza e tempo di vita.

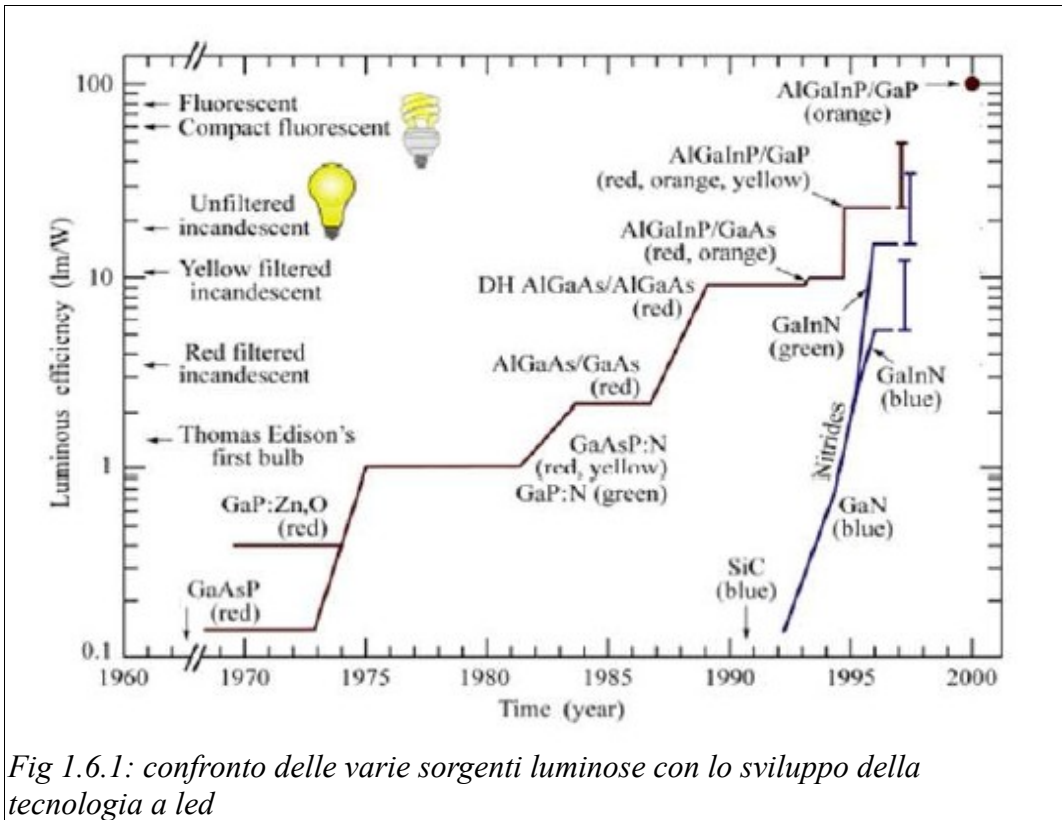


Fig 1.6.1: confronto delle varie sorgenti luminose con lo sviluppo della tecnologia a led

E' necessario, quindi, che i convertitori non vadano a vanificare i vantaggi introdotti dai led stessi: devono essere in grado di garantire bassi costi, perdite di energia ridotte e tempo di vita paragonabile a quello dei led.

Capitolo 2
***Alimentazione delle
lampade a led***

2.1 Principali tecniche di pilotaggio

In passato, i led erano principalmente utilizzati come segnalatori di stato (accensione, spegnimento, errori, ecc.) ed erano alimentati da bassi valori di tensione ($\sim 1,5V$) e di corrente ($\sim 10mA$), attraverso una semplice resistenza posta in serie.

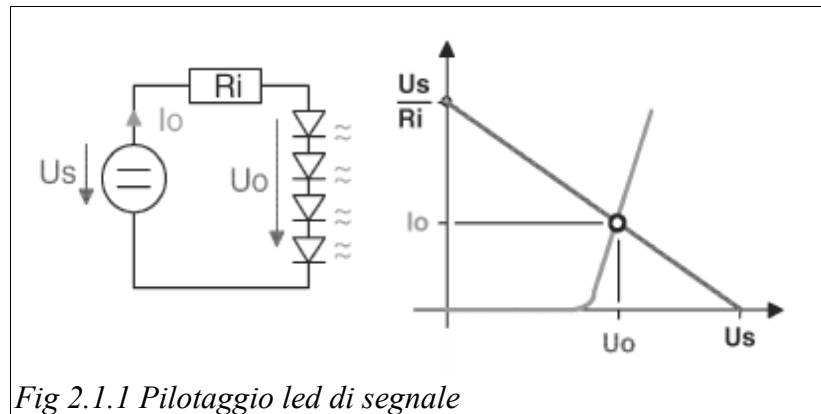


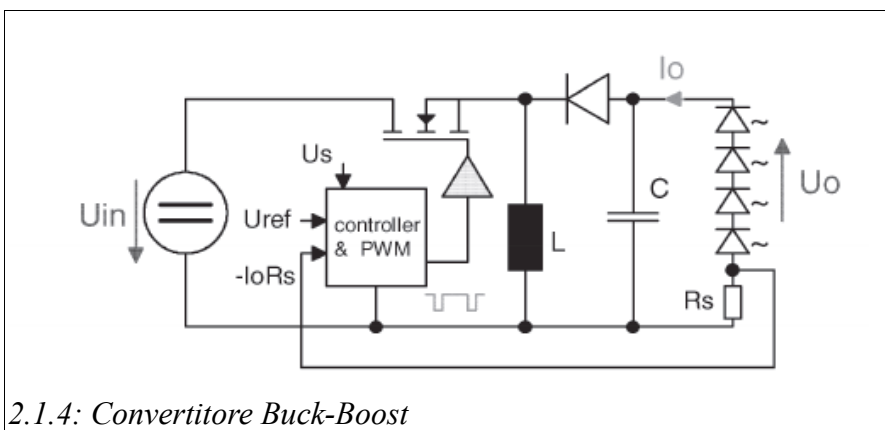
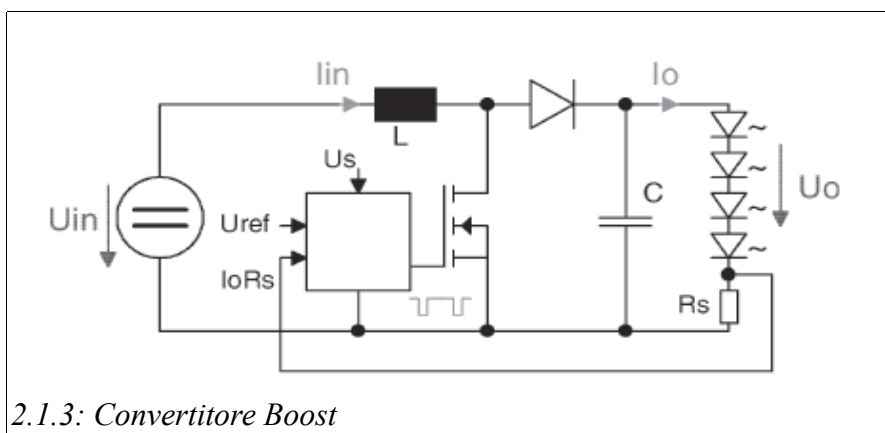
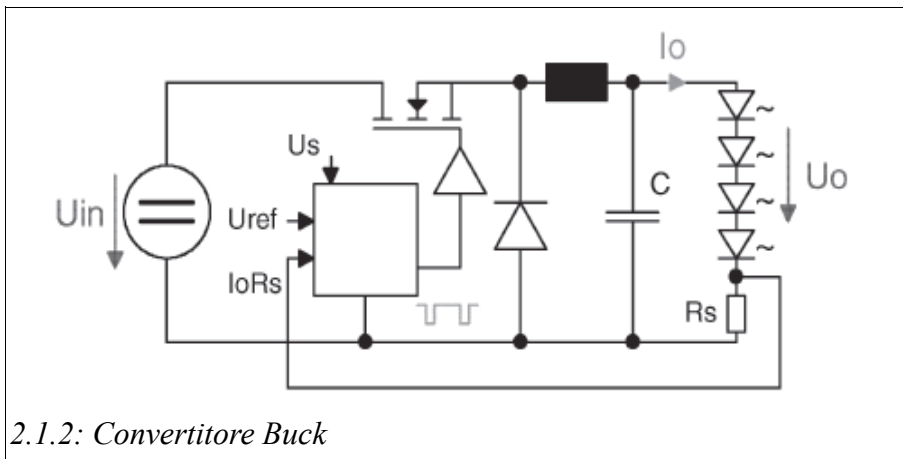
Fig 2.1.1 Pilotaggio led di segnale

Con l'introduzione dei led ad alta intensità, le tensioni e correnti in gioco sono aumentate, fino a superare i 350mA, quindi la dissipazione di potenza dovuta alla resistenza in serie non può più essere trascurata. Si rende necessario introdurre uno stadio di conversione dell'energia, i convertitori DC/DC a commutazione, per garantire alte prestazioni e prevenire ulteriori perdite.

Le caratteristiche che questi convertitori devono avere sono:

- Basso consumo di potenza;
- minima dimensione dei componenti utilizzati;
- possibilità di controllare la corrente che attraversa i led;
- tempo di vita paragonabile a quello dei led.

Le soluzioni più semplici sono i convertitori buck, boost e buck-boost. Per poter controllare la corrente di uscita si può inserire una resistenza di sensing in serie alla stringa dei led, che dovrà essere di valore molto basso per evitare di vanificare i vantaggi introdotti dall'utilizzo del convertitore.



Soluzioni più costose sono invece offerte dai convertitori isolati, come il forward, flyback e push-pull. In questi casi la tensione di sensing dovrà essere isolata dal modulatore PWM per mantenere l'isolamento galvanico tra primario e secondario.

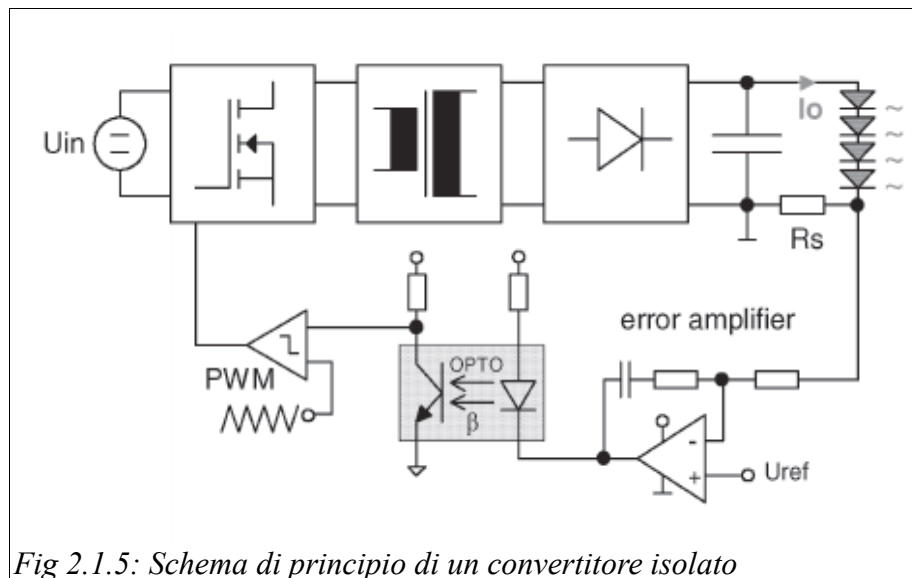


Fig 2.1.5: Schema di principio di un convertitore isolato

Una soluzione facilmente commercializzabile richiede l'utilizzo di driver economici e compatti, tali da poter essere inseriti nei socket E-27 standard delle lampadine ad incandescenza, in modo da facilitarne la graduale sostituzione senza la modifica dei supporti esistenti.

Per ottemperare alle normative, è necessario comunque ricorrere ad un convertitore isolato. Tra le possibili soluzioni, la più utilizzata, e più semplice, è sicuramente la tipologia flyback, che non è altro che un convertitore buck-boost dove l'induttanza è sostituita con un mutuo induttore.

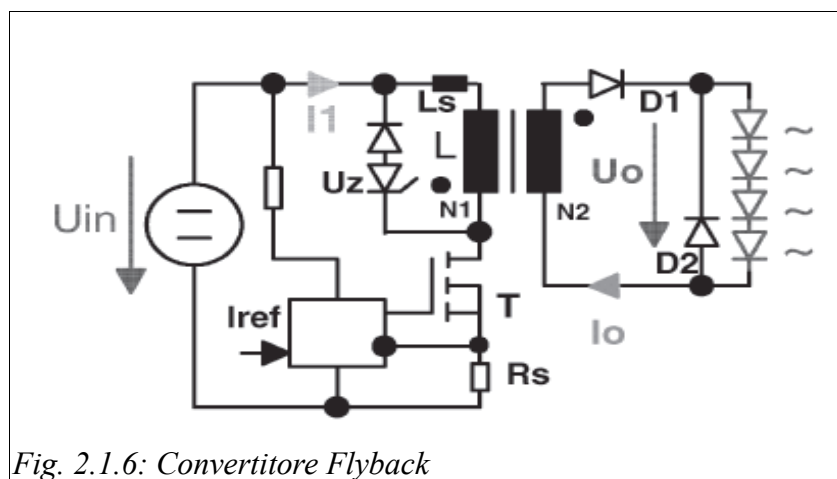


Fig. 2.1.6: Convertitore Flyback

Per contro, questo convertitore ha alcuni svantaggi, quali il sottoutilizzo del nucleo magnetico e lo stress di tensione ai capi dell'interruttore (dovuto all'induttanza di dispersione) che richiede l'utilizzo di snubber comportando l'aumento della complessità circuitale e rendendone difficile la riduzione delle dimensioni.

Altre soluzioni che sembrano essere maggiormente promettenti sono quelle che prevedono l'utilizzo di convertitori risonanti e che permettono al convertitore di lavorare in soft-switching. Con questa tecnica è possibile aumentare la frequenza di lavoro fino a centinaia di kHz, minimizzando così i componenti reattivi, limitando le perdite in commutazione e sfruttando al massimo i componenti

magnetici presenti. Tra questi vale la pena ricordare il convertitore LLC, che si distingue per la semplicità circuitale e la capacità di ottenere alte efficienze anche ad elevate frequenze di commutazione.

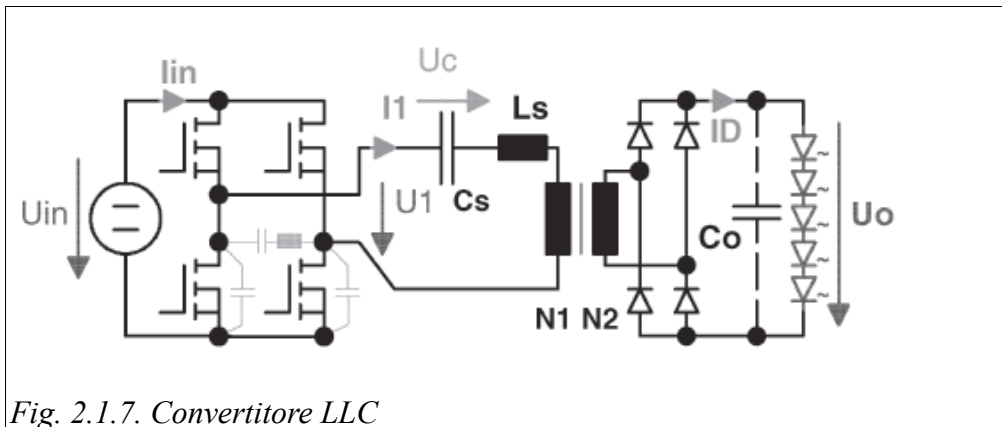


Fig. 2.1.7. Convertitore LLC

In questa tipologia (uno schema è proposto in figura 2.1.7) lo stress di tensione sugli interruttori è limitato al valore della tensione continua di alimentazione e può essere sufficiente utilizzare un singolo componente magnetico a patto di costruire il trasformatore in modo tale da ottenere un valore opportuno dell'induttanza di dispersione (in caso contrario se ne deve aggiungere una esterna).

Visto che le potenze in gioco sono relativamente basse (10-15W), si intuisce che le soluzioni multi stadio devono essere scartate a causa della maggiore complessità e dei costi elevati. Data inoltre la necessità di alimentare mediante tensione di rete (che raddrizzata e stabilizzata può raggiungere anche 350V) un carico che necessita di differenze di potenziale nell'ordine delle decine di volt, in funzione del numero di led impiegati dalla lampada, si richiede che i convertitori abbiano bassi rapporti di conversione.

2.2 Assorbimento di armoniche da rete

Un altro aspetto da valutare, nella progettazione dei convertitori, è quello che riguarda l'assorbimento di armoniche dalla rete.

Solitamente, per convertire la tensione alternata proveniente dalla rete in una tensione continua, si utilizza un ponte raddrizzatore a diodi non controllato. Tuttavia la forma d'onda tipica delle correnti assorbite da tale circuito si scosta molto dall'andamento sinusoidale. Con la diffusione di apparati elettronici utilizzando questa soluzione, si ha una notevole introduzione di armoniche di corrente nella rete elettrica che possono influenzare la qualità della forma d'onda della tensione alternata, causando problemi ad altri carichi connessi alla stessa alimentazione. Inoltre le armoniche di corrente provocano ulteriori perdite nel sistema di alimentazione e possono provocare risonanze elettriche, dando luogo ad elevate sovratensioni.

L'assorbimento di armoniche dalla rete, dunque, è un ulteriore aspetto critico da valutare. Non essendoci al momento normative riguardo l'illuminazione a stato solido, si può prevedere un'estensione alle lampade a led della normativa EN61000-3-2 [] che regola il contenuto armonico delle apparecchiature atte all'illuminazione di potenza inferiore ai 25W.

E' quindi necessario trovare il giusto compromesso tra le forme d'onda della corrente assorbita e quella fornita ai led in uscita e i valori degli elementi reattivi da utilizzare.

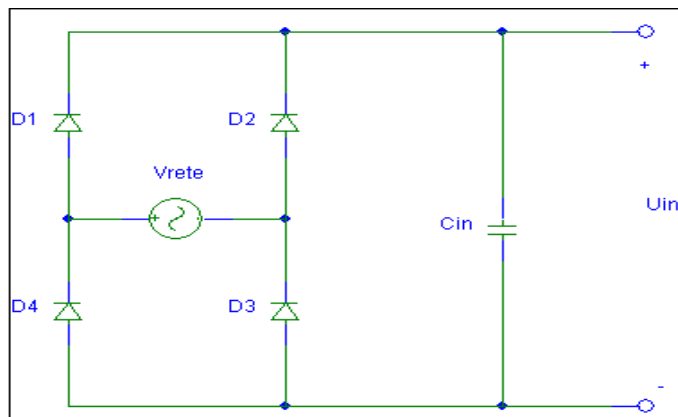


Fig. 2.2.1: Schema di un ponte raddrizzatore

La tensione di rete deve essere prima raddrizzata e poi stabilizzata tramite un filtro capacitivo. Se il condensatore di ingresso ha un valore sufficientemente elevato, si avrà anche un elevato contenuto armonico a bassa frequenza nella corrente in ingresso. Questa soluzione però ha il vantaggio di ridurre al minimo gli elementi reattivi all'interno del convertitore visto che non dovranno essere dimensionati per sopportare elevate oscillazioni di potenza da rete.

Una soluzione valida potrebbe essere anche l'imposizione della forma d'onda della corrente assorbita dal ponte raddrizzatore con l'ausilio di un convertitore DC/DC in modalità "Power Factor Corrector", così facendo si può ridurre al minimo il valore di capacità di ingresso a fronte di un fattore di potenza elevato. Per contro si ha che, per soddisfare il bilancio di potenza istantaneo, i componenti reattivi del circuito devono essere dimensionati in modo tale da sopportare le forti oscillazioni energetiche imposte, in particolare il condensatore di uscita dovrà avere un valore elevato per ridurre al minimo il ripple di corrente all'uscita.

In funzione del tipo di applicazione bisogna quindi valutare quale soluzione permette sia il rispetto delle normative sia il rispetto dei requisiti del progetto. Uno dei primi passaggi è cercare un valore di condensatore di filtro che, in base alla potenza da erogare, dia origine al minor contributo armonico. Ai fini normativi ci sono essenzialmente due possibilità:

1. Soddisfare i limiti previsti per la classe D riguardanti le armoniche di corrente dispari fino alla 39^a come illustrato in tabella 2.2.1:

Harmonic Order n	Max permissible harmonic current (mA/W)
3	3,4
5	1,9
7	1
9	0,5
11	0,35
13 ≤ n ≤ 39	3,85/n

Tab. 2.2.1: Limiti armonici classe D

2. Soddisfare le seguenti condizioni:

- 3^a armonica inferiore all'86% della fondamentale, 5^a armonica minore del 61% della fondamentale;
- forma d'onda della corrente di ingresso deve avere l'origine a meno di 60° e fine oltre i 90°, assumendo che la forma della tensione di ingresso abbia l'attraversamento a tensione nulla a 0°.

Prendendo in considerazione il secondo caso, i cui limiti relativi sono meno restrittivi, si cerca di capire qual è il valore massimo che può avere il condensatore di ingresso. Lo schema equivalente del ponte raddrizzatore è riportato in figura 2.2.2.

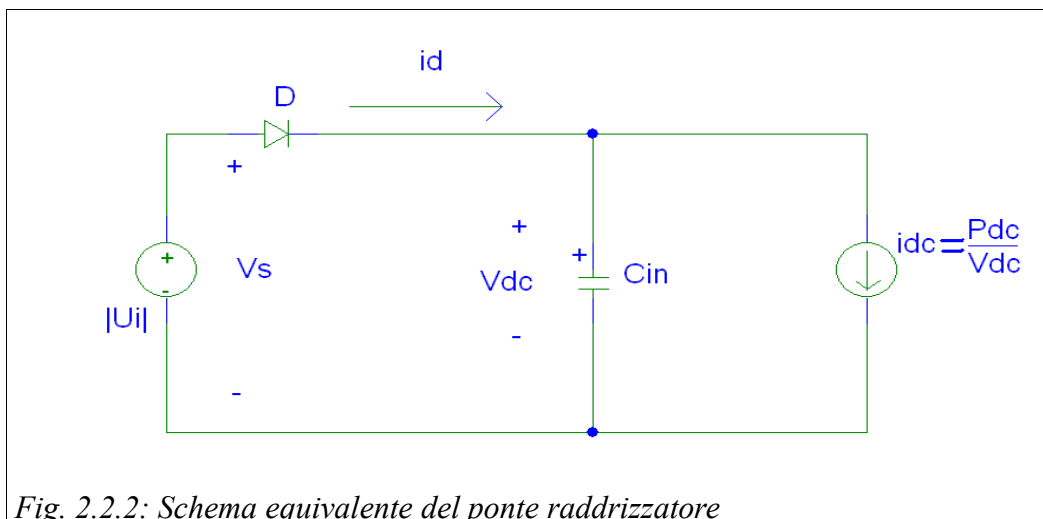


Fig. 2.2.2: Schema equivalente del ponte raddrizzatore

La tensione in ingresso è:

$$V_s(\theta) = |U_i(\theta)| = U_i |\sin \theta| \quad (2.2.1)$$

con $\theta = \omega_i t$ e U_i valore di picco della tensione in ingresso e ω_i la sua frequenza. Inoltre per l'analisi, si definiscono:

- la corrente di normalizzazione: $I_N = \frac{P_{dc}}{U_i}$; (2.2.2)

- un parametro adimensionale: $k = \omega_i C_{in} \frac{U_i^2}{2P_{dc}}$. (2.2.3)

Le forme d'onda relative sono riportate a pagina 25.

2.2.1 Intervallo di conduzione del diodo $\theta_1 < \theta \leq \theta_2$

Durante l'intervallo di conduzione del diodo, la corrente che lo attraversa è data da:

$$i_D(\theta) = \omega_i C_{in} \frac{dv_{dc}(\theta)}{d\theta} + \frac{P_{dc}}{v_{dc}}(\theta) = \omega_i C_{in} U_i \cos(\theta) + \frac{P_{dc}}{U_i \sin(\theta)} \quad (2.2.3)$$

che normalizzata rispetto ad I_N risulta essere pari a:

$$i_{DN}(\theta) = \frac{i_D(\theta)}{I_N} = 2k \cos(\theta) + \frac{1}{\sin(\theta)} \quad (2.2.4)$$

Il diodo si spegne in θ_2 , quando la corrente che lo attraversa si annulla; si ha quindi:

$$i_{DN}(\theta) = 2k \cos(\theta) + \frac{1}{\sin(\theta)} = 0 \Rightarrow \theta_2 = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \arcsin\left(-\frac{1}{k}\right) \quad (2.2.5)$$

Dalla (2.2.5) si vede che l'angolo θ_2 è sempre maggiore di 90° quando il parametro k è positivo, questo soddisfa il vincolo della normativa che impone l'annullamento della corrente oltre i 90° . Durante questo intervallo la tensione V_{dc} segue la tensione in ingresso al ponte raddrizzatore U_i . Quando il diodo va in interdizione, la tensione ai capi del condensatore è:

$$V_2 = v_{dc}(\theta_2) = U_i \sin(\theta_2) \quad (2.2.6)$$

che normalizzata rispetto U_i è pari a:

$$V_{2N} = \sin(\theta_2) \quad (2.2.7)$$

2.2.2 Intervallo di scarica del condensatore $\theta_2 < \theta \leq \pi + \theta_1$

Quando il diodo non conduce, il condensatore viene scaricato da una corrente costante. L'equazione della maglia risulta:

$$\omega_i C_{in} \frac{dv_{dc}(\theta)}{d\theta} + \frac{P_{dc}}{v_{dc}}(\theta) = 0 \quad (2.2.8)$$

I

a cui soluzione risulta:

$$v_{dc}(\theta) = U_i \sqrt{\sin^2(\theta_2) - \frac{1}{k}(\theta - \theta_2)} \quad (2.2.9)$$

che normalizzata risulta:

$$v_{dcN}(\theta) = \sqrt{\sin^2(\theta_2) - \frac{1}{k}(\theta - \theta_2)} \quad (2.2.10)$$

Quando la tensione ai capi del condensatore diventa minore della tensione in ingresso, il diodo torna a condurre:

$$V_{dc}(\pi + \theta_1) = U_i \sin(\theta_1) \quad (2.2.11)$$

Combinando la (2.2.10) con la (2.2.11) si ottiene:

$$\sin^2(\theta_2) - \frac{1}{k}(\theta_1 + \pi - \theta_2) = \sin^2(\theta_1) \quad (2.2.12)$$

e risolvendola con l'ausilio di Matlab, si ottiene l'andamento di θ_1 in funzione del parametro k :

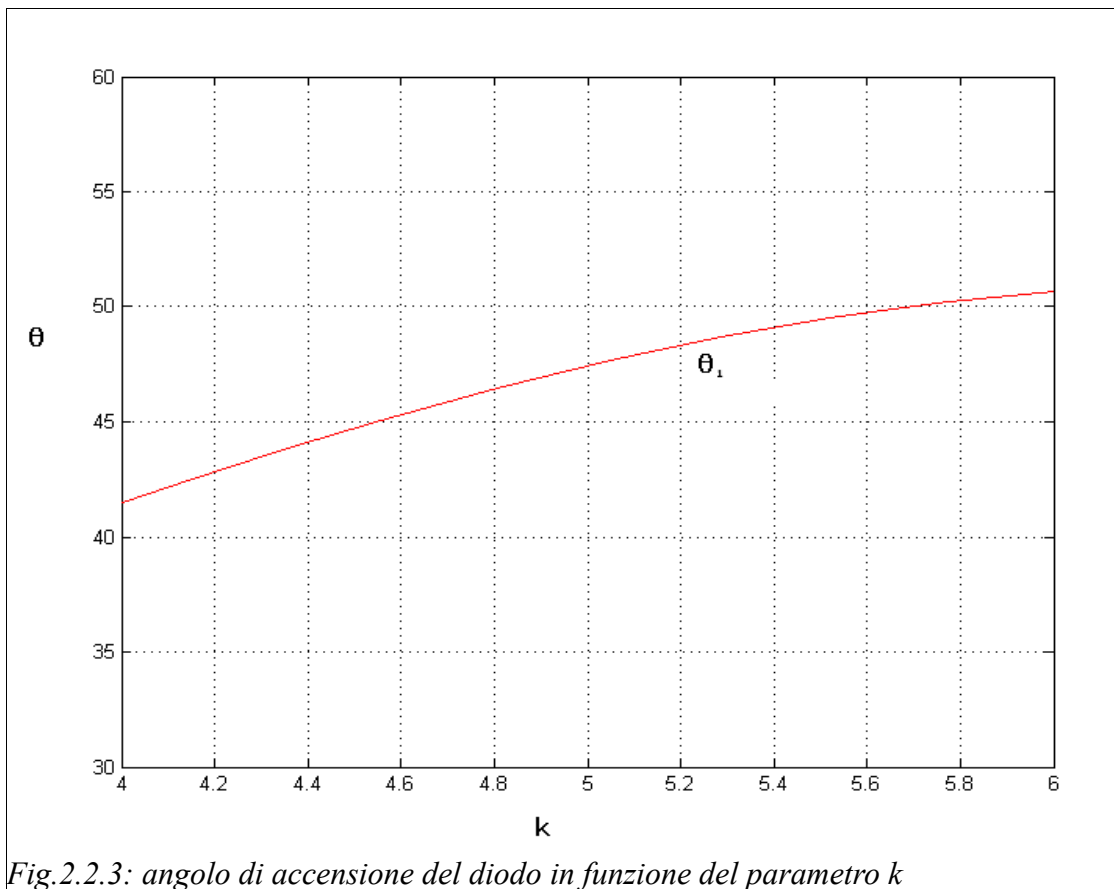


Fig.2.2.3: angolo di accensione del diodo in funzione del parametro k

Si può vedere dal grafico in Fig. 2.2.3 che l'origine della forma d'onda di corrente è al di sotto del vincolo imposto dalla normativa (origine a meno di 60°).

Il ripple ai capi del condensatore risulta:

$$\Delta V_{dc} = U_i - V_1 = U_i - U_i \sin(\theta_1) = U_i [1 - \sin(\theta_1)] \quad (2.2.13)$$

e il valore relativo:

$$r_{vdc} = \frac{\Delta V_{dc}}{U_i} = 1 - \sin(\theta_1) \quad (2.2.14)$$

Le forme d'onda relative alla tensione sul condensatore e la corrente assorbita normalizzate sono riportate nella figura seguente:

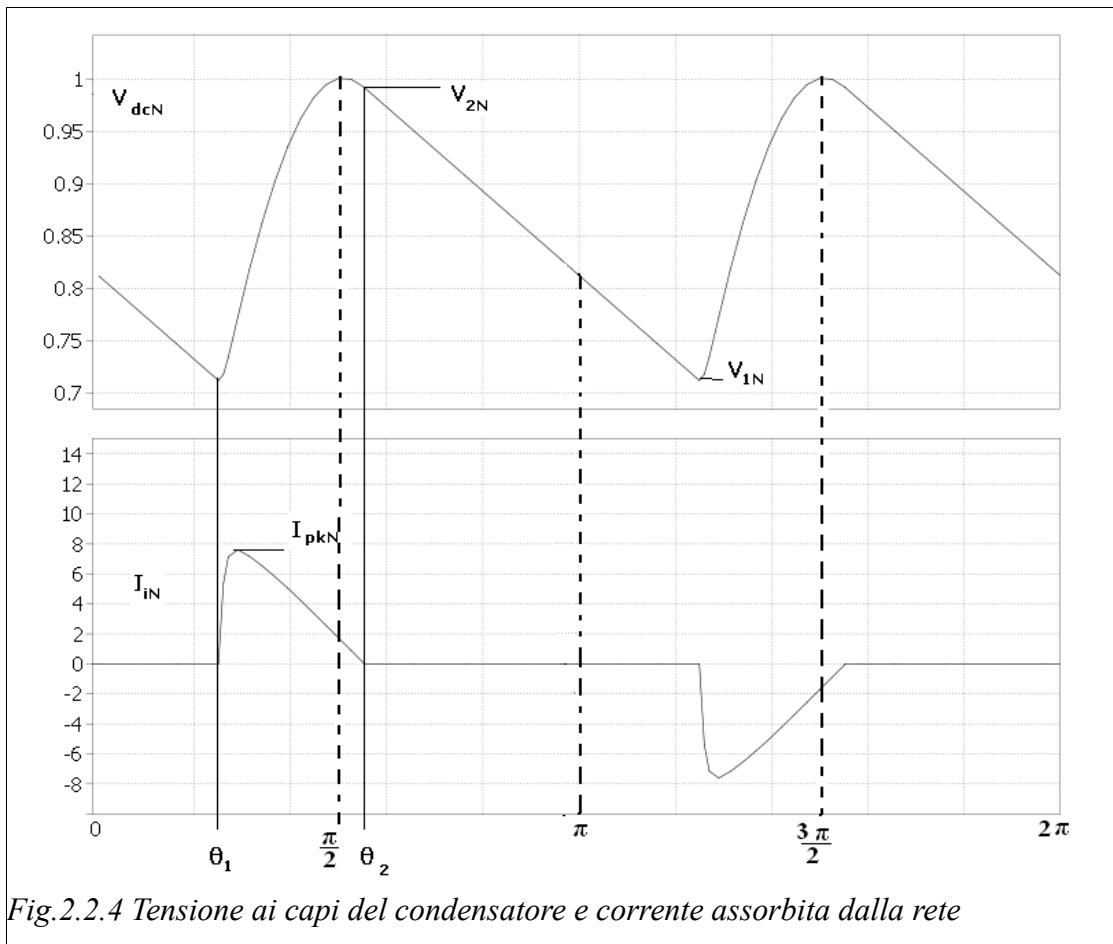


Fig.2.2.4 Tensione ai capi del condensatore e corrente assorbita dalla rete

Ora è necessario calcolare l'ampiezza dell'armonica di corrente fondamentale, con la terza e la quinta armonica. Utilizzando la scomposizione in serie di Fourier:

$$i_{iN}(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} [a_{nN} \cos(n\theta) + b_{nN} \sin(n\theta)] \quad (2.2.15)$$

dove i coefficienti a_{nN} e b_{nN} sono dati da:

$$a_{nN} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{iN}(\theta) \cos(n\theta) d\theta \quad (2.2.16)$$

$$b_{nN} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{iN}(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad (2.2.17)$$

si può ricavare il valore efficace delle singole armoniche normalizzate alla componente fondamentale:

$$I_{inN} = \sqrt{a_{nN}^2 + b_{nN}^2} \quad (2.2.18)$$

I limiti imposti dalla normativa sono:

- $\lambda_3 = 0.86$ per la terza armonica;
- $\lambda_5 = 0.61$ per la quinta armonica.

Ora, normalizzando l'ampiezza della terza e della quinta armonica alla fondamentale e riportandole nel grafico seguente, dove sono funzioni del parametro k:

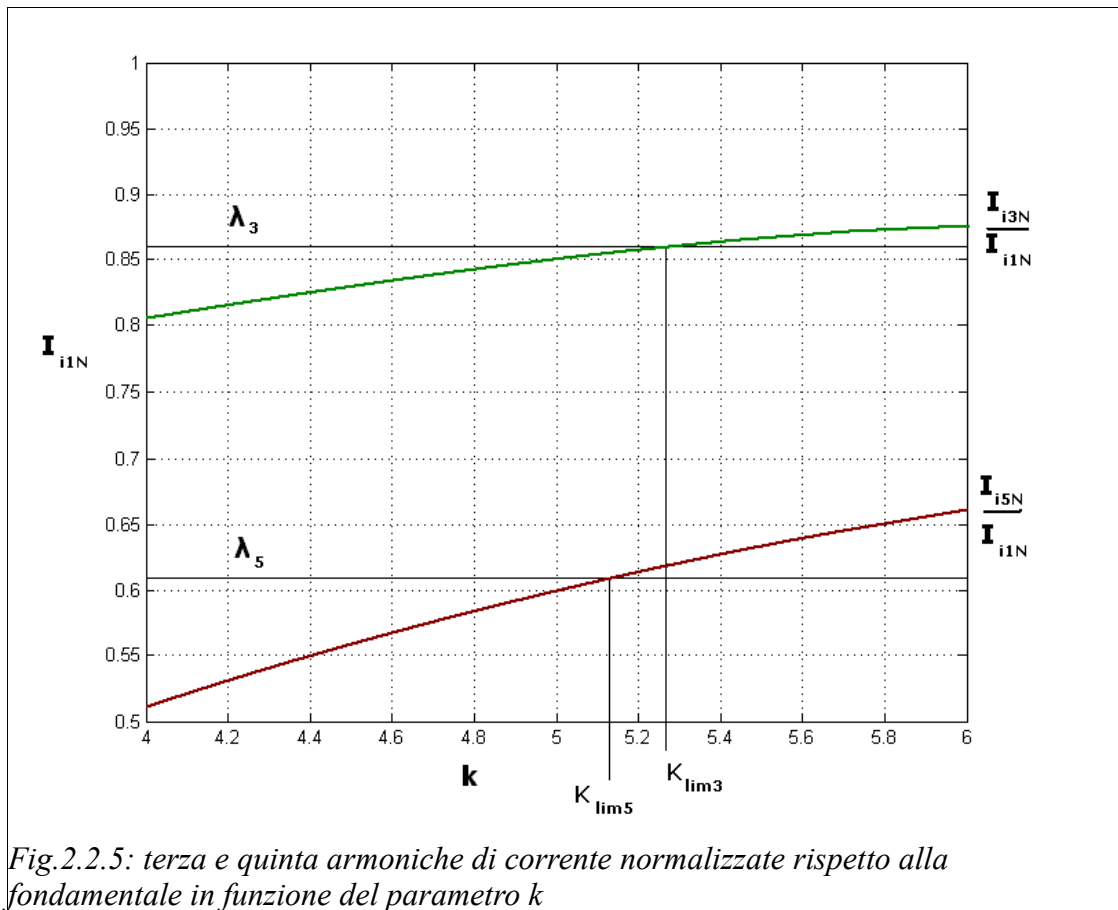


Fig.2.2.5: terza e quinta armoniche di corrente normalizzate rispetto alla fondamentale in funzione del parametro k

Dal grafico si ricavano i parametri k limite per le due armoniche considerate. Il vincolo maggiormente restrittivo è imposto dalla quinta armonica:

$$k_{lim} = \min\{k_{lim3}, k_{lim5}\} = k_{lim5} = 5.14 \quad (2.2.19)$$

Dalla definizione del parametro k data dalla (2.2.3), ne segue:

$$C_{in} = \frac{2k_{lim}}{\omega_i U_i^2} P_{dc} \quad (2.2.20)$$

quindi per l'applicazione in esame, con una potenza assorbita di 8 Watt, con una tensione efficace di rete massima di 230V a 50Hz, il valore massimo del condensatore in ingresso potrà essere:

$$C_{in} = \frac{2 * 5,14}{2\pi * 50 * 325,27^2} * 8 = 2,47 \mu F \quad (2.2.21)$$

Si può concludere che per le lampade allo stato solido possono essere applicati gli stessi criteri progettuali adottati per le lampade compatte a fluorescenza. Quindi l'utilizzo di un convertitore DC/DC in modalità PFC può non essere preso in considerazione per l'applicazione considerata. Si dovrà riuscire, però, a controllare il convertitore in modo tale da compensare il ripple a 100Hz non trascurabile della tensione di ingresso (un centinaio di volt) .

2.3 Convertitore Flyback a mezzo ponte asimmetrico

2.3.1 Introduzione

Una soluzione attualmente diffusa nel mondo della ricerca è il convertitore flyback a mezzo ponte asimmetrico. Questa topologia consente di commutare a tensione nulla con ridotti stress di tensione sugli interruttori. Lo schema circuitale è riportato in figura 2.3.1 e si ottiene modificando il secondario del convertitore LLC a mezzo ponte. Il flyback a mezzo ponte asimmetrico condivide molti vantaggi dell'LLC come il ridotto numero di componenti utilizzati e la facilità di ottenere commutazioni in soft switching.

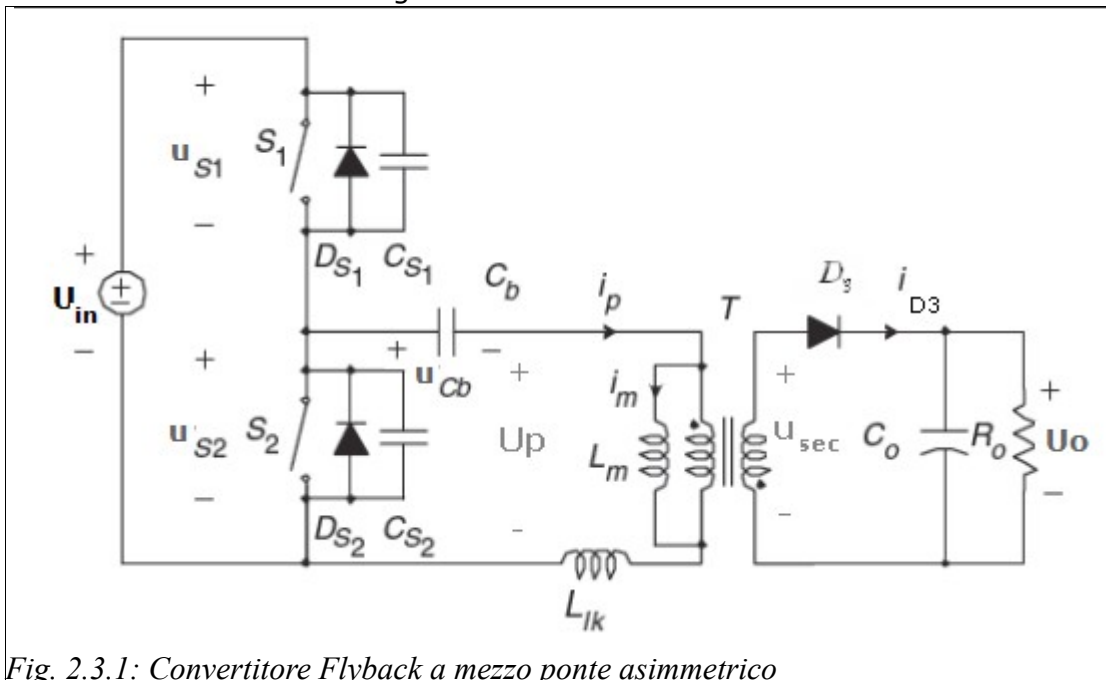


Fig. 2.3.1: Convertitore Flyback a mezzo ponte asimmetrico

2.3.2 Principio di funzionamento

Per descrivere il funzionamento del convertitore si assumono le seguenti ipotesi:

- S_1 inizialmente chiuso e S_2 aperto;
- funzionamento al limite tra modalità continua e discontinua.
- C_o sufficientemente grande da poter trascurare il ripple ai suoi capi.

La tensione media ai capi del trasformatore reale (nel quale, rispetto a quello ideale, si considerano anche gli effetti dell'induttanza di magnetizzazione L_m e di dispersione L_{lk}) deve essere nulla, quindi la tensione media ai capi di C_b è pari a:

$$U_{Cb} \approx U_{in} D \quad (2.3.0)$$

Dove U_{in} rappresenta la tensione di ingresso e D l'intervallo di conduzione dell'interruttore S_1 .

Le forme d'onda relative al funzionamento sono riportate a pagina 36.

2.3.3 Modo 1 [t₀-t₁]

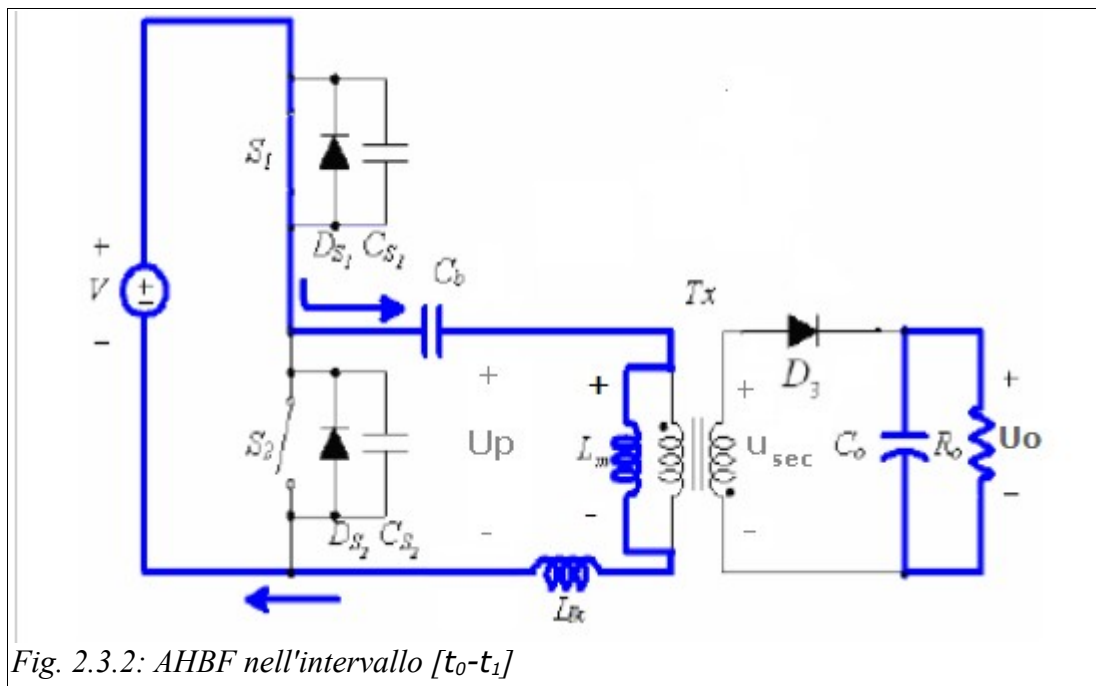


Fig. 2.3.2: AHBF nell'intervallo [t₀-t₁]

All'istante t₀ si ha S₁ acceso, S₂ spento e il diodo di uscita D₃ è polarizzato inversamente, quindi la tensione ai capi dell'induttanza magnetizzante è:

$$U_{Lm} = \frac{U_p}{L_{lk} + L_m} L_m = \frac{U_{in}(1-D)}{L_{lk} + L_m} L_m = \frac{U_{in}(1-D)}{(1+\lambda)} \quad (2.3.1)$$

dove $\lambda = \frac{L_{lk}}{L_m}$ (2.3.2)

La serie di C_b, L_m e L_{lk} forma una rete risonante con frequenza di risonanza:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_b(L_m + L_{lk})}} \quad (2.3.3)$$

di gran lunga inferiore alla frequenza di commutazione e quindi con periodo di risonanza tale da poter considerare lineare l'andamento della corrente a primario (inizialmente negativa):

$$i_p(t) \approx i_p(t_0) + \frac{U_{in}(1-D)}{L_m + L_{lk}}(t - t_0) \quad (2.3.4)$$

Non avendo trasferimento di energia a secondario, la corrente a primario i_p(t) coincide con la corrente magnetizzante circolante sull'induttanza L_m, che sta pertanto accumulando energia. All'istante t₁ si va ad aprire l'interruttore S₁, la velocità di salita della tensione ai suoi capi viene limitata dalle capacità parassite in parallelo agli interruttori.

2.3.4 Modo 2 [t₁-t₂]

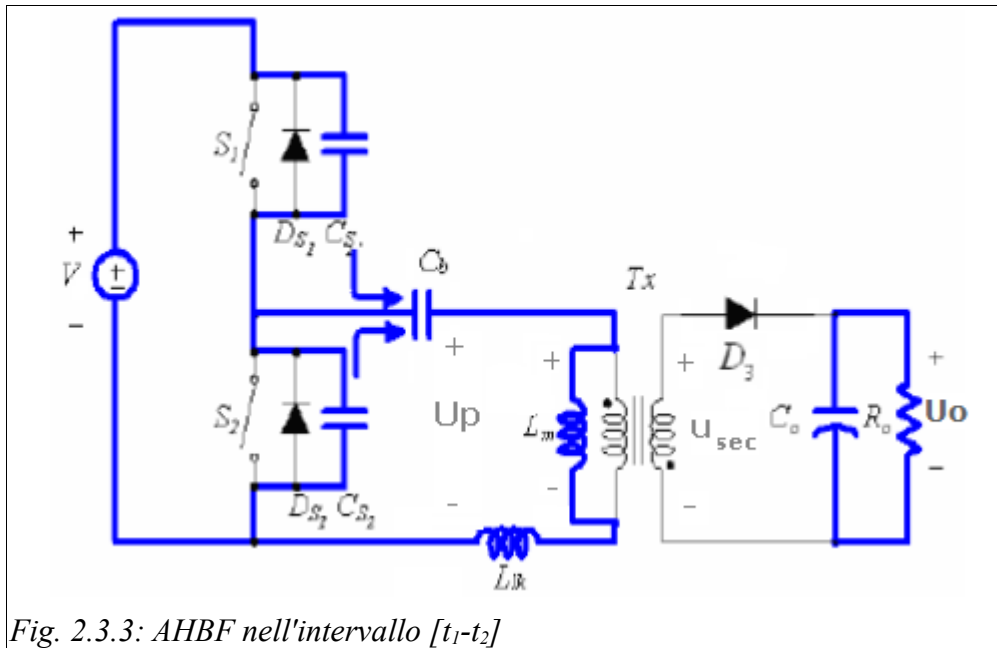


Fig. 2.3.3: AHBF nell'intervallo [t₁-t₂]

All'istante t₁ si ha che la corrente a primario scarica la capacità parassita C_{s2} e carica la capacità C_{s1}, di conseguenza la tensione a primario e ai capi dell'induttanza di magnetizzazione calano.

Se durante la commutazione in esame, in un certo istante risulta soddisfatta l'eguaglianza:

$$U_{S2} = U_{Cb} - U_0(1+\lambda)n_{12} \quad (2.3.5)$$

la tensione a secondario U_{sec} risulta:

$$U_{sec} = -\frac{U_p}{(1+\lambda)n_{12}} = -\frac{U_{Lm}}{n_{12}} = -\frac{U_{S2} - U_{Cb}}{(1+\lambda)n_{12}} \quad (2.3.6)$$

che grazie alla (2.3.5) si può riscrivere come:

$$U_{sec} = -\frac{U_{S2} - U_{Cb}}{(1+\lambda)n_{12}} = -\frac{-U_0(1+\lambda)n_{12}}{(1+\lambda)n_{12}} = U_0 \quad (2.3.7)$$

La tensione ai capi del diodo D₃ U_{D3} = U_{sec} - U₀, pertanto, si annulla portando in conduzione il diodo con una corrente:

$$i_{D3} = n_{12}(i_p - i_m) \quad (2.3.8)$$

Dopo tale istante, la scarica di C_{s2} e la carica di C_{s1} avvengono per risonanza tra C_b e L_{lk} portando a zero la tensione V_{S2} all'istante t₂.

2.3.5 Modo 3 [t₂-t₃]

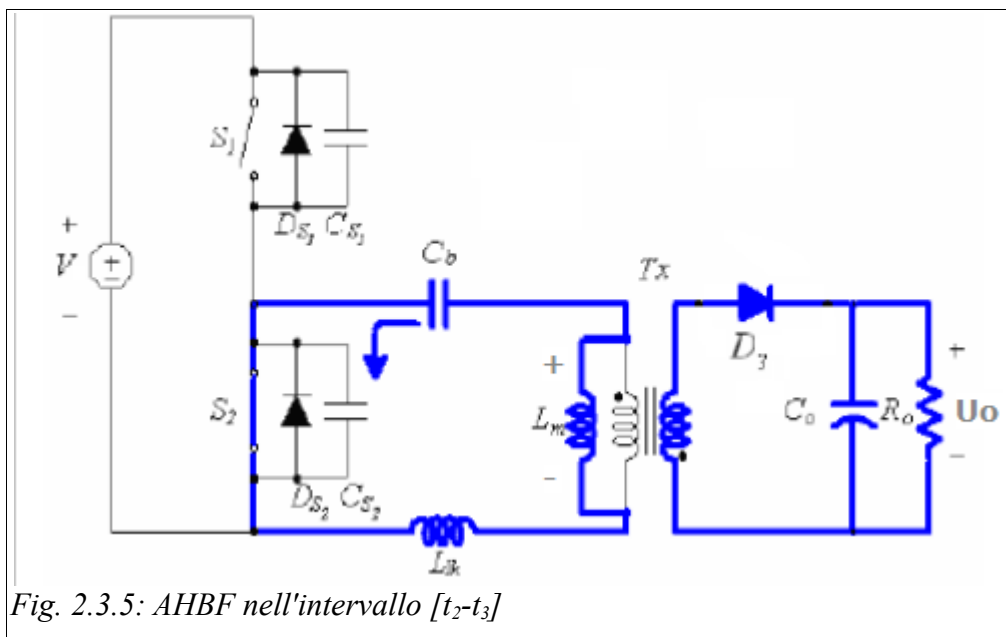


Fig. 2.3.5: AHBF nell'intervallo [t₂-t₃]

In questa fase si ha che S₁ è spento e S₂ si è acceso, il diodo di uscita sta conducendo e quindi, si ha il trasferimento di energia verso l'uscita. La tensione ai capi dell'induttanza di magnetizzazione rimane fissa a $U_{Lm} = -U_0 n_{12}$. L'induttanza di dispersione forma una rete risonante serie con il condensatore C_b, e la frequenza di risonanza:

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_b L_{lk}}} \quad (2.3.9)$$

risulta essere confrontabile con quella di commutazione, non è quindi possibile ricorrere ad un'approssimazione lineare (come fatto in precedenza nel 'MODO 1') per descrivere l'andamento della corrente a primario, la quale avrà il comportamento tipico relativo alla condizione di risonanza serie:

$$i_p(t) \approx I_{pMAX} \cos \omega_r(t-t_2) + \frac{U_0 n_{12} - U_{in} D}{Z_r} \sin \omega_r(t-t_2) \quad (2.3.10)$$

dove:

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_b}} \quad (2.3.11)$$

e I_{pMax} è il massimo valore della corrente a primario coincidente con il massimo valore della corrente nell'induttanza di magnetizzazione I_{mMax}.

La corrente magnetizzante continua invece a calare, con andamento che si può considerare in prima approssimazione lineare, a causa della tensione costante applicata ai capi di L_m :

$$i_m(t) \approx I_{mMAX} - U_0 \frac{n_{12}}{L_m} (t - t_2) \quad (2.3.12)$$

2.3.6 Modo 4 [t_3-t_4]

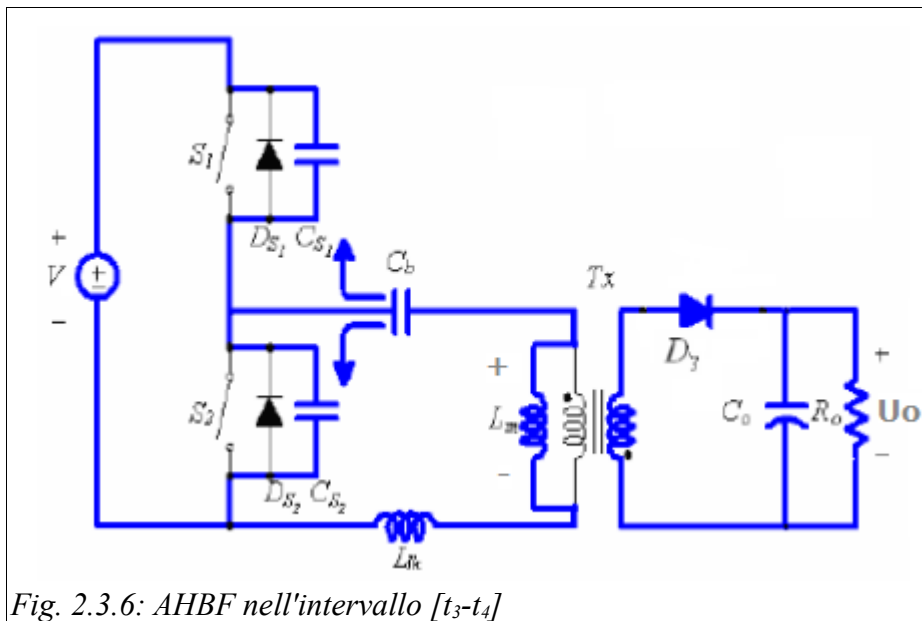


Fig. 2.3.6: AHBF nell'intervallo [t_3-t_4]

All'istante t_4 si è spento l'interruttore S_2 , la corrente a primario inizia a caricare la capacità C_{s2} e a scaricare C_{s1} . C_{s2} funge da snubber e limita la velocità di salita ai capi di S_2 consentendone lo spegnimento a tensione nulla.

2.3.7 Modo 5 [t_4-t_5]

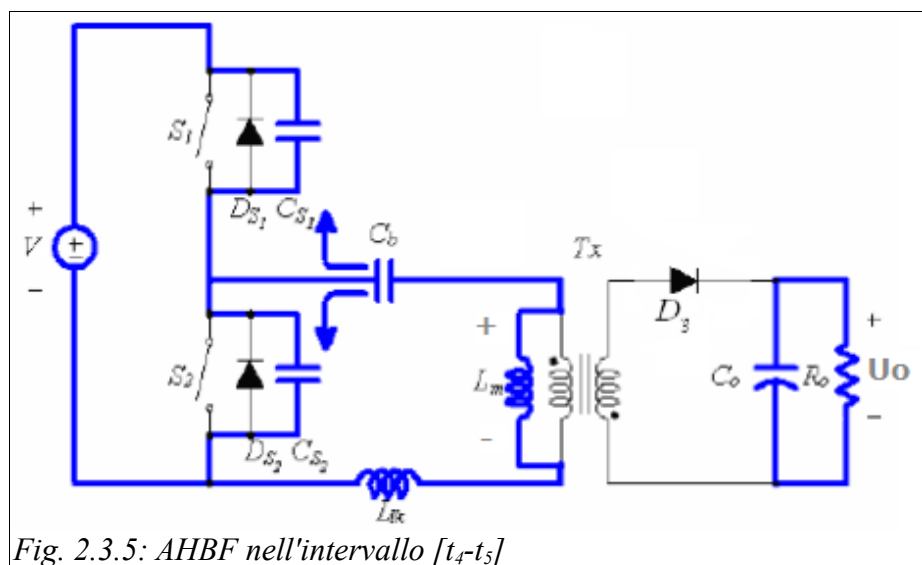


Fig. 2.3.5: AHBF nell'intervallo [t_4-t_5]

In questo intervallo temporale entrambi gli interruttori sono spenti.

All'istante t_4 la corrente risonante a primario (i_p) eguaglia quella magnetizzante (i_m) provocando l'annullamento della corrente a secondario ($i_{D3} = n_{12}(i_p - i_m)$) e quindi lo spegnimento del diodo di raddrizzamento. Da tale istante la corrente a primario e la corrente magnetizzante coincidono.

2.3.8 Modo 6 [t_5-t_6]

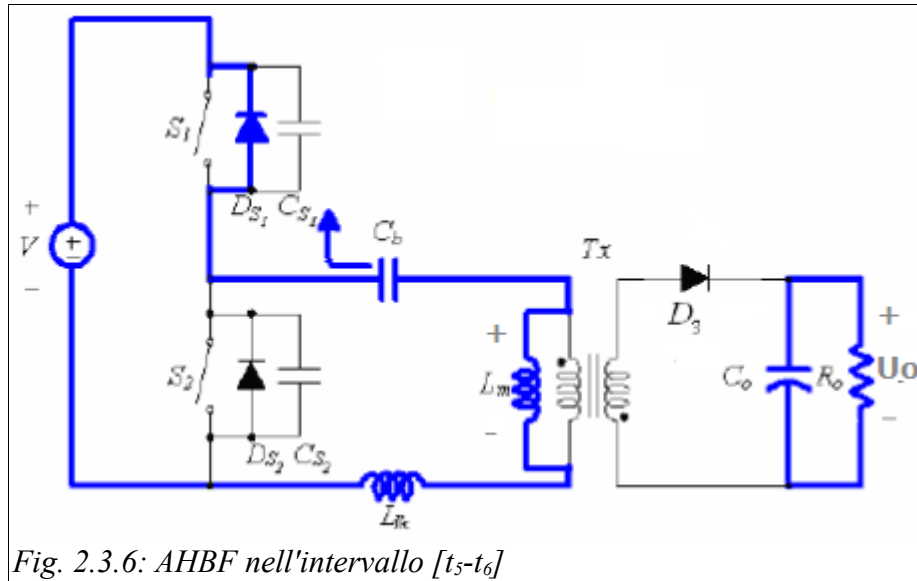


Fig. 2.3.6: AHBF nell'intervallo [t_5-t_6]

All'istante t_5 la tensione ai capi di C_{S2} eguaglia la tensione di ingresso mentre quella ai capi di C_{S1} si annulla, il diodo D_{S1} conduce la corrente a primario, che cresce con lo stesso andamento del "modo 1" a causa della tensione $U_p = U_{in}(1-D)$ applicata ai capi della serie L_{lk} e L_m .

Prima che la corrente a primario diventi positiva si può accendere l'interruttore S_1 a tensione nulla (si accende all'istante $t_6=t_0$).

Ora, trascurando i tempi morti in cui si caricano e scaricano le capacità parassite, si può ricavare il rapporto di conversione nel funzionamento al limite tra modalità continua e discontinua. Facendo un bilancio delle tensioni a primario si può scrivere:

$$\frac{L_m}{L_m + L_k} (U_{in} - U_{Cb}) D = n_{12} U_o (1 - D) \quad (2.3.13)$$

da cui si ricava:

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D}{n_{12}(1 + \lambda)} \quad (2.3.14)$$

Bisogna poi osservare che, dovendo essere la corrente media sul condensatore di risonanza nulla, la corrente a primario dovrà avere media nulla:

$$\int_0^{T_s} i_p(t) dt = 0 \quad (2.3.15)$$

ne segue che, ragionando in termini di valori medi:

$$n_{12}(I_m - I_p) = n_{12}\left(I_m - \int_0^{T_s} i_p(t) dt\right) = I_0 \quad (2.3.16)$$

quindi:

$$I_m = \frac{I_0}{n_{12}} \quad (2.3.17)$$

in particolare:

$$I_{mMIN} \approx \frac{I_0}{n_{12}} - \frac{U_0(1-D)T_s}{2n_{12}L_m} \quad (2.3.18)$$

$$I_{mMax} \approx \frac{I_0}{n_{12}} + \frac{U_0(1-D)T_s}{2n_{12}L_m} \quad (2.3.19)$$

2.3.9 Forme d'onda

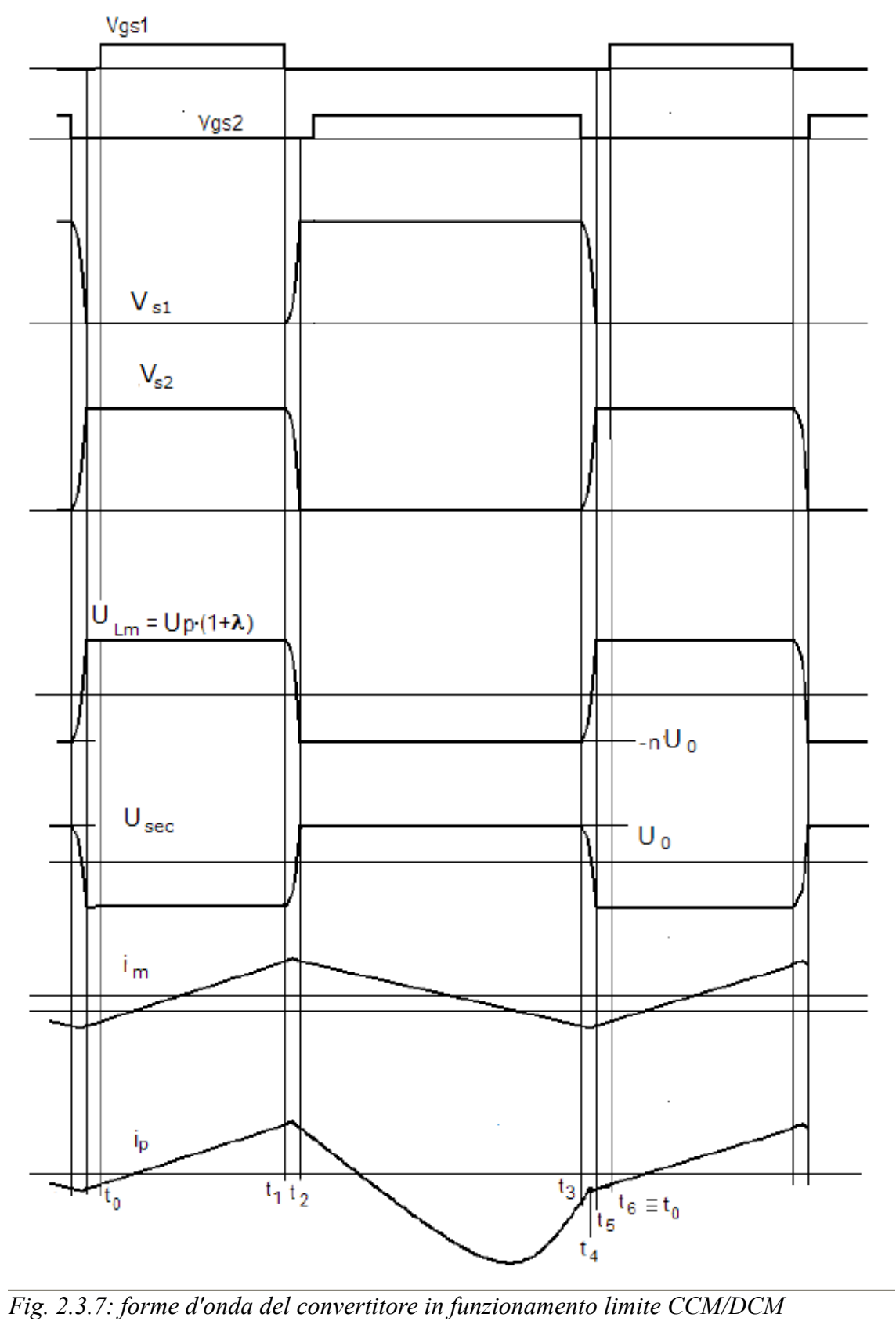


Fig. 2.3.7: forme d'onda del convertitore in funzionamento limite CCM/DCM

2.4 Cenni sul dimensionamento del convertitore utilizzato

Vengono ora riportate le parti salienti relative al primo dimensionamento del convertitore; nel capitolo successivo si entrerà maggiormente nel dettaglio parallelamente alla spiegazione delle migliorie che verranno apportate.

In corrispondenza del valore di capacità di ingresso, ottenuto dalla (2.2.21), la tensione in ingresso può variare tra i 200V e i 325V, pertanto il convertitore deve essere in grado di lavorare entro questo range.

Il dimensionamento è stato quindi effettuato (mantenendo un piccolo margine di sicurezza) considerando tensioni di alimentazione tra i 200V e i 350V per una frequenza di lavoro di 500kHz.

La tensione da fornire in uscita in modo da ottenere una corrente di carico di 350mA, è:

$$U_0 = N_{LED} (\Delta V_{LED} + R_{LED} I_0) \approx 16V \quad (2.4.1)$$

Ora, imponendo il funzionamento al limite tra modalità continua e discontinua, in corrispondenza di una tensione di alimentazione continua pari a 200V, con duty-cycle del 60% (percentuali maggiori ridurrebbero eccessivamente l'intervallo di trasferimento di energia al carico), dalla (2.3.14) si è potuto ricavare il rapporto spire del trasformatore:

$$n_{12} = \frac{U_{in}}{U_0} \frac{D}{(1+\lambda)} \approx 7,3 \quad (2.4.2)$$

Utilizzando la (2.3.18) e considerando la corrente di switching minima costante durante l'intervallo di commutazione:

$$I_{SWmin} = \frac{2C_{ds} U_{in}}{t_D} \approx 143mA \quad (2.4.3)$$

si è quindi calcolata l'induttanza di magnetizzazione:

$$L_{mMAX} = \frac{n_{12} U_0 (1-D)}{2f_{sw} \left(\frac{I_0}{n_{12}} + I_{SWmin} \right)} \approx 242 \mu H \quad (2.4.4)$$

Se si considera un rapporto tra l'induttanza di dispersione e la magnetizzante pari a qualche punto percentuale ($\lambda=0.035$) si ottiene:

$$L_{lk} = \lambda L_m \approx 8,47 \mu H \quad (2.4.5)$$

Per dimensionare il condensatore di risonanza si osservi il "modo 3" del funzionamento studiato in precedenza. Si ha che la corrente a primario è:

$$i_p(t) = I_{pMAX} \cos \omega_r(t-t_2) + \frac{U_0 n_{12} - U_{in} D}{Z_r} \sin \omega_r(t-t_2) \quad (2.4.6)$$

in particolare a t_2 si ha:

$$i_p(t_2) = I_{pMAX} = I_{mMAX} \approx \frac{I_0}{n_{12}} + \frac{n_{12} U_0 (1-D)}{2f_s L_m} \quad (2.4.7)$$

Nell'ipotesi di funzionamento al limite, quando si spegne l'interruttore basso il diodo di raddrizzamento si interdice, quindi si impone:

$$t_4 - t_2 = (1-D) T_s \quad \text{e} \quad i_p(t_4) = I_{mMIN}$$

quindi ci si riconduce alla seguente equazione che consente di ricavare la pulsazione di risonanza:

$$\left[\frac{I_0}{n_{12}} + \frac{n_{12} U_0 (1-D)}{2f_s L_m} \right] \cos \omega_r(t_4 - t_2) + \frac{U_0 n_{12} - U_{in} D}{Z_r} \sin \omega_r(t_4 - t_2) = \frac{I_0}{n_{12}} + \frac{n_{12} U_0 (1-D)}{2f_s L_m} \quad (2.4.8)$$

Con l'ausilio di Matlab si è tracciata la funzione:

$$Y(\omega_R) = \left(\frac{L_m I_0}{n_{12}^2 U_0} \right) \cos(\omega_R t_{off}) - \frac{1}{\omega_R} \sin(\omega_R t_{off}) - \frac{L_m I_0}{n_{12}^2 U_0} + \frac{t_{off}}{2} \quad (2.4.9)$$

ottenuta portando tutti i termini di (2.4.8) al primo membro e moltiplicandoli per $\frac{L_m}{n_{12} U_0}$ e si è osservato a che pulsazione avviene l'attraversamento per lo zero.

Per ricavare il valore della pulsazione di risonanza si è poi eguagliata a zero la funzione:

$$Y(\omega_R) = \left(\frac{L_m I_0}{n_{12}^2 U_0} \right) \cos(\omega_R t_{off}) - \frac{1}{\omega_R} \sin(\omega_R t_{off}) - \frac{L_m I_0}{n_{12}^2 U_0} + \frac{t_{off}}{2} \quad (2.4.6)$$

si è ricavato quindi il valore di capacità del condensatore di risonanza:

$$C_B = \frac{1}{\omega_R^2 L_{lk}} \approx 6nF$$

Il trasformatore è stato realizzato con un nucleo EFD15/8/5 in ferrite N97, i valori di induttanza (L_m e L_{lk}) ottenuti tramite misure sperimentali sono leggermente diversi da quelli calcolati; nello specifico si ha:

- $L_m = 222,5 \mu H$;
- $L_{lk} = 8,3 \mu H$.

Utilizzando tali valori è stato possibile ricalcolare il valore della capacità del condensatore di risonanza (C_b) per il quale si è scelto infine il valore commerciale di 6,8nF.

Per pilotare gli interruttori del mezzo ponte sono necessari due segnali complementari, con duty-cycle regolabile e adeguati tempi morti.

A tal scopo si è utilizzato il controllore PWM integrato UC3824, il quale, elaborando il segnale ottenuto dal confronto tra la modulante fornita in ingresso e la portante a dente di sega, fornisce in uscita due segnali logici complementari di ampiezza pari alla tensione di alimentazione dell'integrato.

E' così possibile, tramite l'utilizzo del driver NCP5106, pilotare i gate dei mosfet del mezzo ponte nel modo desiderato, grazie anche all'impiego di due reti RCD (interposte ai due integrati) che permettono di regolare i tempi morti in modo adeguato (vedi fig. 2.4.2).

2.4.1 Schemi elettrici

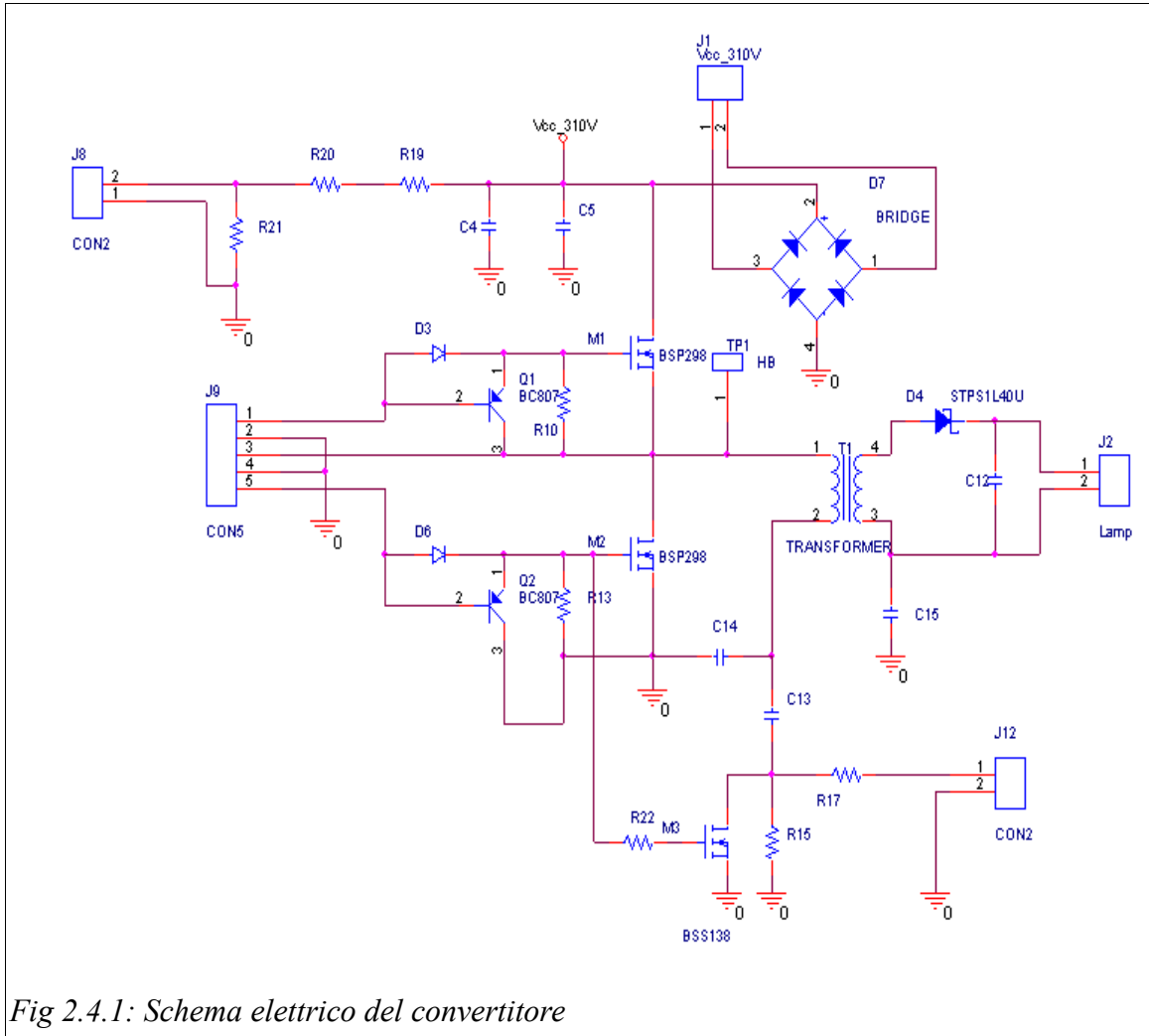


Fig 2.4.1: Schema elettrico del convertitore

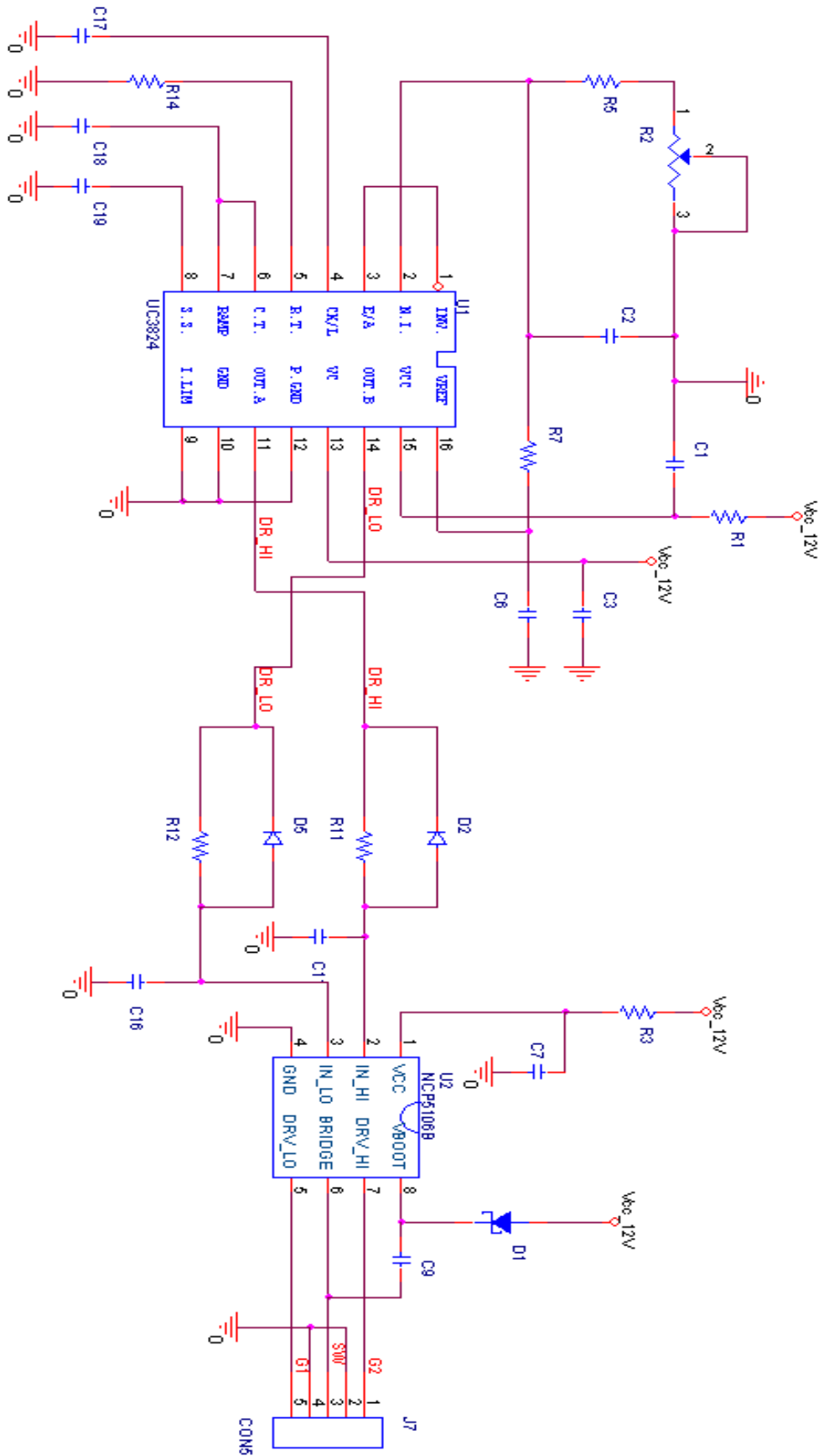


Fig. 2.4.2: Schema elettrico del controllo

M1,M2=BSP298	Q1,Q2=BC807	M3=BSS198	D3,D6=1N4148
C1=100nF	C2=220nF	C3=100nF	C4,C5=1uF 400V
C6,C7=100nF	C9=150nF	C11,C16=47pF	C12=4,7uF
C13=680pF	C14=6,8nF	C17,C18=470pF	C19=10uF
R1,R3=10Ω	R2=T 10KΩ	R4=50Ω	R7=12K
R11,R12=12KΩ	R10,R13=4,7KΩ	R14=T 10KΩ	R15=47Ω
R17=1KΩ	R19=1MΩ	R20=470KΩ	R21= T 2,2KΩ
R22=3,3Ω	C23=2,2uF		

Tab.2.4.1: Lista componenti

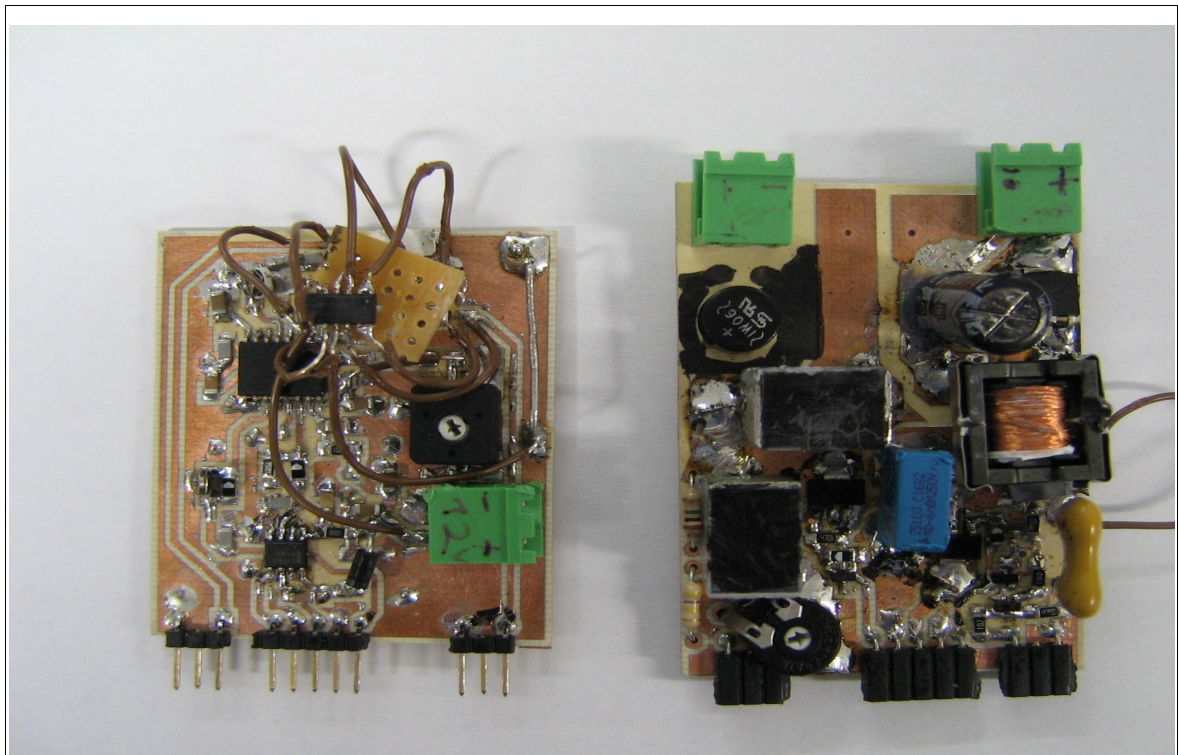


Fig. 2.4.3: Foto del circuito

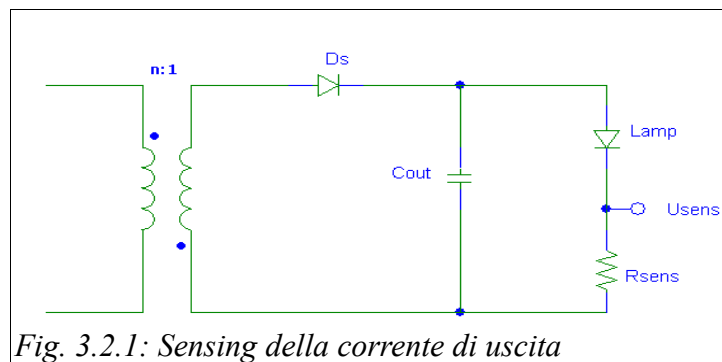
Capitolo 3
Controllo del convertitore

3.1 Introduzione

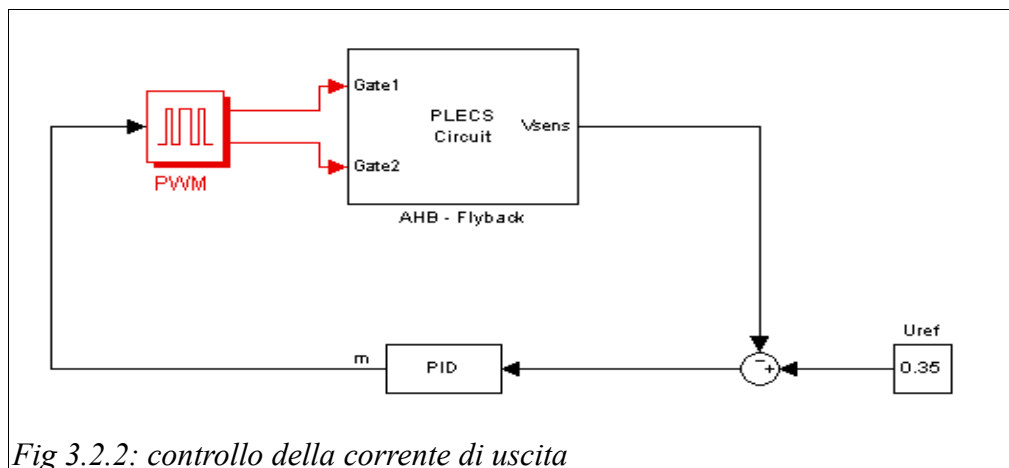
Sia per quanto prescritto dalle normative, sia per limitare gli ingombri del convertitore, per stabilizzare la tensione raddrizzata è necessario utilizzare un condensatore di capacità ridotta. Questa condizione costringe ad accettare un ripple della tensione di ingresso di valore molto elevato (centinaia di volt) quindi è necessario ottimizzare il controllo al fine di ridurre al minimo gli effetti di questo ripple sulla corrente di uscita.

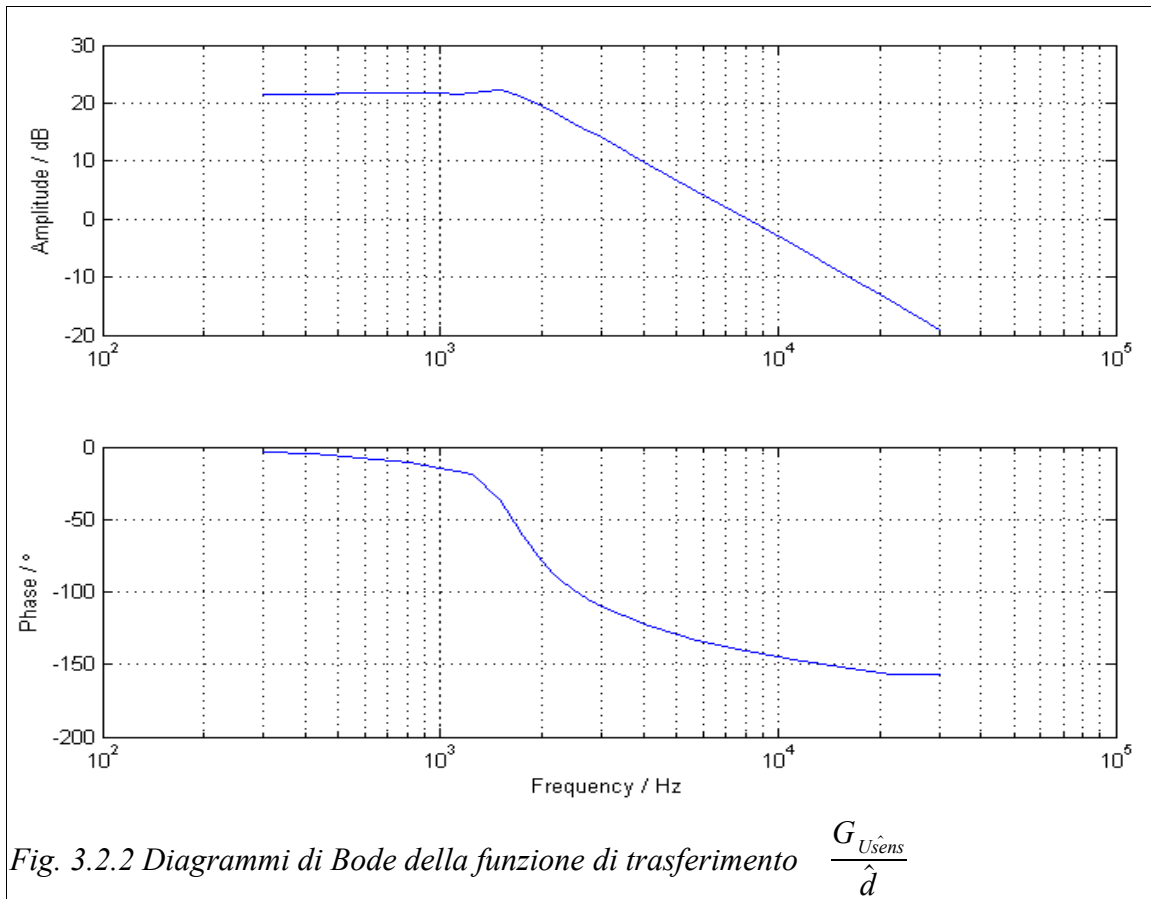
3.2 Controllo diretto della corrente di uscita

La soluzione più semplice che si possa realizzare è il controllo diretto su una grandezza di uscita. In serie alla lampada si è inserita una resistenza da 1Ω e poi si va a misurare la caduta di potenziale ai suoi capi. Il segnale così ottenuto va confrontato con un riferimento, in questo caso $0,35V$, per avere una corrente di uscita di $350mA$.



Per poter poi dimensionare il regolatore adeguato si va a calcolare la funzione di trasferimento tra tensione di sensing e perturbazione sul duty-cycle. A causa della complessità del calcolo si è preferito servirsi dell'ausilio di un tool di Matlab in grado di ricavare la funzione di trasferimento tra le grandezze volute e poi plottare i diagrammi di Bode. Lo schema di controllo risulterà poi:





La funzione di trasferimento risulta del quarto ordine, con due poli complessi coniugati alla frequenza 1,25kHz e altri due poli complessi coniugati a frequenza elevata (oltre 1,5MHz) che non compaiono nel grafico.

$$\frac{G_{U_{\hat{s}ens}}}{\hat{d}} \approx \frac{K_B}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right)} \quad (3.2.1)$$

con:

- $\omega_0 = 7,854 * 10^3 \text{ rad/s};$
- $Q = 1,0665;$
- $K_B = 12,12.$

Si è scelto un controllore di tipo PID, con margine di fase di 65° e frequenza di attraversamento a 10kHz.

Come era facile prevedere il ripple sulla corrente di uscita risulta molto basso (circa il 4%)

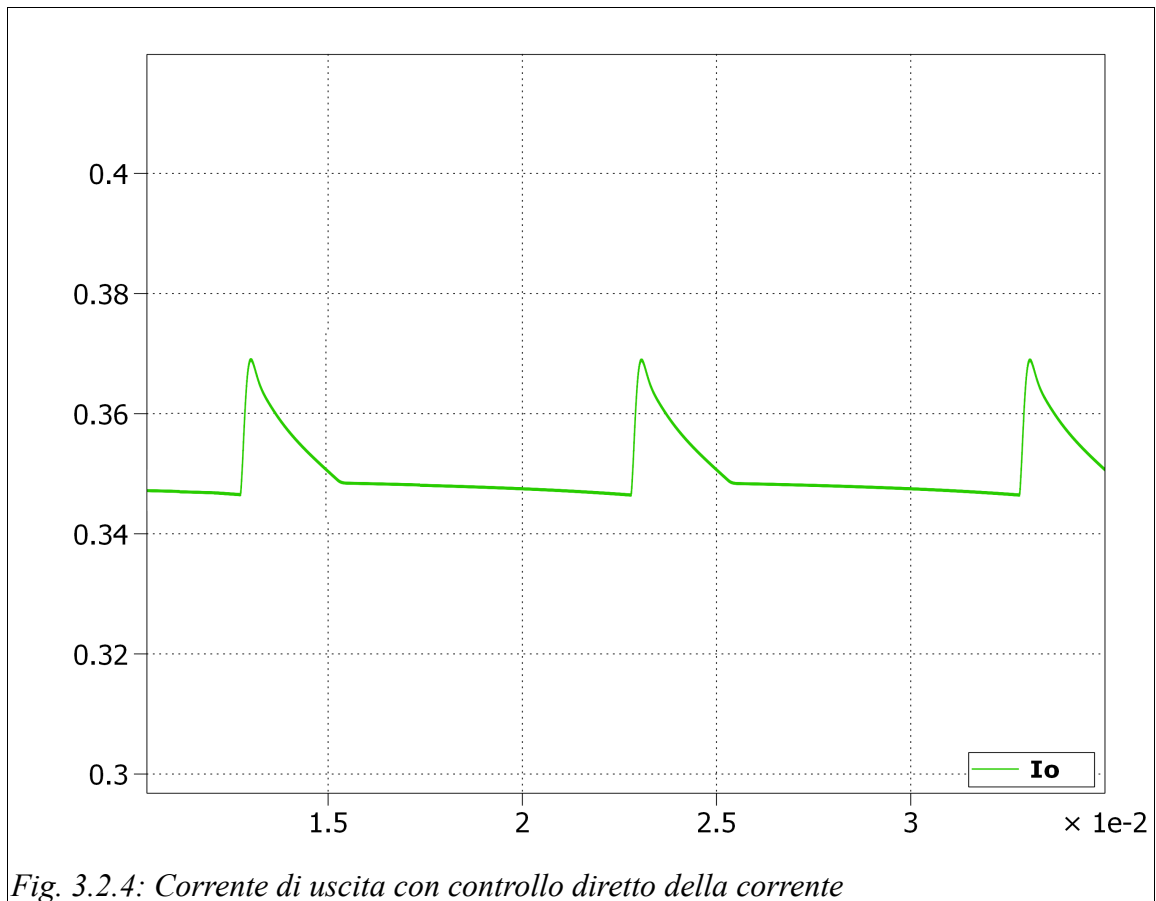


Fig. 3.2.4: Corrente di uscita con controllo diretto della corrente

La scelta di adottare il controllo diretto sull'uscita è stata immediatamente abbandonata: l'isolamento galvanico tra primario e secondario implica la necessità di isolare anche il segnale di sensing. Per poter realizzare questo isolamento si dovrebbe usare un foto-acoppiatore, introducendo una maggiore complessità sul circuito con un conseguente aumento dei costi. Un altro svantaggio dato da questa soluzione è l'impiego di una resistenza per il sensing, seppur di valore basso, in uscita che va ad introdurre un'ulteriore dissipazione di potenza nel circuito. Si è quindi deciso di indagare ulteriormente al fine di trovare altre valide soluzioni che consentano comunque un buon controllo della corrente di uscita.

3.3 Controllo Feed-Forward

Per controllare la tensione ai capi del carico è possibile evitare di utilizzare anelli di retroazione. Considerando il funzionamento al limite tra modalità continua e discontinua, il rapporto di conversione ricavato è:

$$\frac{U_0}{U_{in}} = \frac{D}{n_{12}} \frac{L_m}{L_m + L_{lk}} = \frac{D}{n_{12}(1 + \lambda)} \quad (3.3.1)$$

quindi sarebbe sufficiente correggere il duty-cycle basandosi sulla conoscenza della tensione di ingresso e implementando così un controllo di tipo feed-forward. Vale la pena quindi analizzare l'andamento del duty-cycle in funzione della modulante e dell'ampiezza della portante.

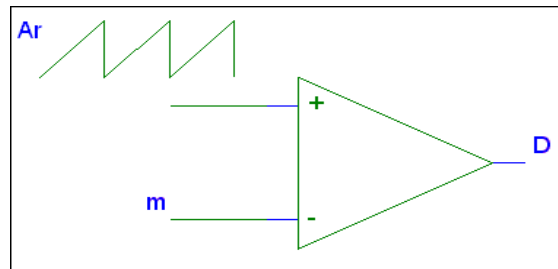


Fig. 3.3.1: modulatore PWM

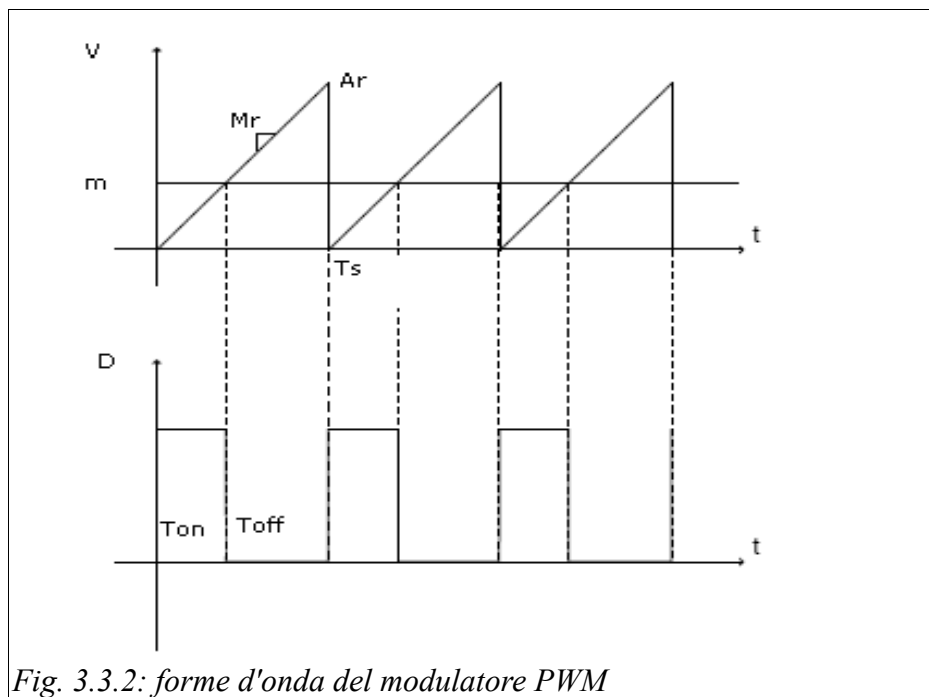


Fig. 3.3.2: forme d'onda del modulatore PWM

Dalle immagini, A_r è l'ampiezza della rampa, M_r la pendenza. E' facile quindi ricavare che:

$$M_r = \frac{A_r}{T_s} \quad (3.3.2)$$

$$T_{on} = DT_s = \frac{m}{A_r} T_s \quad (3.3.3)$$

da cui si ricava:

$$D = \frac{m}{A_r} \quad (3.3.4)$$

Pertanto, per realizzare un controllo di tipo feed-forward, si mantiene costante la modulante e si va a variare l'ampiezza della portante A_r proporzionalmente alla tensione di ingresso.

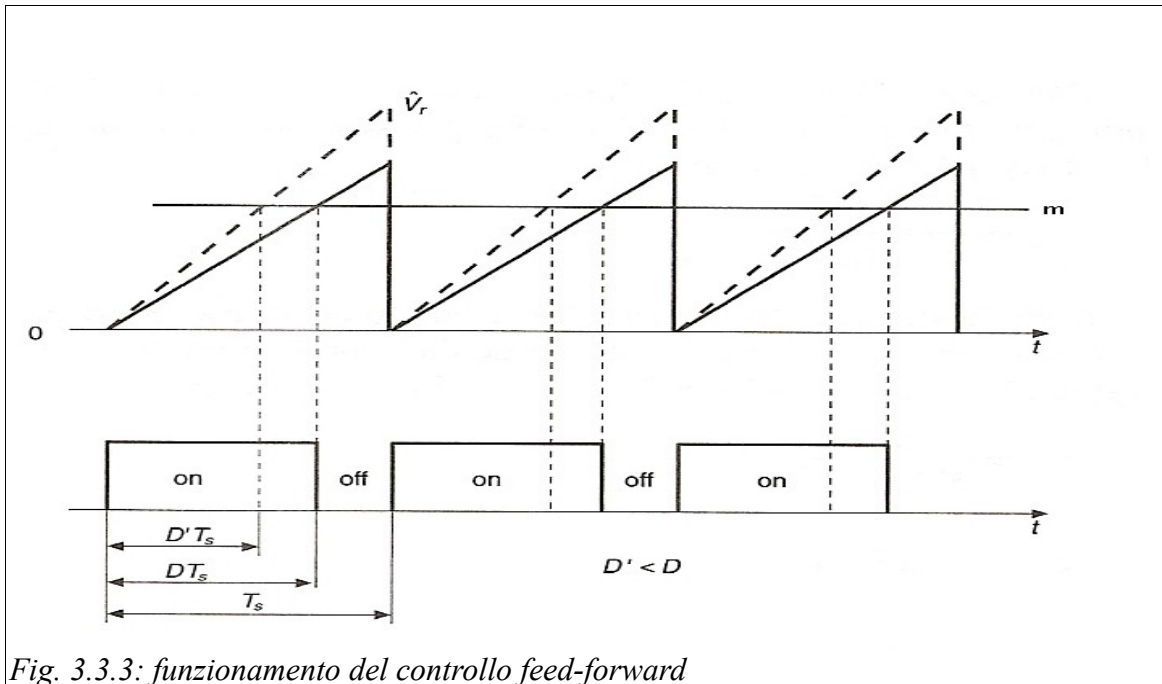


Fig. 3.3.3: funzionamento del controllo feed-forward

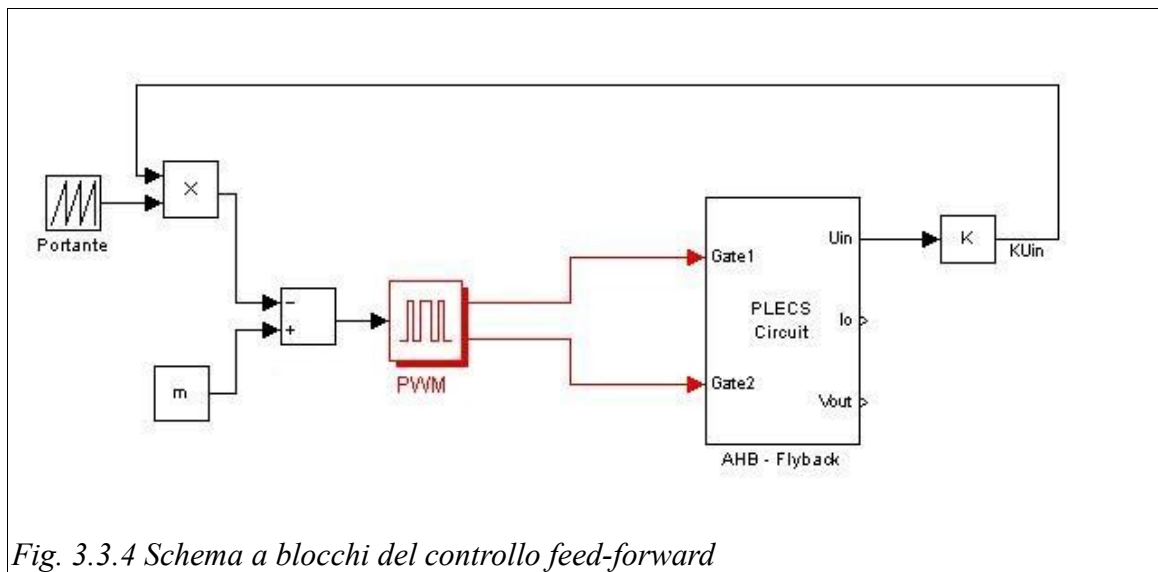


Fig. 3.3.4 Schema a blocchi del controllo feed-forward

Chiamando R il coefficiente di ripple normalizzato rispetto alla tensione di centro range:

$$R = \frac{U_{in}}{U_{inC}} \quad (3.3.5)$$

R sarà anche il fattore di proporzionalità che andrà poi a modificare l'ampiezza della modulante quindi:

$$U_{in} = U_{inC} R \quad (3.3.6)$$

$$U_o = \frac{(U_{inC} R) D}{n_{12}(1+\lambda)} \quad \text{e} \quad D = \frac{m}{A_r} \quad \text{con} \quad A_r = 1 * R$$

si ha che:

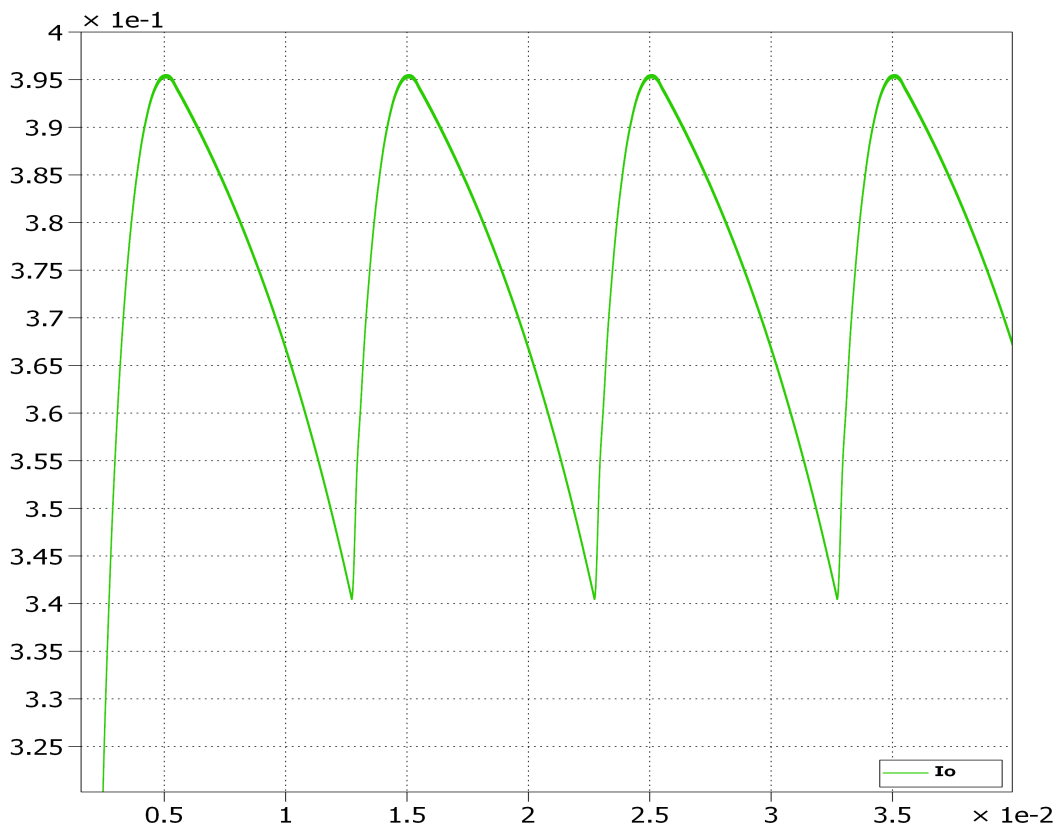
$$U_o = \frac{(U_{inC} R) m}{n_{12}(1+\lambda) R} = \frac{U_{inC}}{n_{12}(1+\lambda)} \quad (3.3.7)$$

quindi la tensione di uscita non va più a dipendere dalla variazione della tensione di ingresso.

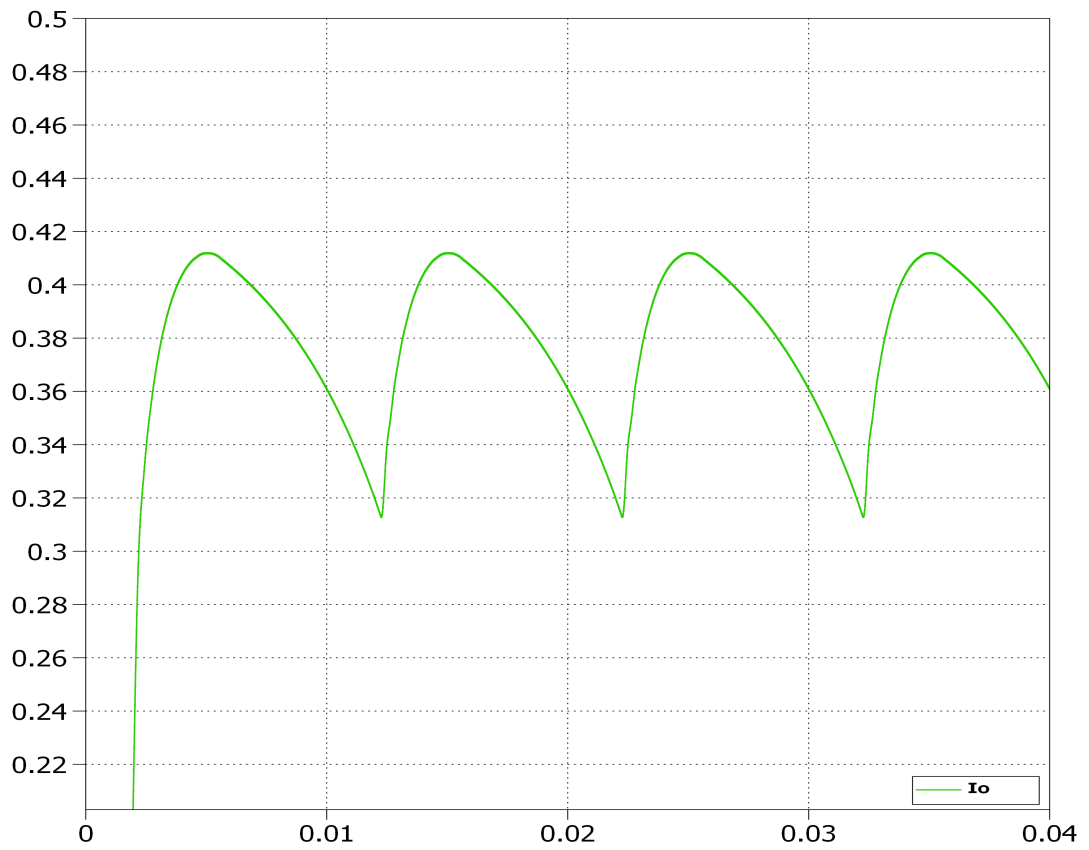
Tramite Simulink si sono fatte diverse simulazioni del circuito con tensione di rete 220V_{RMS} e modificando la capacità del condensatore di ingresso.

C _{in} [uF]	ΔU _{in} [V]	U _{inC} [V]	K _{Uin}	D
2,2	77	272,5	0,3670	42,7%
1,5	107	257,5	0,3883	45,2%
1	154	234	0,4274	51,5%

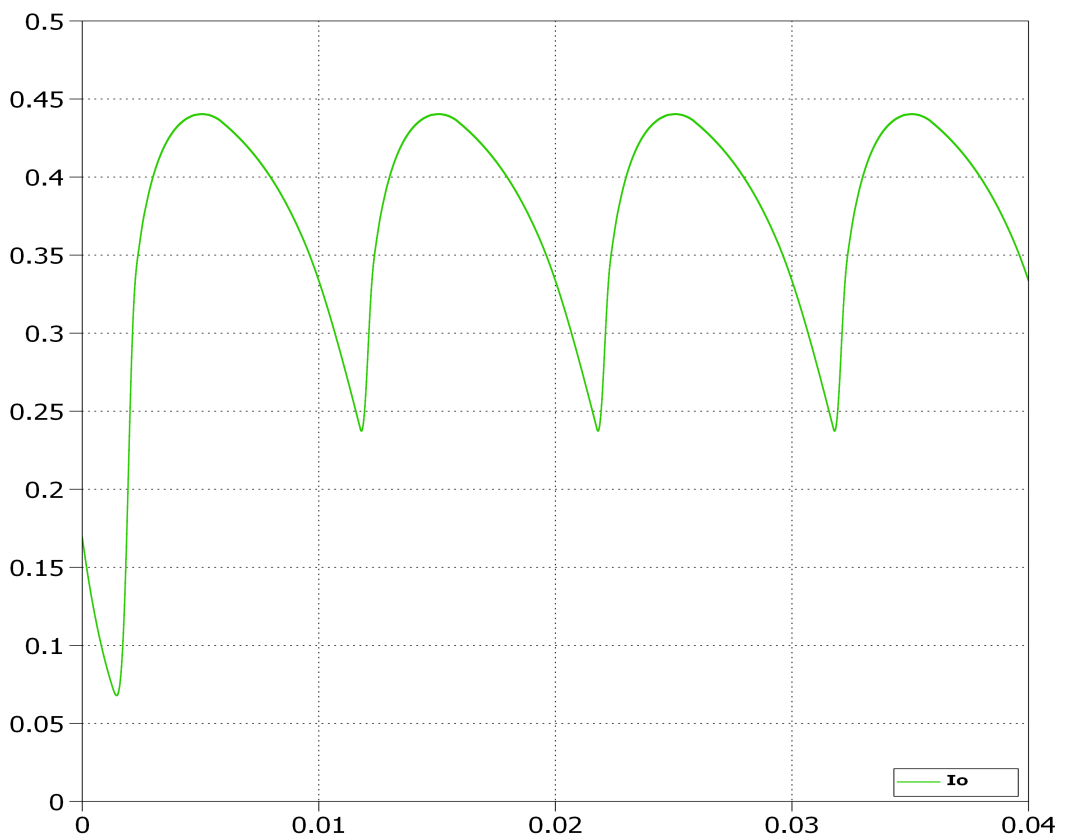
Tab. 3.3.1: parametri per il funzionamento in feed forward



3.3.5: Corrente di uscita con controllo feed-forward e condensare di ingresso di 2,2uF



3.3.6: Corrente di uscita con controllo feed-forward e condensatore di ingresso di 1,5 μF



3.3.7: Corrente di uscita con controllo feed-forward e condensatore di ingresso di 1 μF

La tabella seguente riporta i valori di ripple sulla corrente di uscita per ogni condensatore.

C_{in} [uF]	ΔI_o [mA]
2,2	47
1,5	105
1	210

Tab. 3.3.2: ripple di uscita con i diversi condensatori

Dallo studio teorico si era arrivati a dire che la tensione, e quindi la corrente di uscita, non subivano variazioni. Questo vale solamente se si lavora alla condizione limite tra il funzionamento continuo e discontinuo, cosa che nella realtà accade solo in un punto di lavoro. Gli stati topologici attraversati invece sono molteplici e quindi l'andamento del duty-cycle non è lineare in tutto il range di variazione della tensione in ingresso, come invece si era ipotizzato.

Sempre tramite l'ausilio di Simulink ci si è ricavati i valori che del duty-cycle deve assumere per avere una corrente di uscita di 350 mA al variare della tensione in ingresso.

U_{in} [V]	D[%]
200	58,40
250	46,12
275	41,73
300	38,15
350	31,55

Tab. 3.3.3: duty-cycle vs U_{in}

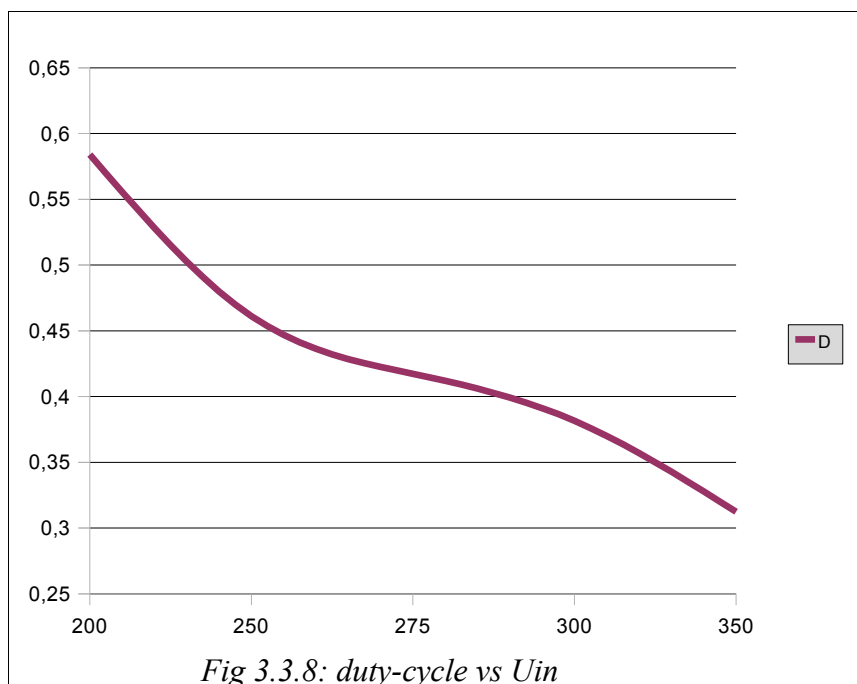


Fig 3.3.8: duty-cycle vs U_{in}

Dal grafico si può vedere che l'andamento del duty-cycle non è lineare, quindi il controllo feed-forward non riesce a compensare in modo preciso, producendo così un ripple sulla corrente di uscita. Un ripple proporzionale al ripple della tensione in ingresso.

Dall'analisi fatta su questo controllo si capisce che è possibile regolare la tensione di uscita in funzione del valore che assume la tensione in ingresso, quindi la corrente di uscita avrà un andamento proporzionale alla tensione solo se il carico non cambia il comportamento al variare delle condizioni operative del circuito (temperatura di lavoro). Considerando però che la caratteristica corrente-tensione dei led è di tipo esponenziale e varia con la temperatura, aggiungendo inoltre la presenza di elementi parassiti non considerati, si può dedurre che un controllo di questo tipo porterebbe ad una maggiore imprecisione.

Per ottenere quindi un buon controllo delle grandezze in uscita è necessario ricorrere ad un controllo in retroazione; non volendo però utilizzare il controllo diretto sulla corrente di uscita, per i motivi citati in precedenza, si deve indagare su qualche altra tecnica.

3.4 Controllo della potenza assorbita

La potenza media in uscita al convertitore è:

$$P_{out} = V_{led} I_0 + R_{led} I_0^2 \quad (3.4.1)$$

pertanto, mantenendo costante questa potenza è possibile mantenere costante anche la corrente sulla lampada. Dovendo però garantire l'isolamento tra primario e secondario, assumendo il rendimento unitario, si potrebbe controllare, in alternativa, la potenza media in ingresso al convertitore:

$$P_{ass} = U_{in} I_{ass} \quad (3.4.2)$$

Dall'analisi fatta sul convertitore si capisce che la corrente assorbita $i_{ass}(t)$ coincide con la corrente a primario durante l'accensione dell'interruttore S1, che tra l'altro coincide con la corrente nell'induttanza di magnetizzazione:

$$i_{ass} = i_p|_{[ton]} = i_m|_{[ton]} \quad (3.4.3)$$

Sapendo inoltre che:

$$\int_0^{T_s} i_p(t) dt = 0 \quad (3.4.4)$$

la corrente media di magnetizzazione risulta:

$$I_m = \frac{I_0}{n_{12}} \quad (3.4.5)$$

quindi la la corrente media assorbita sarà:

$$I_{ass} = I_m D = \frac{I_0}{n_{12}} D \quad (3.4.6)$$

Ora, per poter mantenere controllata la potenza media assorbita è necessario moltiplicare la corrente assorbita, misurata tramite un'opportuna rete di sensing, con la tensione in ingresso.

In linea teorica si potrebbe utilizzare un moltiplicatore analogico, facilmente ottenibile tramite l'uso di amplificatori operazionali e diodi: infatti due segnali possono essere moltiplicati prima calcolando i loro logaritmi, poi sommandoli ed alla fine calcolando l'esponenziale di una tale somma.

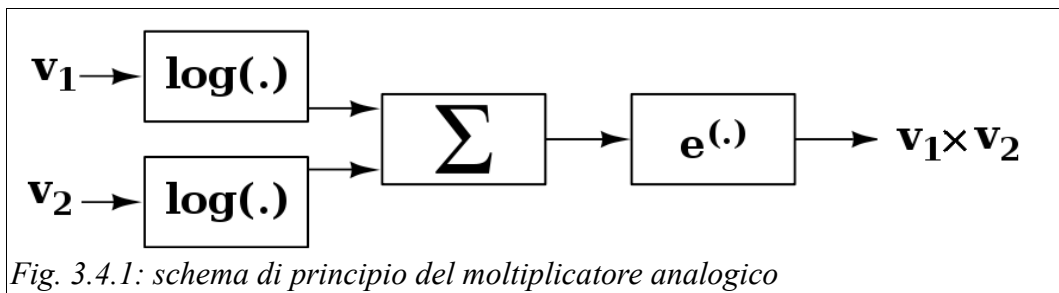


Fig. 3.4.1: schema di principio del moltiplicatore analogico

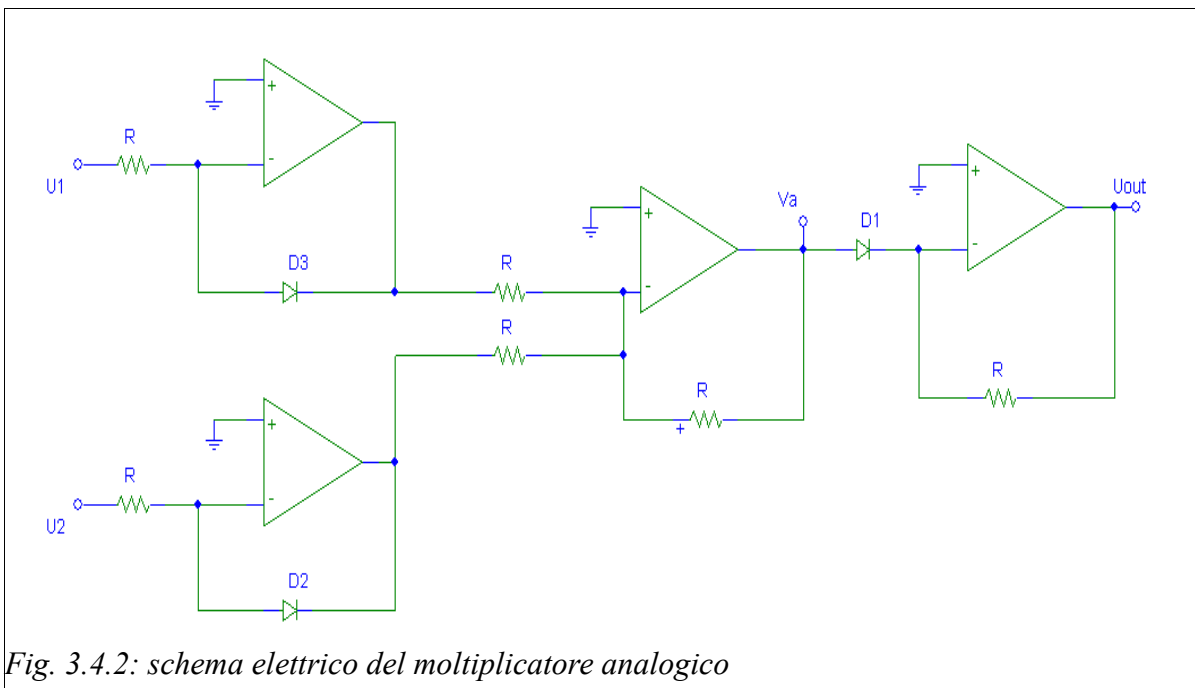


Fig. 3.4.2: schema elettrico del moltiplicatore analogico

Assumendo per semplicità tutte le resistenze con il medesimo valore R e sapendo che la corrente che attraversa il diodo è data da:

$$i_d = I_0 (e^{\frac{u}{V_T}} - 1) \quad (3.4.7)$$

la tensione V_a risulta:

$$V_a = -[-V_T \ln(\frac{U_1}{RI_0} + 1) - V_T \ln(\frac{U_2}{RI_0} + 1)] = V_T \ln[(\frac{U_1}{RI_0} + 1)(\frac{U_2}{RI_0} + 1)] \quad (3.4.8)$$

e in uscita U_{out} :

$$U_{out} = -RI_0(e^{\frac{V_a}{V_T}} - 1) = \frac{-U_1 U_2}{RI_0} - (U_1 + U_2) \quad (3.4.9)$$

da cui bisogna eliminare il termine $U_1 + U_2$, cosa veloce da fare aggiungendo un ulteriore stadio per sommare $U_1 + U_2$ di fatto eliminando l'errore introdotto. Adottando questa soluzione è ovvio che si introduce una notevole complessità circuitale e pertanto si è scelto di abbandonare questa soluzione.

3.5 Controllo della somma tra corrente assorbita e tensione in ingresso

Come considerato precedentemente, si prende R come coefficiente di ripple normalizzato rispetto alla tensione di centro range:

$$R = \frac{U_{in}}{U_{inC}} \quad (3.5.1)$$

da cui:

$$U_{in} = U_{inC} R \quad (3.5.2)$$

Perché la potenza media assorbita sia costante:

$$P_{ass} = U_{inC} R * I_{ass} \quad (3.5.3)$$

la corrente assorbita deve avere un andamento inversamente proporzionale al ripple in ingresso quindi, chiamando I_{assC} la corrente assorbita in corrispondenza della U_{inC} si deve avere:

$$I_{ass} = \frac{I_{assC}}{R} \quad (3.5.6) \quad \text{e quindi} \quad P_{ass} = U_{inC} R * \frac{I_{assC}}{R} \quad (3.5.7)$$

Normalizzando il valore della corrente assorbita rispetto I_{assC} si ha che:

$$I_{assN} = \frac{I_{ass}}{I_{assC}} = \frac{1}{R} \quad (3.5.8)$$

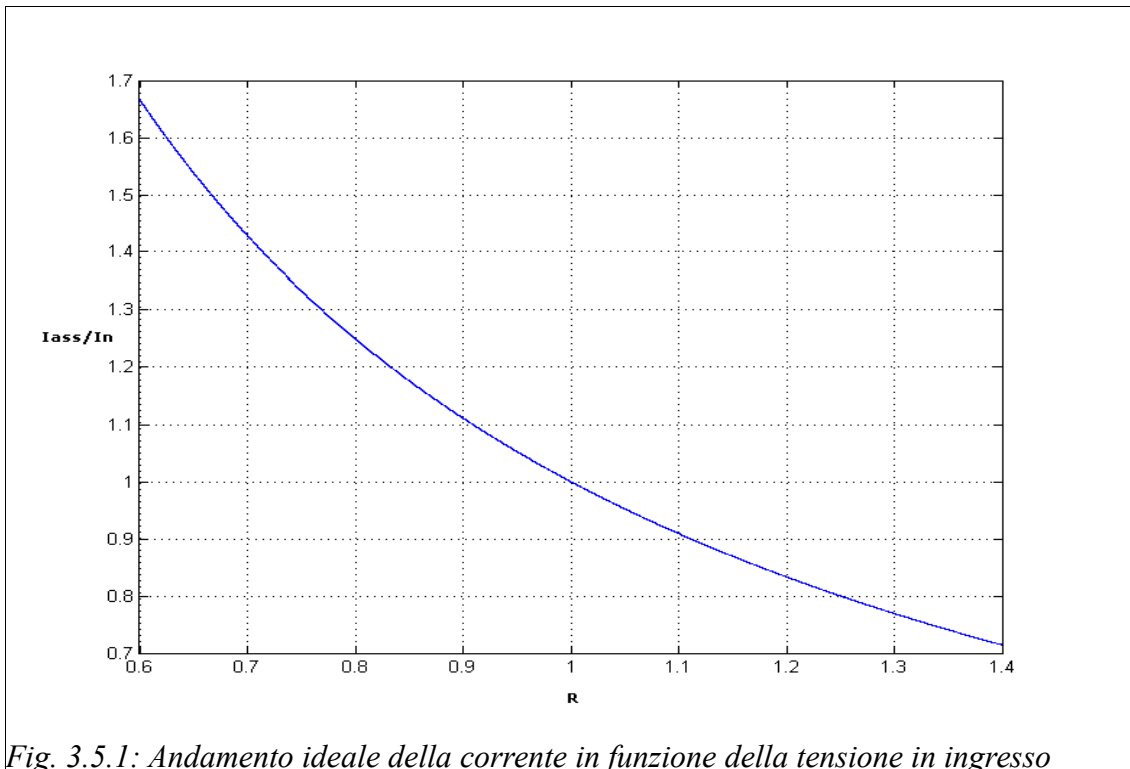


Fig. 3.5.1: Andamento ideale della corrente in funzione della tensione in ingresso

Considerando la variazione massima della tensione di ingresso, R assume valori nel range 0,67-1,33, si è tracciato il grafico della funzione (3.5.8). Per piccole variazioni di R si può considerare questo andamento quasi lineare e lo si approssima con la retta tangente al punto centrale della variazione (1,1). La retta cercata ha equazione $y=2-R$:

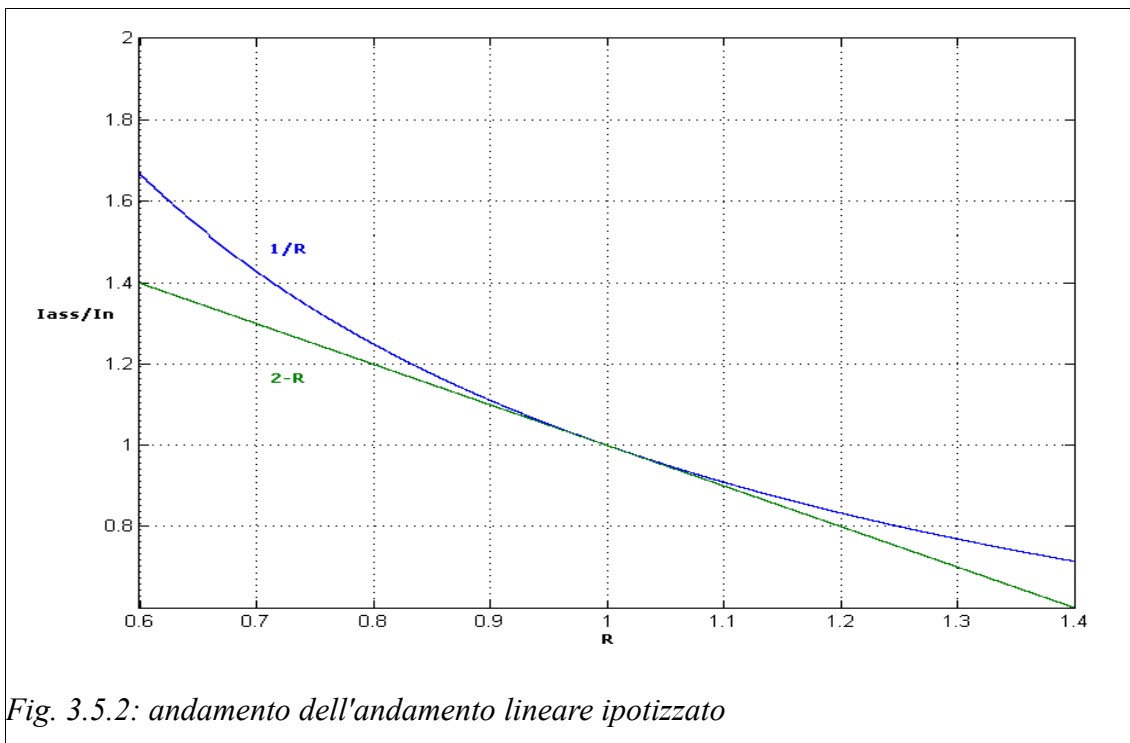
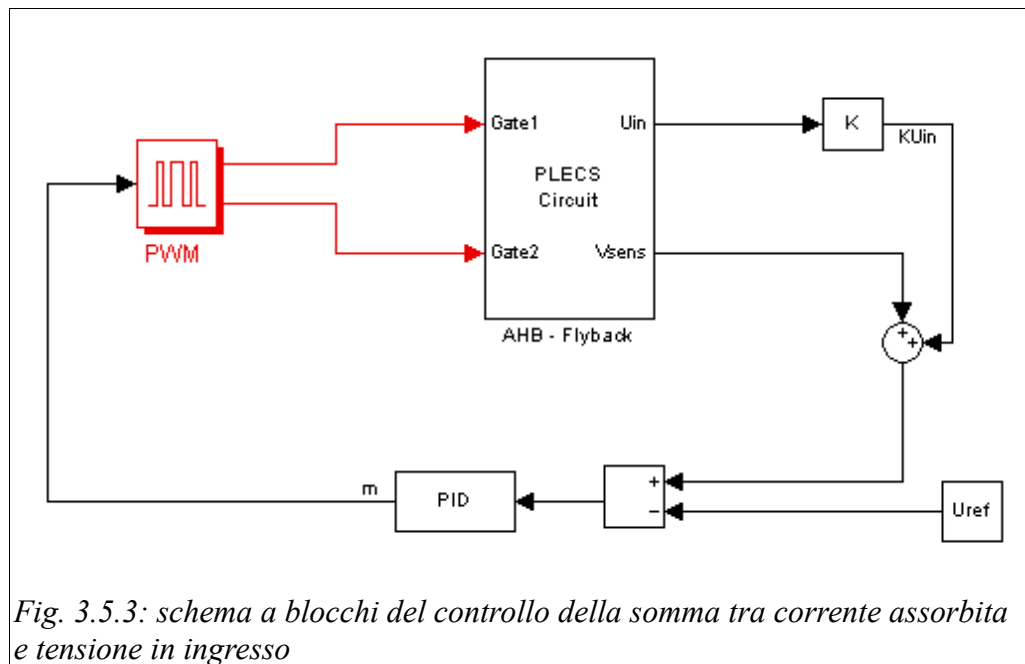


Fig. 3.5.2: andamento dell'andamento lineare ipotizzato

L'andamento della retta verde è ottenibile se si utilizza per il convertitore un controllo della somma tra la tensione in ingresso e la corrente assorbita.



La tensione di ingresso deve essere scalata di un fattore K scelto in modo tale da renderla confrontabile con il segnale proporzionale alla corrente assorbita. La retroazione impone:

$$U_{ref} - (KU_{in} + V_{sens}) = 0 \quad (3.5.9)$$

ponendo $U_{ref} = KU_{inC} + V_{sensC}$;

assegnando lo stesso peso ai due contributi, cioè: $KU_{inC} = V_{sensC}$ e ricordando che $U_{in} = U_{inC} R$ si ha che:

$$V_{sensC} + KU_{inC} = V_{sens} + KU_{in} \quad (3.5.10)$$

$$2V_{sensC} = V_{sens} + V_{sensC} R \quad (3.5.11)$$

da cui si ricava:

$$V_{sens} = V_{sensC} (2 - R) \quad (3.5.12)$$

che è esattamente il risultato che si voleva. V_{sens} è un segnale proporzionale alla corrente assorbita, che avrà perciò lo stesso andamento.

Per vedere quanto sarà lo scostamento dal caso ideale, e quindi il ripple sulla corrente assorbita, si è tracciato il grafico della differenza tra le due funzioni:

$$Diff = \frac{1}{R} - (2 - R) \quad (3.5.13)$$

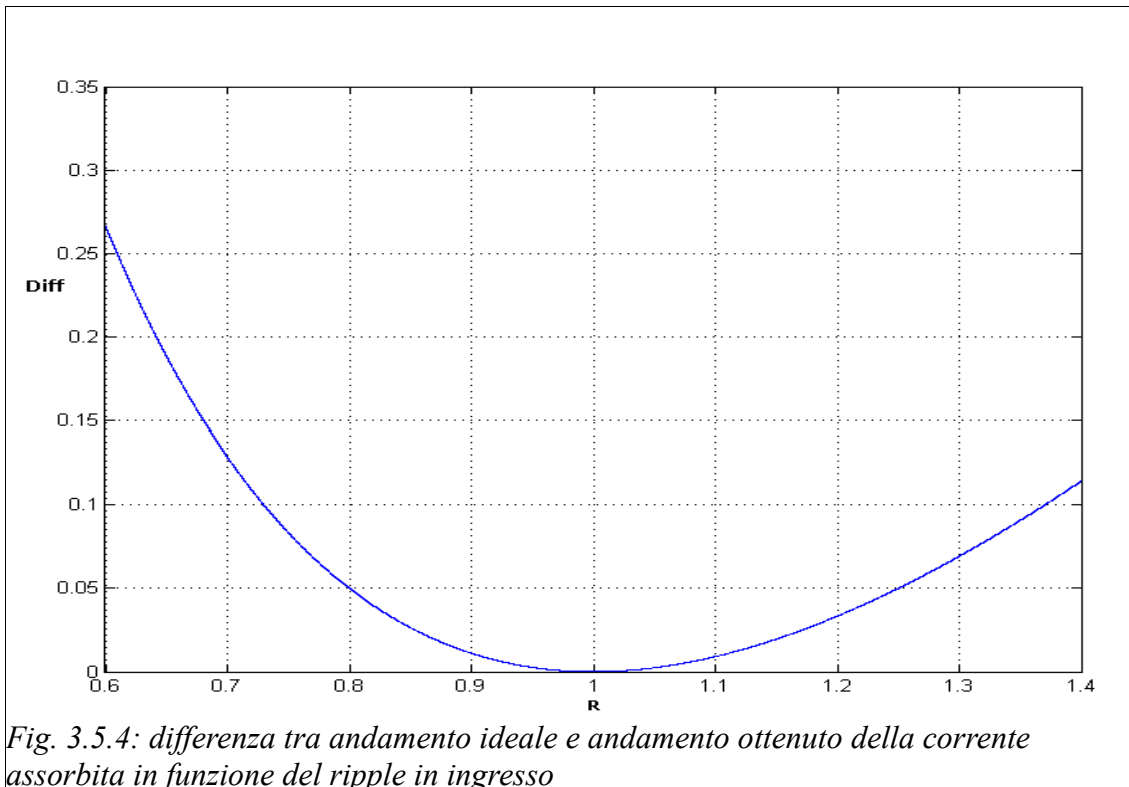


Fig. 3.5.4: differenza tra andamento ideale e andamento ottenuto della corrente assorbita in funzione del ripple in ingresso

Dal grafico si può notare che la massima variazione la si ha per le basse tensioni in ingresso, ciò fa pensare che si potrebbe assegnare ai due contributi due pesi diversi al fine di modificare la pendenza della retta che si va ad ottenere: così facendo si riuscirebbe a ridurre il ripple sulla corrente, ma per contro si avrebbe un aumento del ripple sulla potenza assorbita.

Infatti, andando a considerare l'equazione della retta che detta il comportamento della corrente assorbita:

$$V_{sens} = V_{sensC}(q - Rm) \quad (3.5.14)$$

si capisce che la potenza assorbita avrà un andamento:

$$P_{ass} = U_{inC} * R * I_{assC} * (q - Rm) \quad (3.5.15)$$

chiamando $U_{inC} * I_{assC} = P_N$, la potenza normalizzata risulta:

$$P_{assN} = \frac{P_{ass}}{P_N} = R(q - mR) \quad (3.5.16)$$

si vede che l'andamento del ripple in funzione della potenza normalizzata segue l'andamento di una parabola, il cui asse di simmetria sarà:

$$R = \frac{q}{2m} \quad (3.5.17)$$

Se si fa in modo di avere l'asse di simmetria quando $R=1$ (cioè a centro range della variazione della tensione di ingresso), allora si avrà che la potenza assorbita avrà un valore di ripple picco-picco minimo.

A titolo di confronto, si è trovata una retta tale che la differenza agli estremi fosse la medesima (cioè la corrente assorbita avesse una variazione simmetrica) che corrisponde a:

$$V_{sens} = V_{sensC}(2,18 - 1,2R) \quad (3.5.18)$$

In tal modo si ha la stessa escursione della corrente assorbita sia ai valori minimi che ai valori massimi di tensione in ingresso.

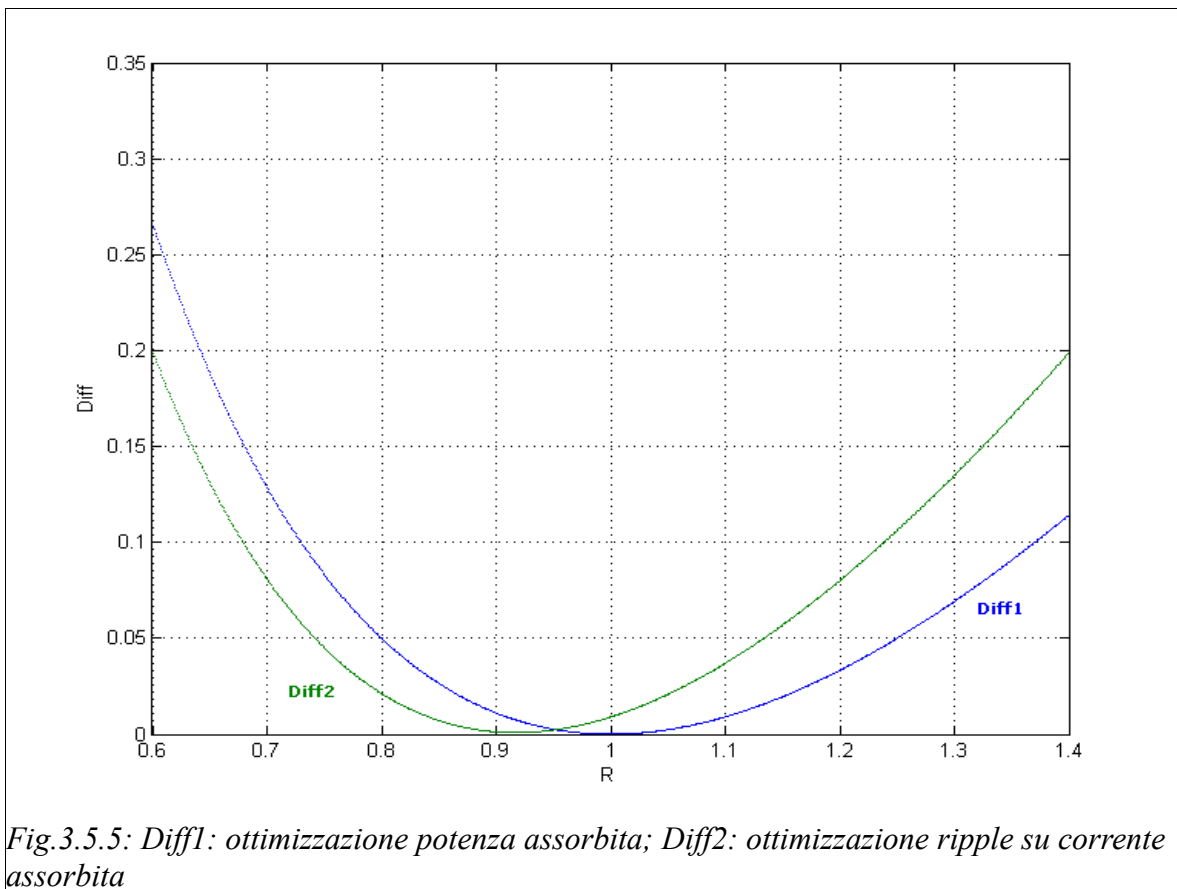


Fig.3.5.5: Diff1: ottimizzazione potenza assorbita; Diff2: ottimizzazione ripple su corrente assorbita

Analizzando ora l'andamento della potenza assorbita calcolata tramite (3.5.16) si ha che:

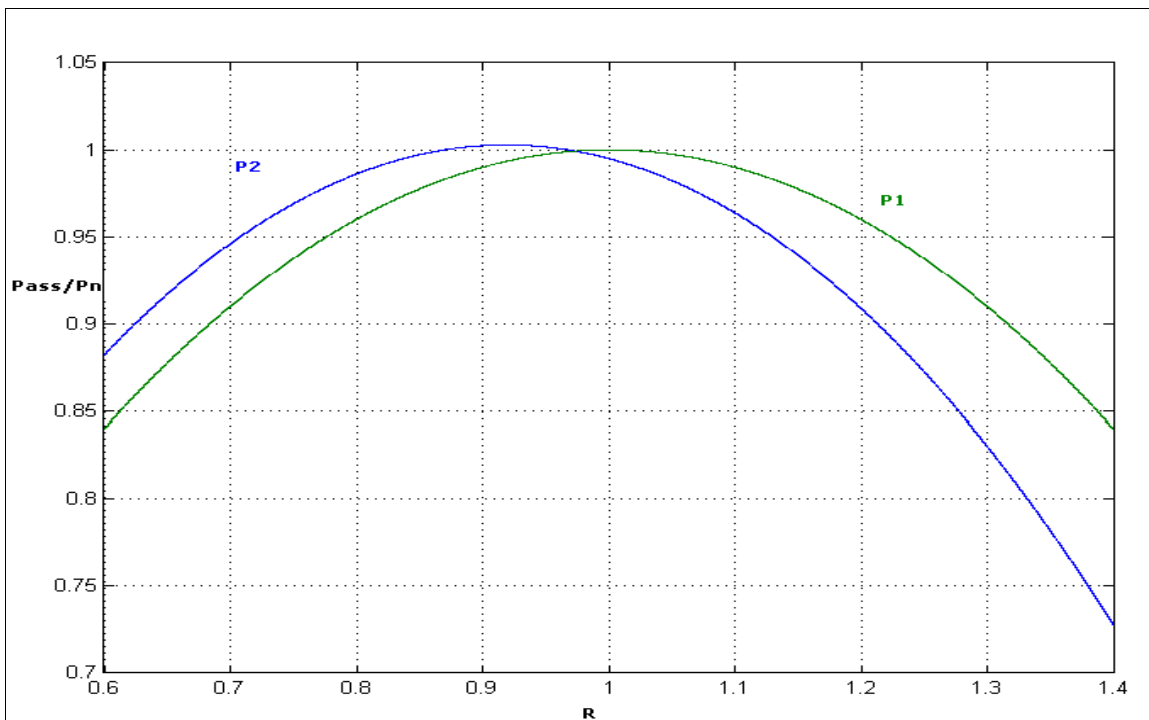


Fig. 3.5.6: P1 potenza assorbita con ripple minimizzato; P2 potenza assorbita con ripple su corrente assorbita minimizzato

Nel caso P1, cioè quando l'asse di simmetria è a $R=1$, si ha il valore minimo del ripple picco-picco sulla potenza assorbita e l'escursione è simmetrica sia per le basse che per le alte tensioni, nel caso P2, cioè quando si minimizza il ripple sulla corrente assorbita, il ripple sulla potenza aumenta (circa 1,5 volte il caso precedente), assumendo valori maggiori alle alte tensioni.

Essendo poi la potenza in uscita dipendente dalla corrente sul carico, nell'ipotesi di rendimento unitario, si capisce che minimizzando il ripple sulla potenza assorbita si minimizza anche il ripple sulla corrente di carico.

E' importante sottolineare inoltre, che ogni qualvolta si vada a cambiare il condensatore di ingresso, cioè si varia il range della tensione in ingresso, è necessario modificare il KU_{in} e il riferimento, per poter restare all'interno delle condizioni ottimali.

Per l'implementazione nel prototipo, quindi, la scelta di assegnare lo stesso peso a U_{inc} e I_{assC} risulta essere la scelta ottimale.

3.5.1 Rete di sensing e regolatore utilizzato

Per misurare la corrente assorbita si è utilizzata la rete di sensing dimensionata in precedenza:

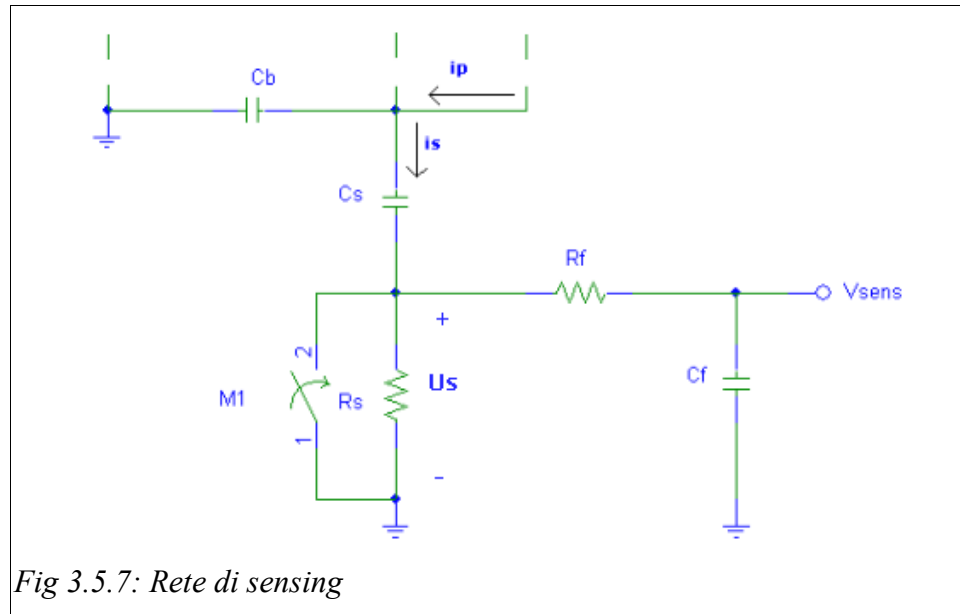


Fig 3.5.7: Rete di sensing

Tramite un partitore capacitivo si fa in modo da avere la corrente di sensing pari ad un decimo della corrente a primario ($C_s=680\text{pF}$) e tramite la resistenza di sensing ($R_s47\Omega$) si ha che (trascurando la rete R_f-C_f):

$$\frac{U_s(s)}{i_p(s)} \approx \frac{R_s}{1 + \frac{C_b}{C_s}} * \frac{1}{1 + s \frac{C_b C_s}{C_b + C_s} R_s} = \frac{K_1}{1 + \frac{s}{\omega_{sens}}} \quad (3.8.19)$$

Così facendo però si andrebbe a misurare tutta la corrente a primario, quando per il controllo è necessario vedere solo quella assorbita. Tramite l'interruttore M_1 , controllato dallo stesso segnale di gate di S_2 , si va ad annullare il segnale nella rete di sensing quando non è necessario. Così facendo si ha una tensione U_s proporzionale al valore di i_p durante l'intervallo di accensione di S_1 . Infine si è inserito un filtro passa-basso in modo da avere una tensione proporzionale alla corrente media assorbita dall'alimentazione. Tale filtro R_f-C_f è dimensionato in modo da poter considerare trascurabile la sua influenza sulla funzione di trasferimento $U_s(s)/i_p(s)$, per tale motivo si è posto la resistenza R_f pari a $1\text{k}\Omega$ e il condensatore C_f pari a $2.2\mu\text{F}$.

Ora non resta che valutare l'andamento della funzione di trasferimento tra corrente assorbita e perturbazione sul duty-cycle al fine di dimensionare il regolatore adatto.

Visto che durante il funzionamento il convertitore attraversa diversi stati topologici e, che un'analisi matematica, seppur possibile, è molto complessa, si è deciso di

utilizzare il tool di PLECS: AC-Sweep e vedere prima di tutto come varia la funzione di trasferimento in base alla tensione in ingresso, osservando i diagrammi di Bode. Le analisi sono state fatte per la funzione di trasferimento tra corrente media di ingresso e duty-cycle per tensioni di ingresso di 200V, 275V, 350V.

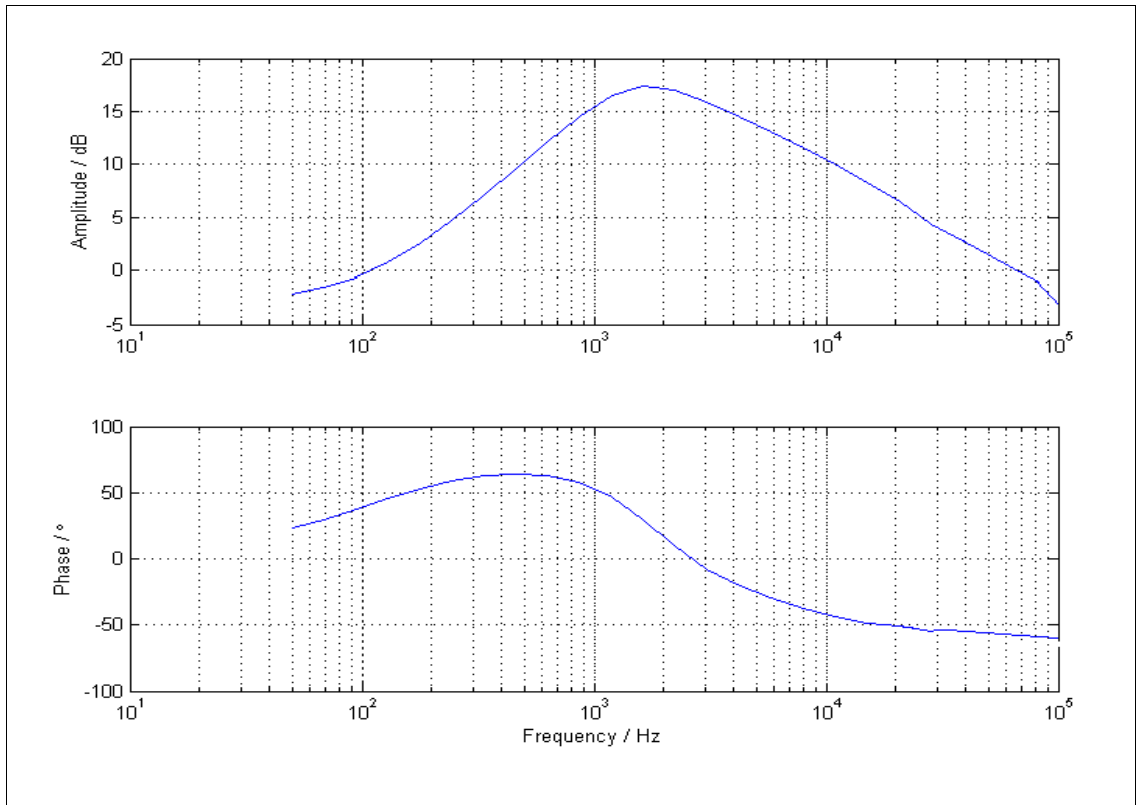


Fig. 3.5.8: Funzione di trasferimento tra corrente assorbita media e perturbazione del duty-cycle con $U_{in}=200V$

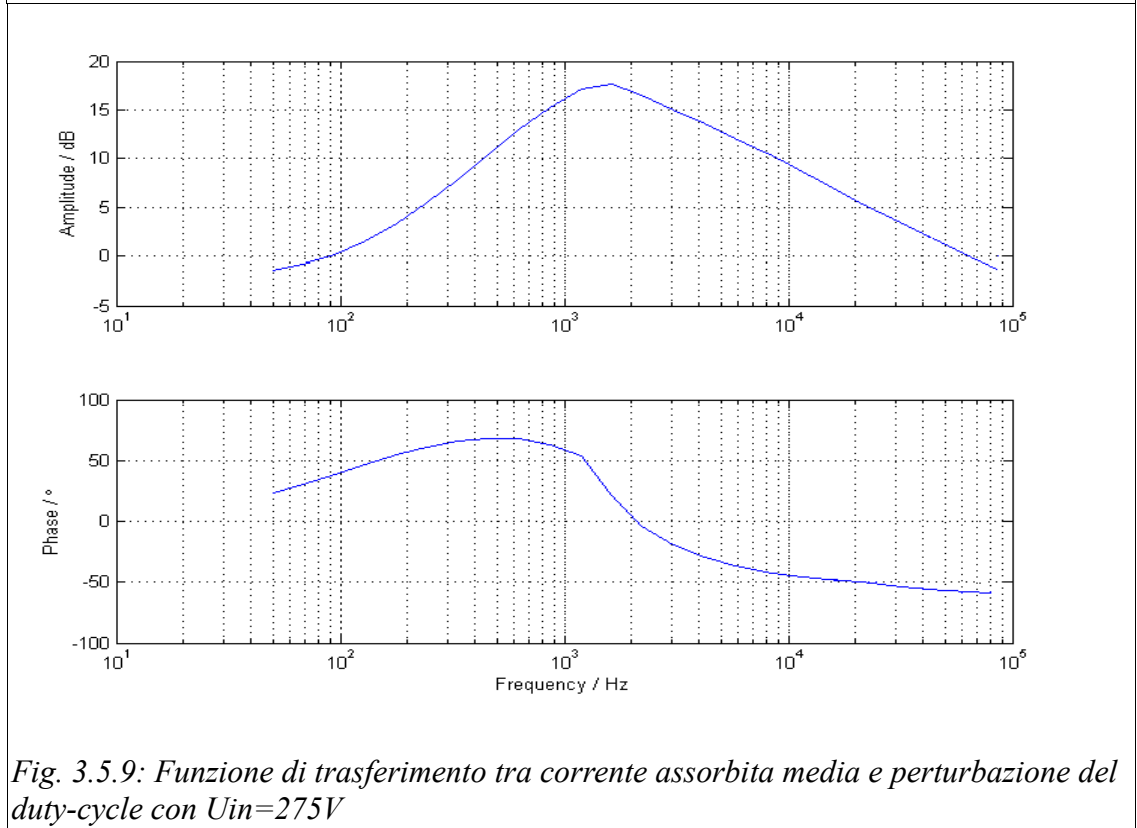
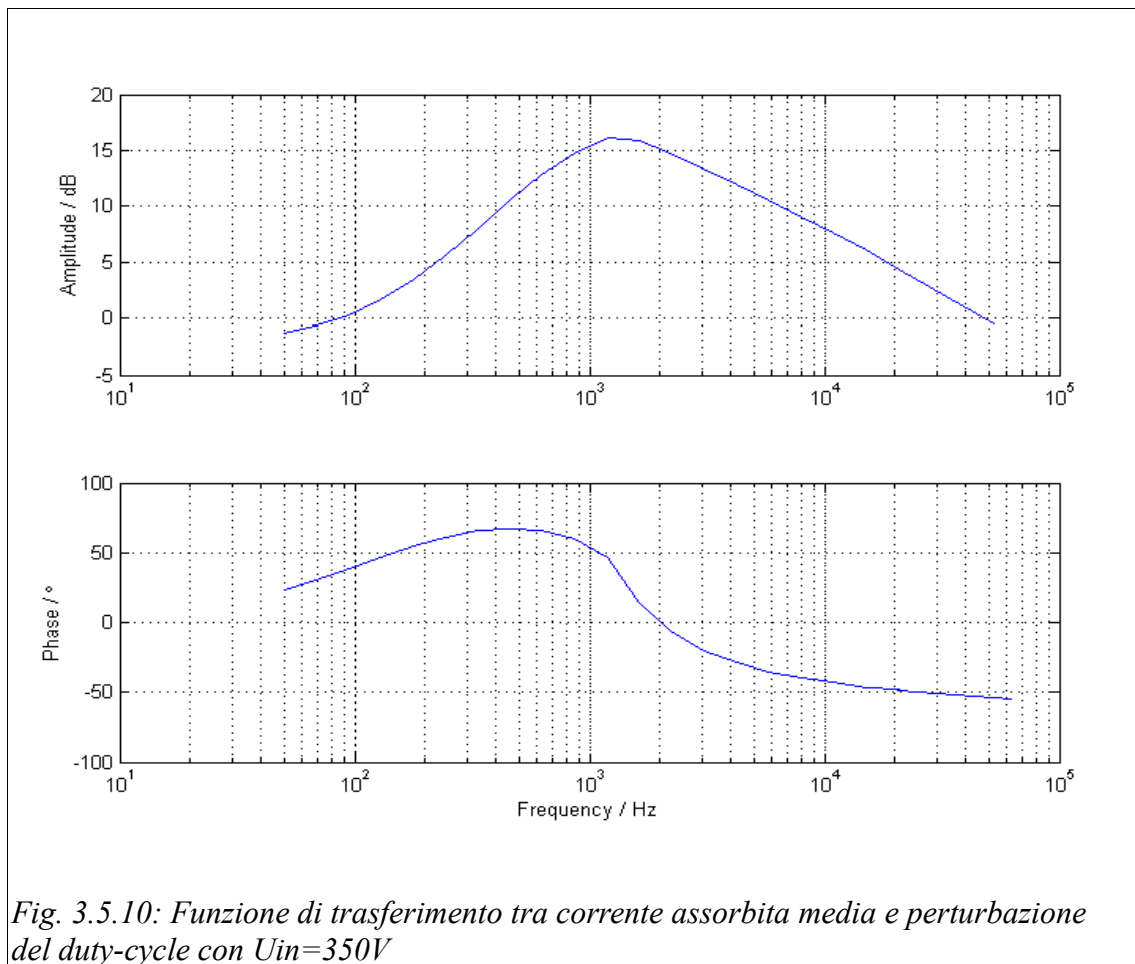


Fig. 3.5.9: Funzione di trasferimento tra corrente assorbita media e perturbazione del duty-cycle con $U_{in}=275V$



In tutti i casi si nota la presenza di uno zero a circa 150Hz e due poli complessi coniugati attorno a 1,5kHz, con una differenza di qualche dB nel guadagno statico. Il che conduce ad una funzione di trasferimento del tipo:

$$G_{I_{ass}D} = \frac{\hat{I}_{ass}}{\hat{D}} = K_B \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{Qs}{\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (3.8.20)$$

Una volta appurato che le differenze tra le funzioni di trasferimento nei vari punti di lavoro sono minime, si è cercata la funzione di trasferimento tra il segnale di sensing V_{sens} e perturbazione sul duty-cycle. Sempre tramite l'ausilio di Simulink si sono trovati i diagrammi di Bode relativi ad un valore di tensione in ingresso intermedio (250V).

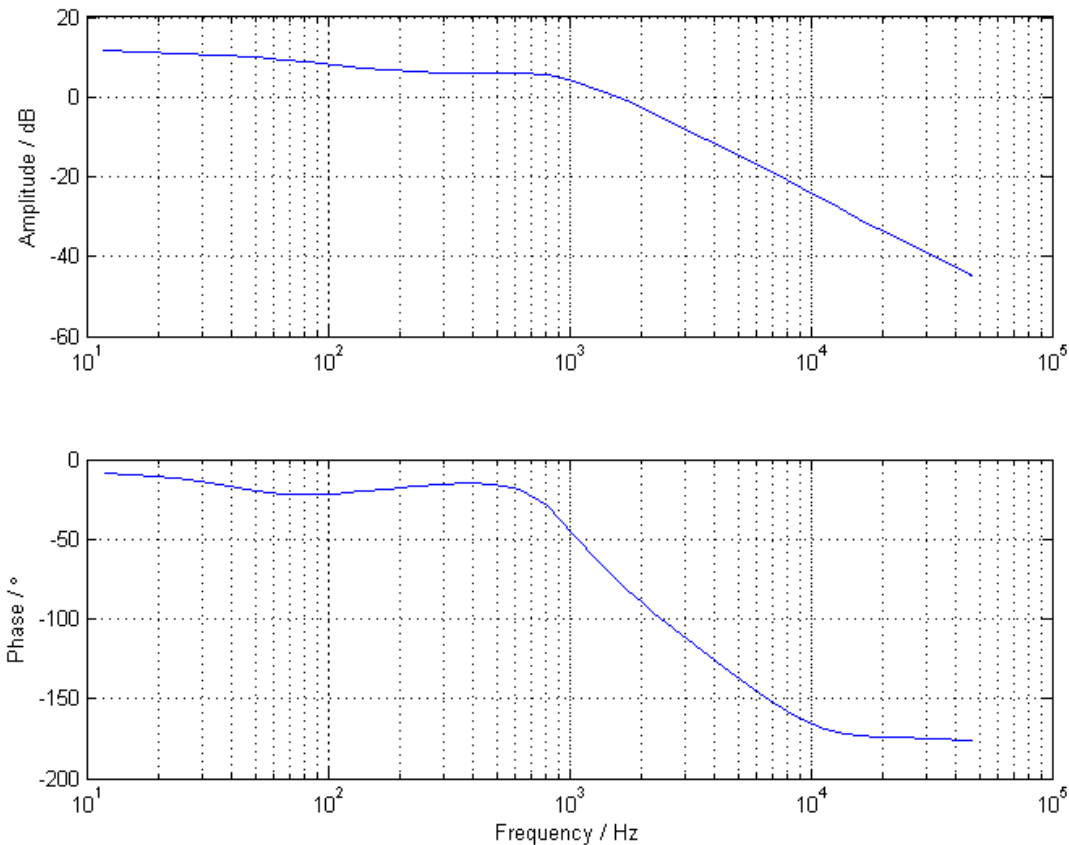


Fig. 3.5.11: Diagrammi di Bode relativi alla funzione di trasferimento tra V_{sens} e duty-cycle con tensione di ingresso 250V

Per avere una buona banda dell'anello di controllo si è scelto di utilizzare un controllore PID, con margine di fase $m\phi=65^\circ$ con frequenza di attraversamento a 10kHz.

La funzione di trasferimento del regolatore è:

$$G_{PID}(s) = \frac{K_{PID}}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)^2} \quad (3.5.21)$$

Il margine di fase deve essere garantito dalla doppia coppia polo-zero del PID, quindi sapendo che il sistema ha fase circa di -170° a 10kHz, il guadagno di fase deve essere:

$$\Delta\phi(\omega_{att}) = \frac{1}{2} (m_\phi - \Phi(G_{Usens}(j\omega_{att})) - \frac{\pi}{2}) = 71,5^\circ \quad (3.5.22)$$

Il massimo guadagno di fase della coppia zero-polo si ha quando le loro frequenze sono alla medesima distanza (scala logaritmica) dalla frequenza di attraversamento, cioè quando quest'ultima risulta essere la media geometrica

delle frequenze del polo e dello zero, quindi si può scrivere:

$$f_z = \frac{f_{att}}{\sqrt{k_D}} \quad , \quad f_p = f_{att} \sqrt{k_D} \quad (3.5.23)$$

Scrivendo il guadagno di fase come:

$$\Delta\Phi(f_{att}) = \arctan\left(\frac{f_{att}}{f_z}\right) - \arctan\left(\frac{f_{att}}{f_p}\right) \quad (3.5.24)$$

risulta che:

$$k_D = (\tan(\Delta\Phi) + \sqrt{1 + \tan^2(\Delta\Phi)})^2 = 37,31 \quad (3.5.25)$$

$$f_z = 1,628 \text{ kHz}; \quad f_p = 61,404 \text{ kHz}; \quad (3.5.26)$$

Infine, alla frequenza di attraversamento il guadagno d'anello deve essere:

$$|T(\omega_{att})| = |G_{id}(\omega_{att}) * G_{PWM} * G_{PWM}(\omega_{att})| = 1 \quad (3.5.27)$$

e quindi $K_{PID} = 58280$.

Con Matlab si è poi verificato che i parametri di progetto fossero rispettati.

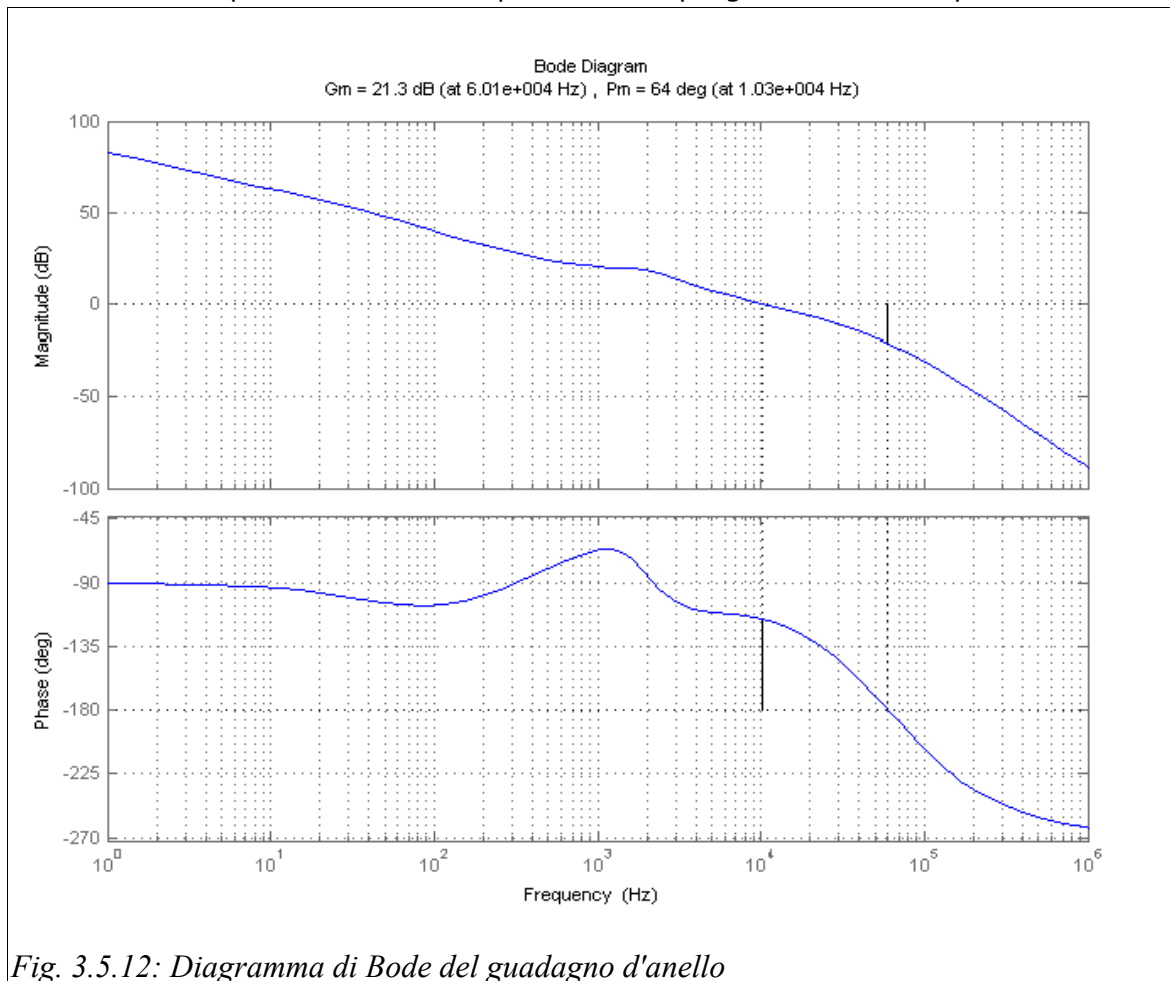


Fig. 3.5.12: Diagramma di Bode del guadagno d'anello

Il margine di fase risulta 64° e la banda del sistema ad anello chiuso di $10,3\text{kHz}$. Prima di passare all'implementazione fisica si è simulato l'andamento affinché tutto funzionasse correttamente. Si è simulato il funzionamento con tre diversi valori di condensatori di ingresso: $1\mu\text{F}$, $1,5\mu\text{F}$, $2,2\mu\text{F}$.

Il setting utilizzato per effettuare le simulazioni nei tre casi prevede che, come detto prima, KU_{in} e U_{sens} siano impostati in modo tale che abbiano lo stesso peso in corrispondenza del punto di lavoro relativo ad una tensione di ingresso pari al valore centrale dell'intervallo di oscillazione della tensione di alimentazione raddrizzata e filtrata.

C_{IN} [μF]	ΔU_{in} [V]	U_{inC} [V]	U_{sens} [mV]	KU_{in}	U_{ref} [mV]
1	157	232	67,6	$290 \cdot 10^{-6}$	135
1,5	107	257	61,4	$239 \cdot 10^{-6}$	123
2,2	79	271	57,9	$213 \cdot 10^{-6}$	116

Tab. 3.5.1: parametri per il funzionamento del sistema con il controllo della somma tra tensione in ingresso e corrente assorbita

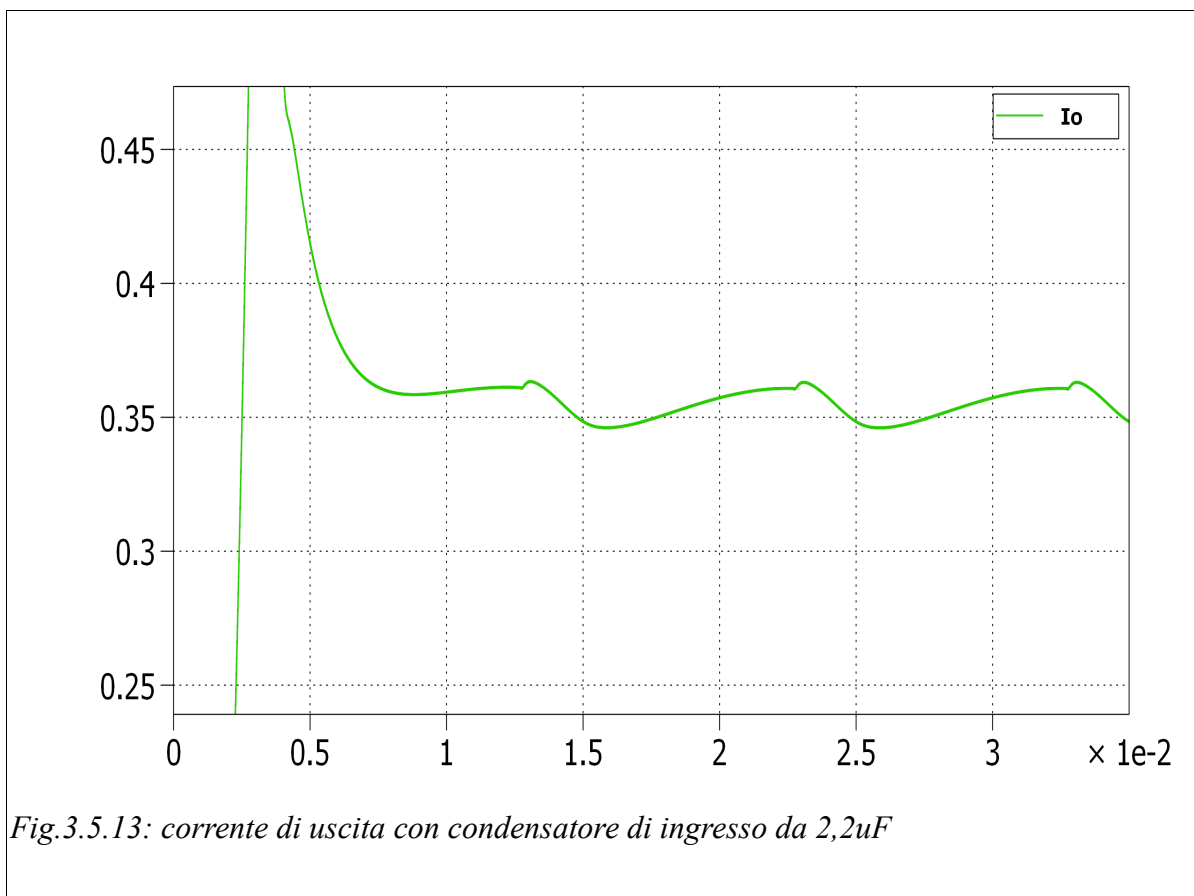


Fig.3.5.13: corrente di uscita con condensatore di ingresso da $2,2\mu\text{F}$

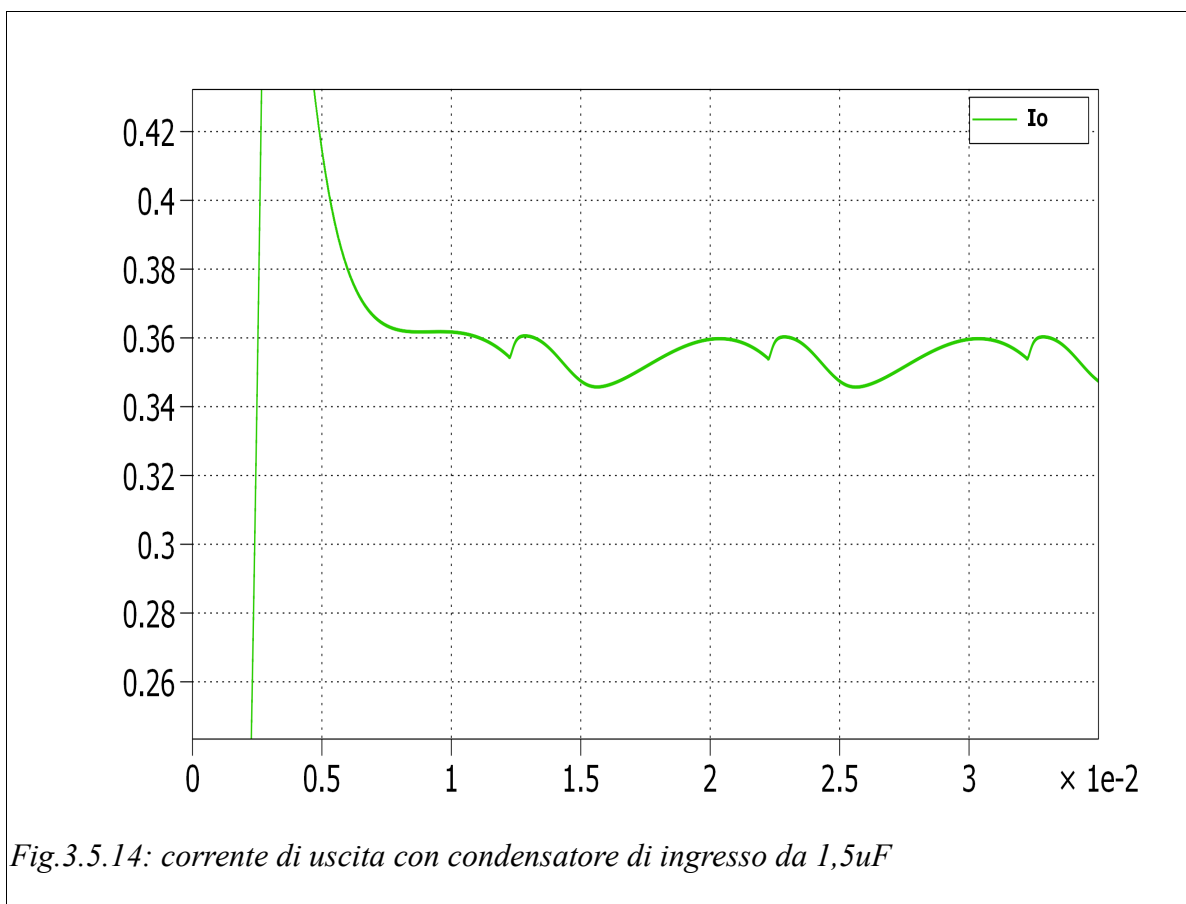


Fig.3.5.14: corrente di uscita con condensatore di ingresso da 1,5uF

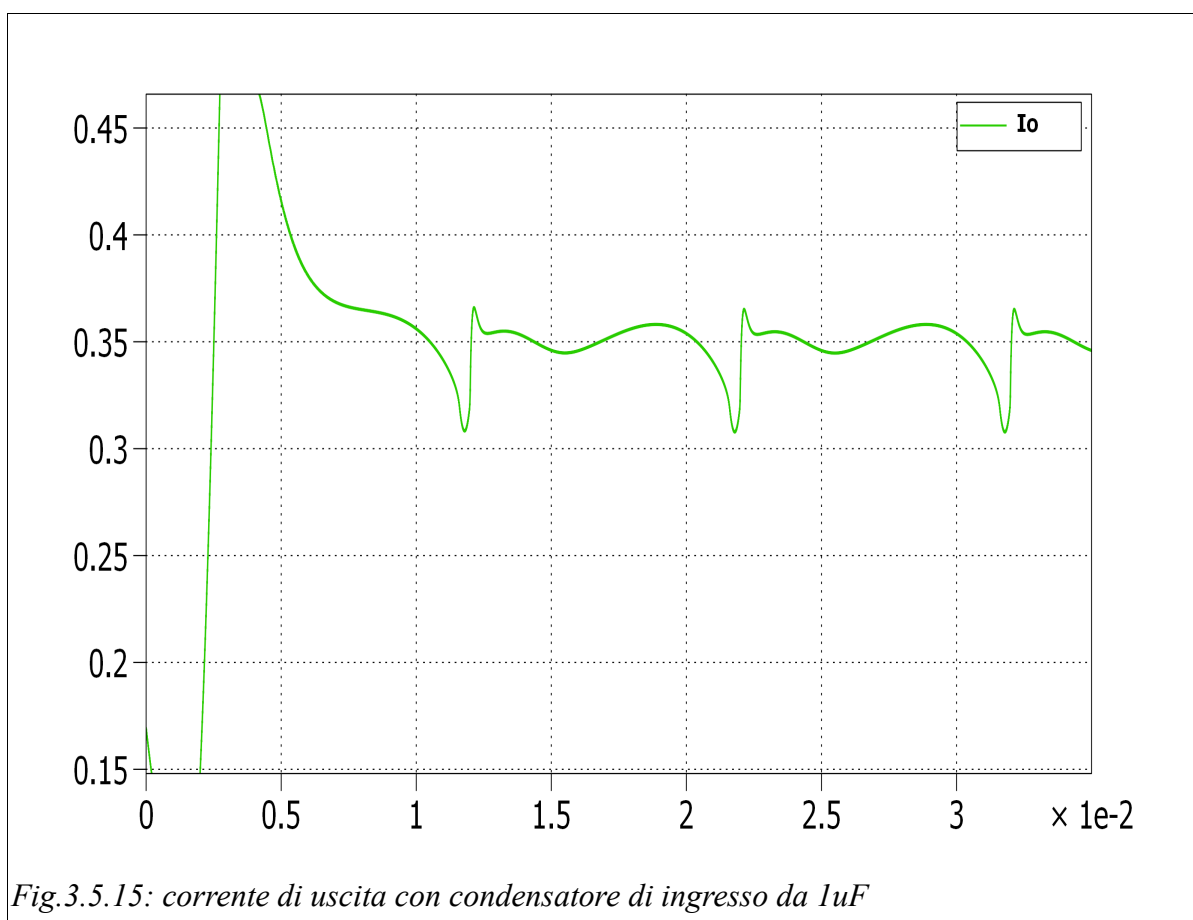


Fig.3.5.15: corrente di uscita con condensatore di ingresso da 1uF

Nella tabella seguente sono riportati i valori del ripple.

C [uF]	ΔI_o [mA]
2,2	9
1,5	12
1	60

Tab. 3.5.2: ripple sulla corrente di uscita

Nell'ultimo caso il valore del ripple è viziato dal fatto che il circuito in simulazione è dimensionato per operare in corrispondenza di un range di valori della tensione in ingresso da 200V a 350V, quando invece, a causa della ridotta capacità del condensatore di ingresso, lo si fa lavorare fino a tensioni di 160V.

Per implementare il circuito si è scelto la seguente configurazione:

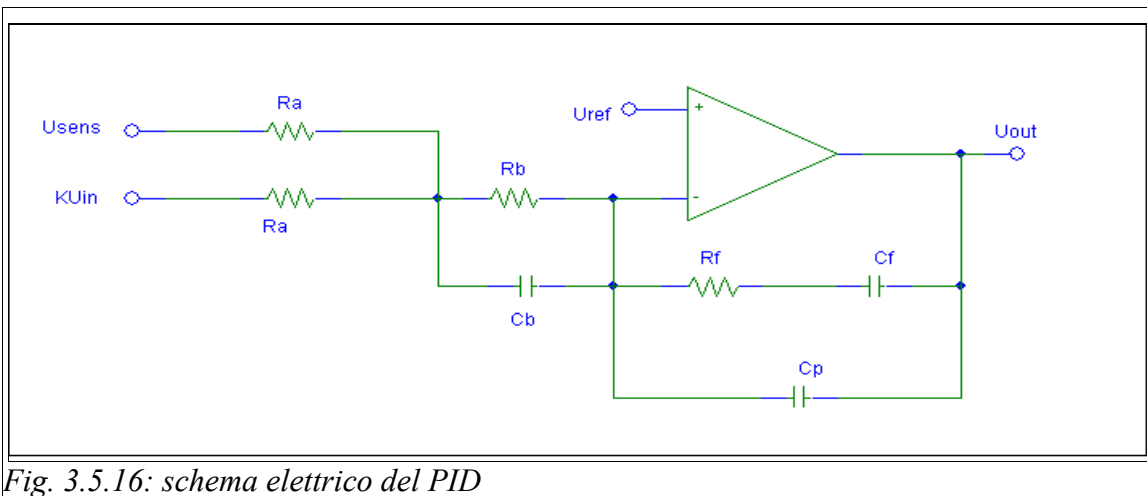


Fig. 3.5.16: schema elettrico del PID

La funzione di trasferimento è:

$$G_{PID}(s) = \frac{U_0}{\frac{U_{sens}}{2} + \frac{KU_{in}}{2}} = -\frac{1}{s} \frac{1}{(C_f + C_p)((R_a/2) + R_b)} \frac{(sC_f R_f + 1)}{(s \frac{C_f C_p}{C_f + C_p} + 1)} \frac{(sC_b R_b + 1)}{(sC_b \frac{(R_a/2) R_b}{(R_a/2) + R_b} + 1)} \quad (3.5.28)$$

dove:

$$\omega_{z1} = \frac{1}{C_b R_b} \quad (3.5.29)$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{C_f R_f} \quad (3.5.30)$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_b} \frac{R_a R_b}{R_a R_b} \quad (3.5.31)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_f} \frac{C_f + C_p}{R_a R_b} \quad (3.5.32)$$

$$K_{PID} = \frac{1}{(C_f + C_p)(R_a + R_b)} \quad (3.5.33)$$

Per il dimensionamento si è imposto il valore di $C_p = 220 \text{ pF}$

$$R_f = \frac{1}{C_p(\omega_p - \omega_z)} = 12,78 \text{ k}\Omega \quad (3.5.34)$$

$$C_f = \frac{1}{\omega_z R_f} = 7,65 \text{ nF} \quad (3.5.35)$$

$$R_a/2 + R_b = \frac{1}{K_{PID}(C_f + C_p)} = 2,18 \text{ k}\Omega \quad (3.5.36)$$

con $R_a/2 = 61\Omega$

$$R_b = \frac{\omega_p - \omega_z}{\omega_p} R_a = 2,119\Omega \quad (3.5.37) \quad C_b = \frac{1}{\omega_z R_b} = 46\text{nF} \quad (3.5.38)$$

e si sono scelti i valori commerciali:

$R_a = 120\Omega$; $R_b = 2,2\text{k}\Omega$; $R_f = 12\text{k}\Omega$; $C_f = 10\text{nF}$; $C_b = 47\text{nF}$; $C_p = 220\text{pF}$.

Prima di passare all'implementazione fisica del circuito si è tracciato tramite Matlab il guadagno ad anello, al fine di vedere se le scelte fatte consentono di rispettare le condizioni imposte dal dimensionamento.

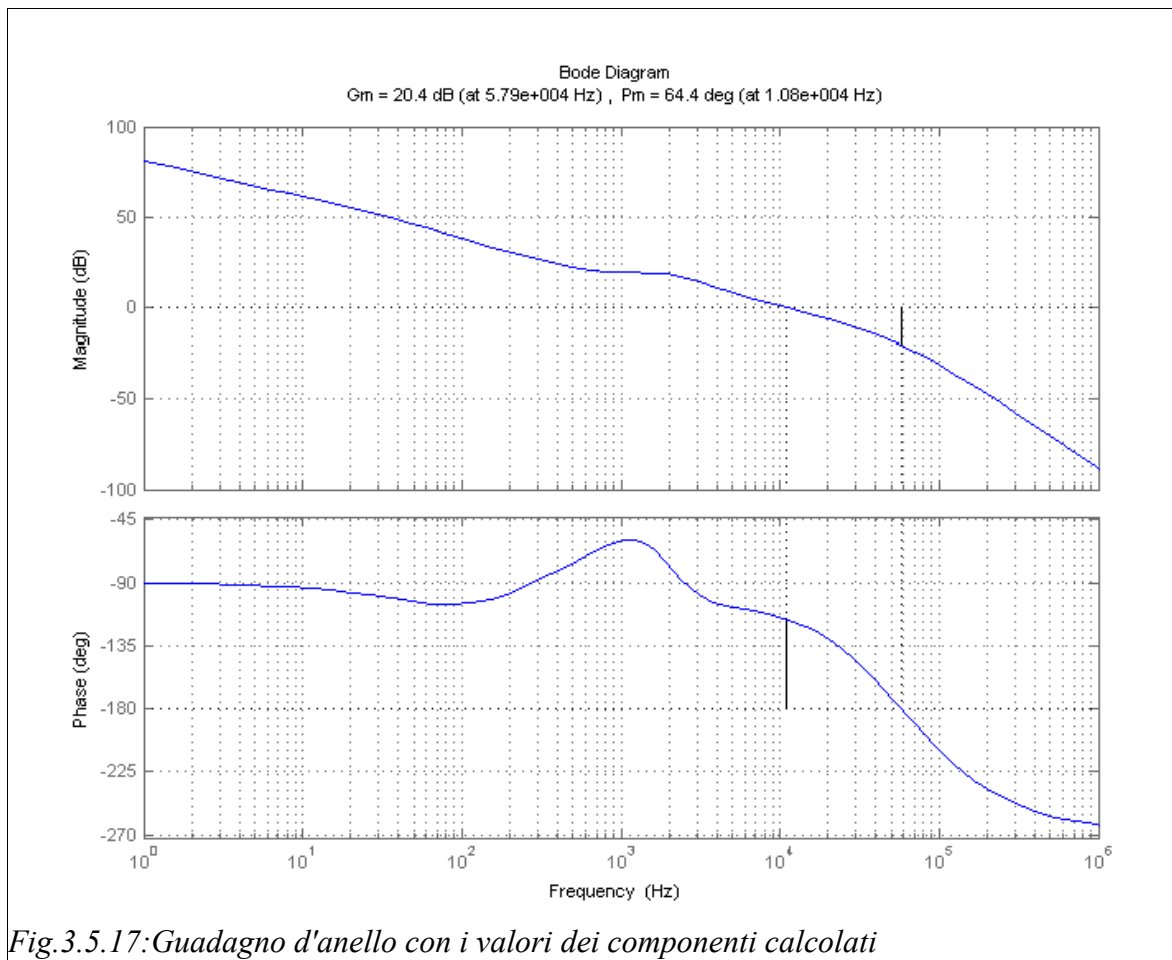


Fig.3.5.17: Guadagno d'anello con i valori dei componenti calcolati

Il margine di fase è di $64,4^\circ$ e la banda dell'anello di retroazione di $10,8\text{kHz}$.
 Nell'implementazione del circuito si è reso necessario inserire due buffer unitari tra le reti di sensing e l'ingresso del regolatore PID, questo perché altrimenti si andrebbero a caricare le reti con impedenze di poche decine di ohm, riducendo il tutto ad un controllo di corrente media assorbita.

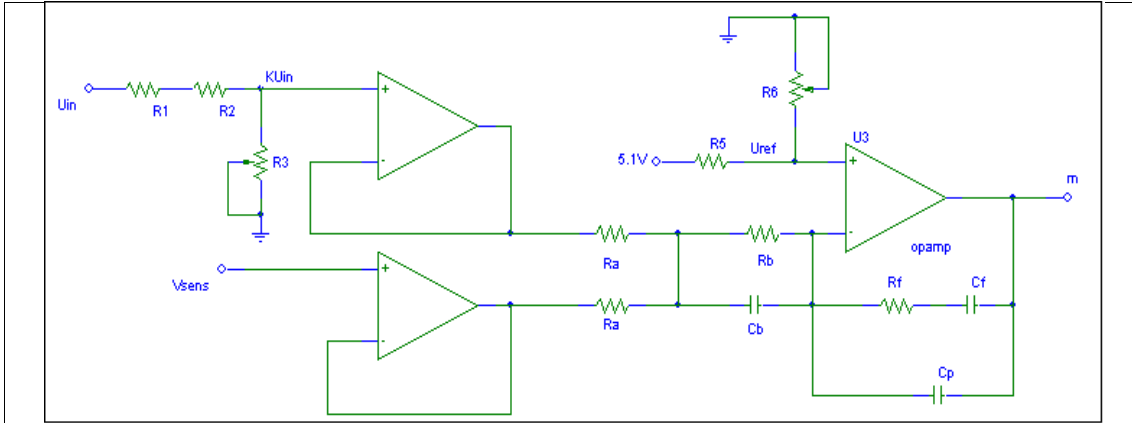


Fig.3.5.18: Schema elettrico del PID definitivo

Il trimmer R3 è stato inserito per trovare il valore ottimale di KU_{in} ogni qualvolta che si va a cambiare il condensatore in ingresso.

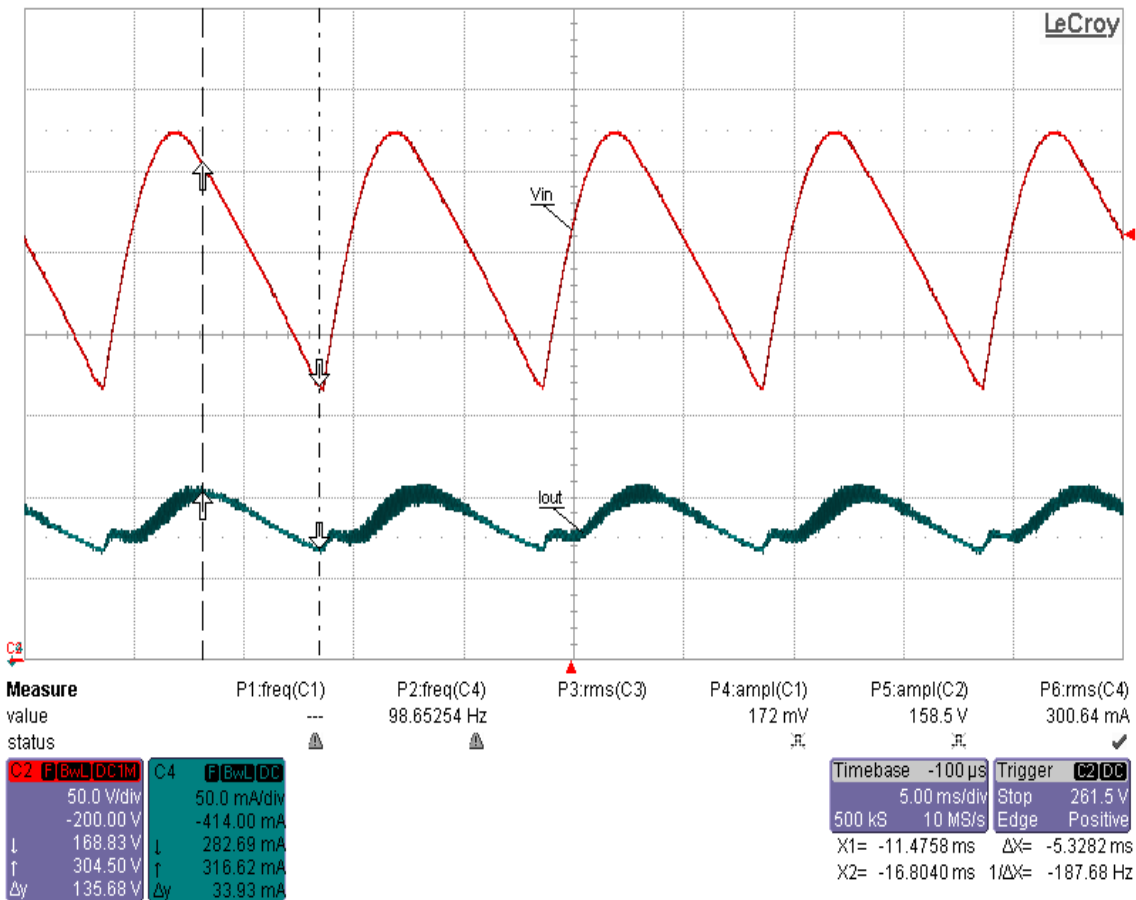


Fig.3.5.19: andamento di I_o e di U_{in} con $C_{in}=1\mu F$

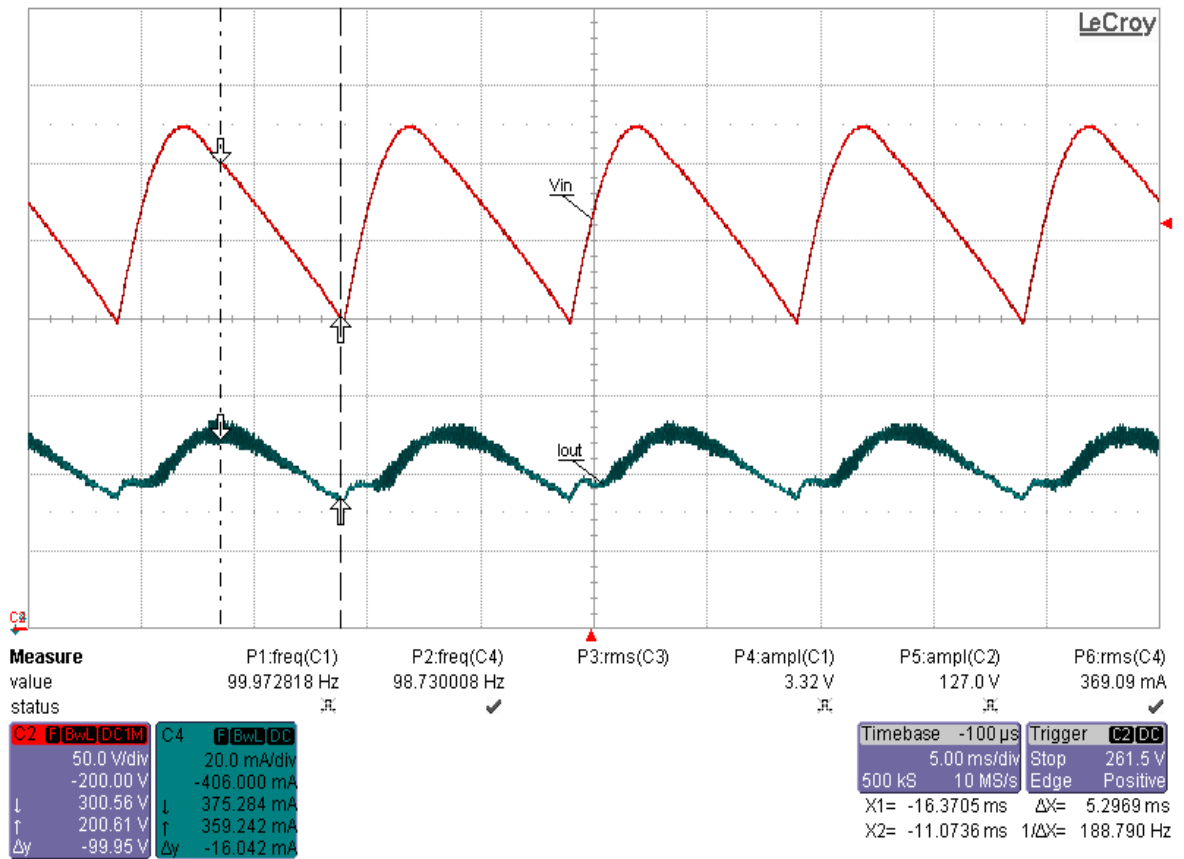


Fig.3.5.20: andamento di I_o e di U_{in} con $C_{in}=1,6\mu F$

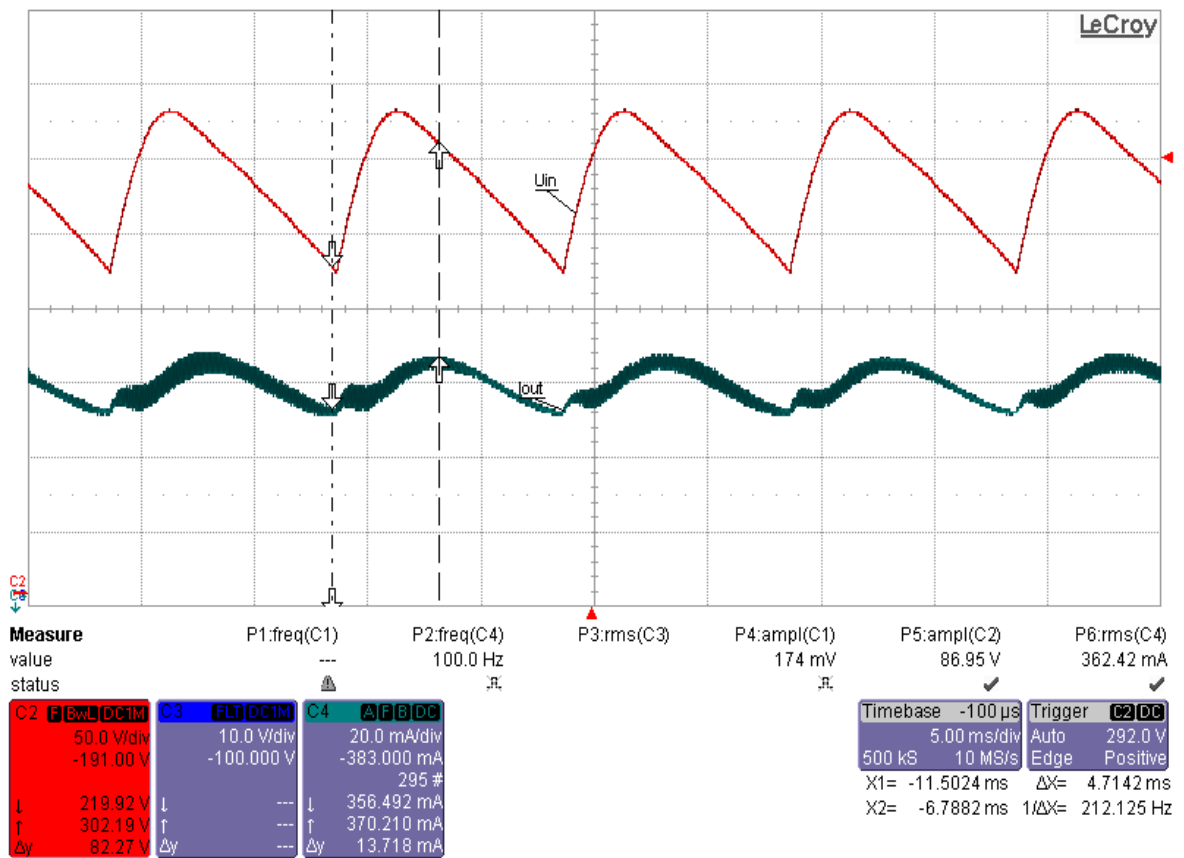


Fig.3.5.21: andamento di I_o e di U_{in} con $C_{in}=2\mu F$

C_{in} [uF]	ΔI_o [mA]	ΔU_{in} [V]
1,0	35	168
1,6	20	123
2,0	15	106

Tab3.5.3: Ripple sulla corrente di uscita

Il circuito è stato alimentato tramite TPS con una tensione sinusoidale di $220V_{rms}$ quando si utilizzano i condensatori da 1,6uF e 2uF mentre con il condensatore da 1uF si è utilizzato una tensione di $230V_{rms}$ in modo tale da evitare di fornire in ingresso al convertitore valori di tensione più bassi di quelli per i quali era stato dimensionato.

Si può notare che i risultati conseguiti sono prossimi a quelli ottenuti dalle simulazioni, le differenze sono dovute sostanzialmente al rendimento che non è unitario in tutto il range di variazione della tensione di ingresso e alla rete di sensing. Infatti la rete utilizzata impiega un mosfet comandato dal segnale di gate dell'interruttore basso S_2 , il quale cortocircuita la resistenza di sensing in modo da annullarne il segnale. Così facendo, si va a misurare anche la corrente a primario durante i tempi morti, che essendo di durata circa del 12% del periodo di commutazione, introducono degli errori (in simulazione non è stato possibile effettuare l'analisi con i tempi morti a causa delle limitazioni di calcolo di Matlab e Plecs).

Capitolo 4
Analisi del rendimento

4.1 Introduzione

I fattori di perdita sono localizzati, a primario, sui mosfet, sul condensatore C_b e negli avvolgimenti del trasformatore; dal lato uscita, invece, sul secondario del trasformatore e nel diodo di raddrizzamento.

4.2 Perdite nel trasformatore

Gli elementi di perdita nel trasformatore sono due:

1. perdite nel materiale ferromagnetico;
2. perdite nei conduttori che formano gli avvolgimenti.

in entrambi i casi le perdite sono influenzate dalla frequenza di lavoro. Quindi la potenza dissipata totale la si può esprimere come:

$$P_{diss} = P_{avv} + P_{core} \quad (4.2.1)$$

4.2.1 Perdite sui conduttori

La stima delle perdite sui conduttori è complessa a causa dell'effetto pelle e dell'effetto prossimità. In un conduttore percorso da una corrente I a bassa frequenza, l'energia associata al campo magnetico prodotto dalla corrente è trascurabile rispetto a quella persa nella resistenza del conduttore.

Di conseguenza la corrente si distribuisce uniformemente all'interno del conduttore in modo da minimizzare il consumo di energia.

Ad alta frequenza invece, le veloci variazioni di flusso all'interno del conduttore, provocano delle correnti indotte che tendono a contrastare la corrente I al centro dello stesso e a rafforzare quella sulla superficie; come conseguenza la corrente sarà concentrata prevalentemente sulla superficie del conduttore stesso. Quindi, visto che la sezione interessata dalla corrente sarà nettamente più piccola, anche la resistenza del conduttore sarà molto maggiore. Maggiore sarà la frequenza, maggiore sarà la resistenza.

Per una corretta stima delle perdite è quindi fondamentale tenere conto di questo fenomeno.

Si parte calcolando la resistenza in continua del conduttore:

$$R_{DC} = N r_{dc} l_t \quad (4.2.2)$$

con N numero di spire, r_{dc} resistenza per unità di lunghezza e l_t lunghezza media di una spira. A primario si ha:

- $N_1=65$ spire;
- $r_{dc}=0,1608\Omega/m$;
- $l_t=25mm$.

quindi $R_{dc_p}=227m\Omega$, a secondario invece:

- $N_1=9$ spire;
- $r_{dc}=0,1608\Omega/m$;
- $l_t=30mm$.

quindi $R_{dc_p}=36,18m\Omega$.

A questo punto, sapendo che la frequenza di lavoro è di 500kHz, si calcola lo spessore di penetrazione, cioè la larghezza della corona circolare interessata dalla corrente:

$$D_{PEN} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f_{sw}}} \quad (4.2.3)$$

e per questo materiale vale $D_{PEN} = 0,092mm$.

Già qui si può capire che con l'utilizzo di un unico filo di diametro 0,43mm, come nel progetto originale, si ottiene una resistenza in alta frequenza molto alta. Per averne conferma, si utilizzano le curve di Dowell, dopo essersi ricavati il rapporto tra lo spessore dello strato che costituisce l'avvolgimento e lo spessore di penetrazione:

$$Q = \frac{layerThickness}{D_{PEN}} = \frac{0,83 D_w}{D_{PEN}} = 3,87 \quad (4.2.4)$$

L'avvolgimento è realizzato su un nucleo EFD15/8/5, la struttura (vista a metà) è riportata in Fig. 4.2.1.

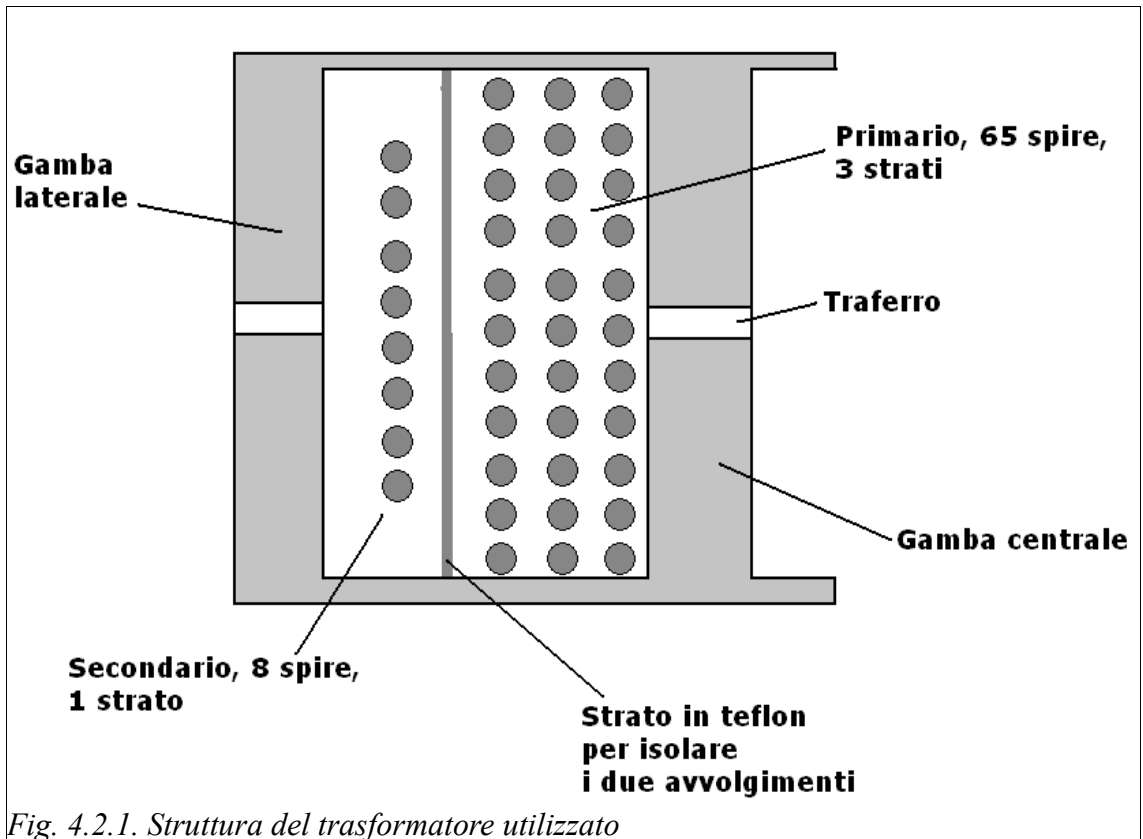


Fig. 4.2.1. Struttura del trasformatore utilizzato

Le curve di Dowell relative all'avvolgimento primario sono mostrate in fig. 4.2.2.

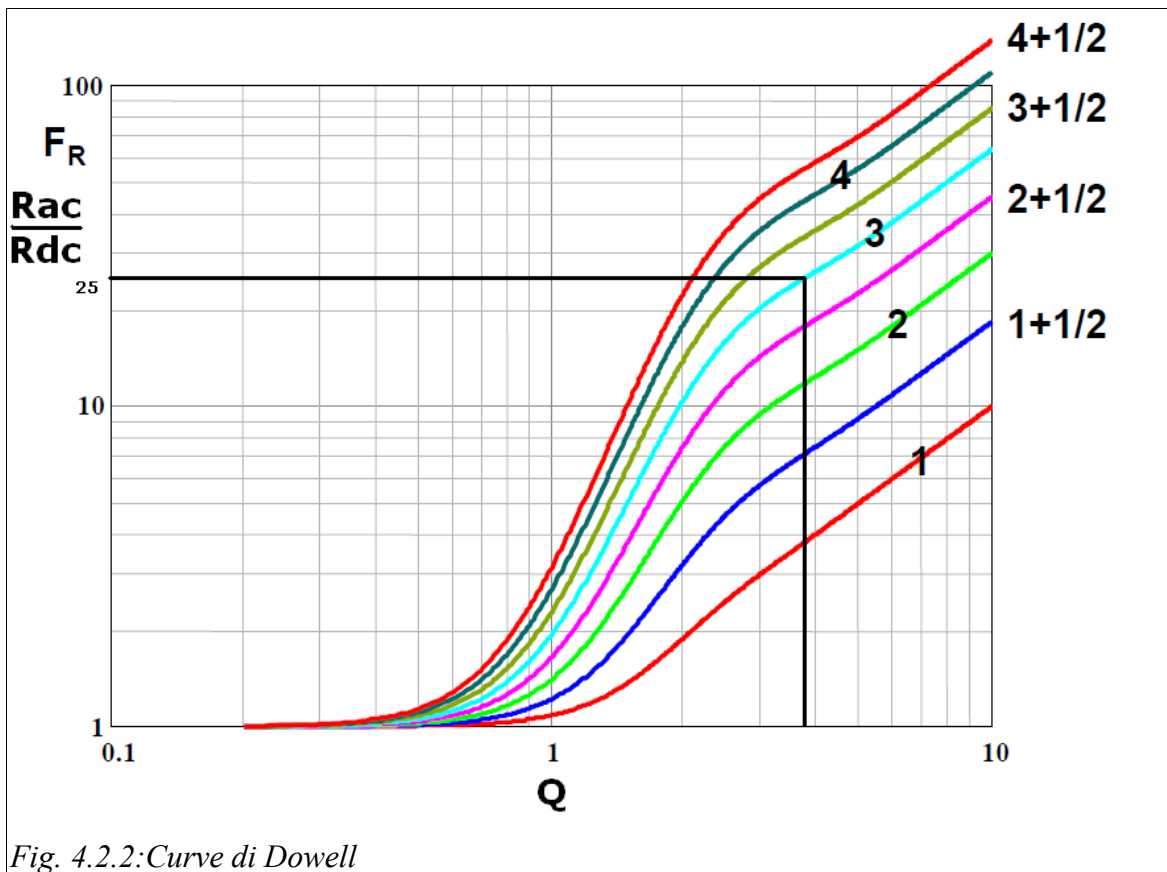


Fig. 4.2.2: Curve di Dowell

$$\text{a primario} \quad \frac{R_{ac}}{R_{dc}} \approx 25 \quad (4.2.5)$$

$$\text{e a secondario} \quad \frac{R_{ac}}{R_{dc}} \approx 4 \quad (4.2.6)$$

quindi:

$$R_{acP} = 5,61 \Omega \quad \text{e} \quad R_{acS} = 166 \text{m}\Omega .$$

Le misure sul trasformatore fatte con l'impedenziometro risultano:

$$R_{dcP} = 230 \text{m}\Omega ;$$

$$R_{acP} = 4,1 \Omega ;$$

$$R_{dcS} = 41 \text{m}\Omega ;$$

$$R_{acS} = 407 \text{m}\Omega .$$

C'è da notare, inoltre, che la forma d'onda della corrente non è sinusoidale, quindi l'effettiva resistenza R_{ac} sarà di valore più elevato per effetto del maggiore peso delle componenti in alta frequenza.

Le perdite negli avvolgimenti sono calcolate secondo:

$$P_D = R_{ac} I_{eff}^2 + R_{dc} I_{med}^2 \quad (4.2.7)$$

La corrente a primario ha valore medio nullo, quindi le perdite sono dovute alla sola resistenza in alta frequenza.

Per quanto riguarda il valore efficace della corrente a primario, lo si è misurato direttamente sul circuito con l'ausilio della sonda di corrente. Il medesimo procedimento lo si è usato per ricavare il valore efficace della corrente a secondario.

4.2.2 Perdite nel materiale ferromagnetico

Per stimare le perdite nel materiale ferromagnetico ad una data frequenza, è necessario ricavare la massima variazione di induzione:

$$\Delta B = \frac{U_o(1-D)}{f_s S_c N_2} \quad (4.2.8)$$

con S_c sezione della gamba centrale, e poi, tramite il datasheet, ricavare la corrispondente densità di potenza P_v espressa in KW/m^3 , quindi si possono stimare le perdite come:

$$P_{core} = P_v V_e K_{form} \quad (4.2.9)$$

dove V_e è il valore del volume effettivo del nucleo e K_{form} un fattore correttivo (~ 0.8) che tiene conto del fatto che i valori della potenza dissipata riportati nei datasheet sono relativi ad una eccitazione di tipo sinusoidale e non ad onda quadra come nel caso in esame.

La tabella successiva riporta le perdite associate agli avvolgimenti, al nucleo e quelle totali del trasformatore.

U_{in} [V]	P_{D1} [W]	P_{D2} [W]	P_{Core} [W]	$P_{totTrasf}$ [W]
200	0,127	0,215	0,255	0,617
250	0,239	0,182	0,382	0,803
300	0,301	0,158	0,510	0,969
350	0,371	0,157	0,663	1,191

Tab.4.2.1: perdite nel trasformatore

4.3 Perdite nel condensatore di risonanza

Sempre tramite l'ausilio dell'impedenziometro si è misurata la resistenza serie del condensatore a 500 kHz:

$$ESR = 940 \text{ m}\Omega$$

quindi le perdite al variare della tensione di ingresso, quindi al variare della corrente a primario, sono:

U_{in} [V]	P_{Cb} [mW]
200	27,16
250	41,85
300	54,59
350	63,54

Tab.4.3.1: perdite nel condensatore di risonanza

4.4 Perdite nel diodo di raddrizzamento

Per vedere le perdite legate al diodo di raddrizzamento, il datasheet riporta un grafico con la potenza media dissipata vs la corrente media che lo attraversa in relazione anche al tempo di conduzione:

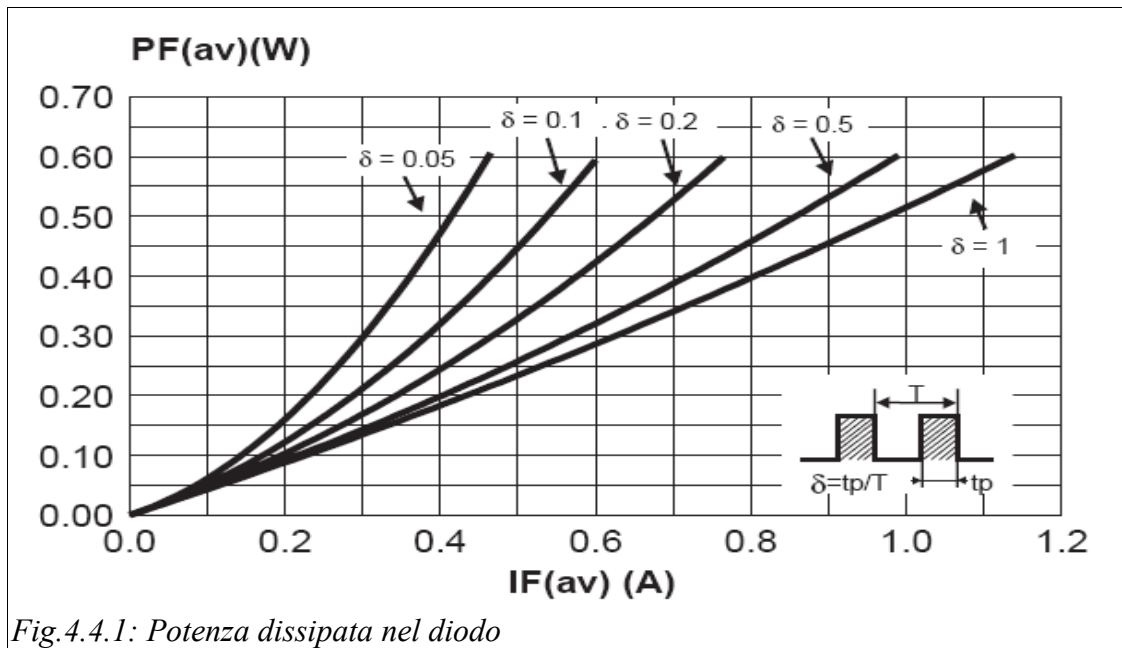


Fig.4.4.1: Potenza dissipata nel diodo

Con una corrente di uscita di 350mA le rette relative ai tempi di conduzione non si scostano di molto tra loro quindi si assume che:

$$P_{\text{diodo}} \approx 170\text{mW}.$$

4.5 Perdite nei mosfet

Le perdite nei mosfet si suddividono in:

- perdite per "mancato" soft-switching;
- perdite di conduzione.

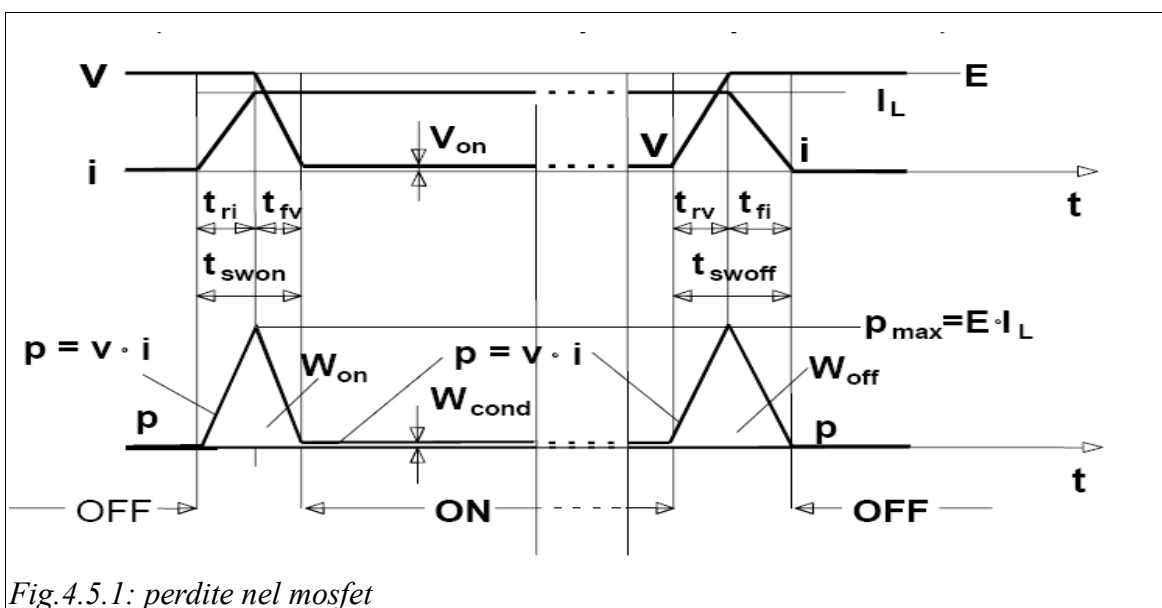


Fig.4.5.1: perdite nel mosfet

Il convertitore flyback a mezzo ponte asimmetrico è in grado di operare a frequenze elevate grazie alla sua caratteristica di commutare a tensione nulla, quando però il tempo morto tra la fase di ON e la fase di OFF è troppo breve oppure quando la corrente di magnetizzazione (che carica e scarica le capacità drain-source dei mosfet) è troppo piccola si ha l'apertura del mosfet a tensione non nulla: ciò causa delle perdite dette di commutazione, indicate in figura con W_{on} e W_{off} (area del triangolo).

Nel convertitore in analisi, per tutte le tensioni di lavoro si commuta a tensione nulla quindi non ci sono perdite associate a questo fenomeno.

Per valutare le perdite in conduzione, dal datasheet ci si ricava il valore della resistenza $R_{DS_{ON}}$ alla temperatura di giunzione di 120°C che risulta:

$$R_{DS_{ON}} = 4,2 \Omega$$

la potenza dissipata sarà quindi:

$$P_{D_{ON}} = I_{ON_{RMS}} R_{DS_{ON}} \cdot \quad (4.2.10)$$

In un periodo i mosfet conducono in modo alterno, quindi se si considera il valore efficace della corrente a primario si trovano le perdite associate ad entrambi:

U_{in} [V]	$P_{D_{ON}}$ [W]
200	0,101
250	0,136
300	0,168
350	0,194

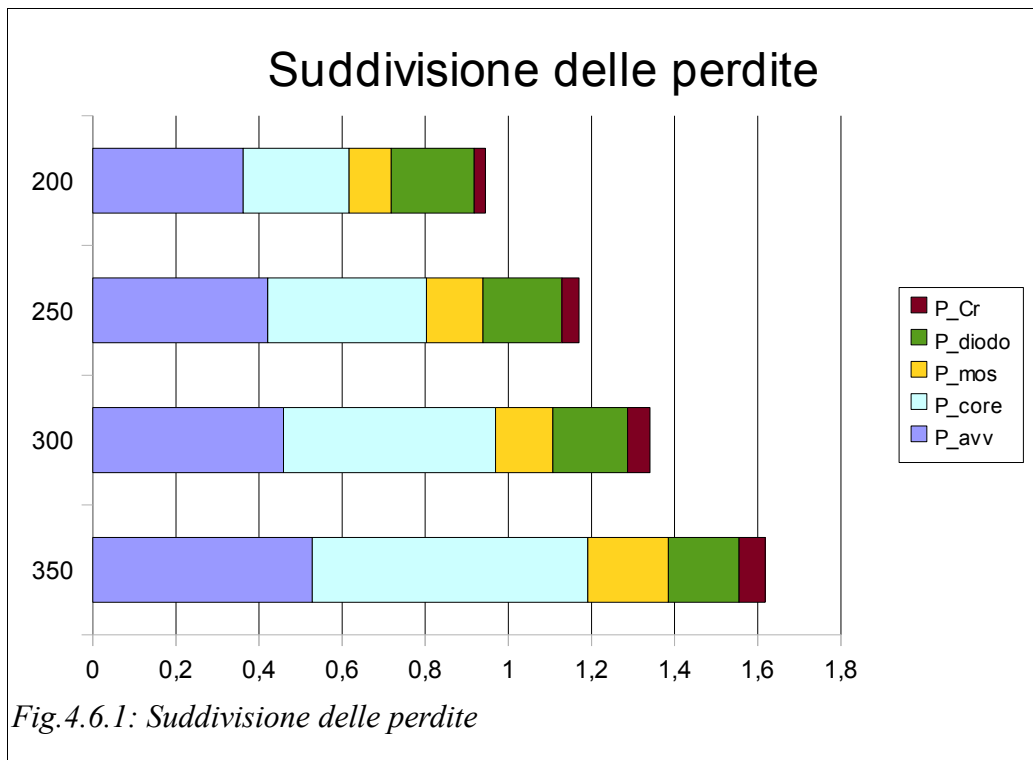
Tab.4.5.1: perdite nei mosfet

4.6 Perdite totali e stima del rendimento

In totale le perdite risultano:

U_{in} [V]	P_{TOT} [W]	η_{TEOR} [%]
200	0,915	86
250	1,151	82
300	1,362	80
350	1,569	78

Tab.4.6.1: perdite totali e rendimento teorico



Nel grafico sono riportati i contributi delle potenze dissipate nei vari componenti. Si può notare che buona parte delle perdite è dovuta alla resistenza in alta frequenza degli avvolgimenti. Per questo motivo si è pensato quindi di sostituire il filo smaltato da 0,43mm con uno filo Litz, che, essendo composto da più fili intrecciati, dovrebbe ridurre la resistenza in alta frequenza. Già con l'ausilio di questo espediente, si dovrebbe riuscire ad abbassare la potenza dissipata negli avvolgimenti.

Un'altra buona porzione delle perdite è dovuta al nucleo, per tentare di ridurle si potrebbe aumentare il numero di spire, così facendo si diminuirebbe la massima variazione di induzione e quindi la potenza dissipata per unità di volume.

Anche la resistenza in conduzione dei mosfet contribuisce alla riduzione del rendimento: si potrebbero sostituire i mosfet con degli altri che abbiano resistenza di conduzione minore oppure sacrificare in parte il soft-switching, cercando di diminuire la corrente a primario, ma, in questo caso bisogna valutare quanto sia conveniente, considerando l'introduzione di perdite per hard-switching.

4.7 Misure sul circuito

Per rendersi conto se effettivamente i conti rispecchino la realtà, si sono effettuate alcune misure sul rendimento del convertitore in vari punti di lavoro.

Per la misurazione del rendimento, visto che sono prove in funzionamento statico, cioè il circuito è alimentato in continua, si sono collegati un amperometro in serie al generatore in ingresso e un altro in serie alla lampada, un voltmetro in parallelo al generatore e uno in parallelo alla lampada e poi si sono calcolate le potenze.

I valori sono riportati in tabella 4.7.1.

U_{in} [V]	I_{in} [mA]	U_{out} [V]	I_o [mA]	η [%]
200	33,4	16,45	350,2	86,30
250	28,3	16,47	351,6	81,88
300	25,2	16,63	352,6	77,31
350	21,2	16,21	346,8	75,62

Tab.4.7.1: rendimento reale

Confrontando le due tabelle si nota che i valori teorici del rendimento sono sovrastimati all'aumentare della tensione di ingresso, questo perché non è stato possibile considerare tutte le cause di dissipazione del circuito.

Si è fatta inoltre un'analisi termica e si è notato che alle tensioni più alte il diodo di raddrizzamento tende a surriscaldarsi a causa della tensione inversa ai suoi capi durante il tempo di spegnimento vicina alla tensione di breakdown.

4.8 Valutazione sulla perdita del soft-switching

Al fine di incrementare il rendimento del circuito, si è presa in considerazione la possibilità di sacrificare per le basse tensioni il soft-switching, introducendo delle perdite legate a questo fenomeno, ma riducendo la corrente a primario e di conseguenza anche le perdite sugli avvolgimenti.

Le perdite per hard-switching sono legate alla capacità parassita che viene forzata a scaricarsi quando si ha l'accensione dell'interruttore relativo, pertanto, considerando le capacità di entrambi i mosfet si ha:

$$P_{dissHS} = C_{oss} U_c^2 f_{sw} \quad (4.8.1)$$

dove U_c è la tensione residua ancora presente nel mosfet al momento dell'accensione. Ipotizzando che la corrente che scarica le capacità parassite rimanga costante durante l'intervallo di commutazione, si può dire:

$$I_{sw} = \frac{2C_{oss}(U_{in} - U_c)}{t_d} \quad (4.8.2)$$

scrivendo U_c in funzione di I_{sw} :

$$U_c = U_{in} - \frac{I_{sw} t_d}{2C_{oss}} \quad (4.8.3)$$

Da misure effettuate sul circuito, ci si è ricavati l'andamento del valore efficace della corrente a primario in funzione del valore minimo della corrente di switching:

$$I_{pRMS} = 3,6041 I_{sw}^2 - 0,6875 I_{sw} + 0,18346 \quad (4.8.4)$$

Le perdite nell'avvolgimento primario sono date da:

$$P_{AVV} = R_{ac} I_{pRMS}^2 \quad (4.8.5)$$

mentre quelle dovute alle resistenze di conduzione degli interruttori:

$$P_{mos} = R_{dsON} I_{pRMS}^2 \quad (4.8.6)$$

Il bilancio della potenza complessiva dissipata è dato da:

$$P_{tot} = P_{AVV} + P_{mos} + P_{dissHS} \quad (4.8.7)$$

Tramite Matlab si è graficato l'andamento della potenza in funzione della corrente di switching minima, in corrispondenza dei punti di lavoro, con $C_{oss}=50\text{pF}$, $t_d=140\text{ns}$.

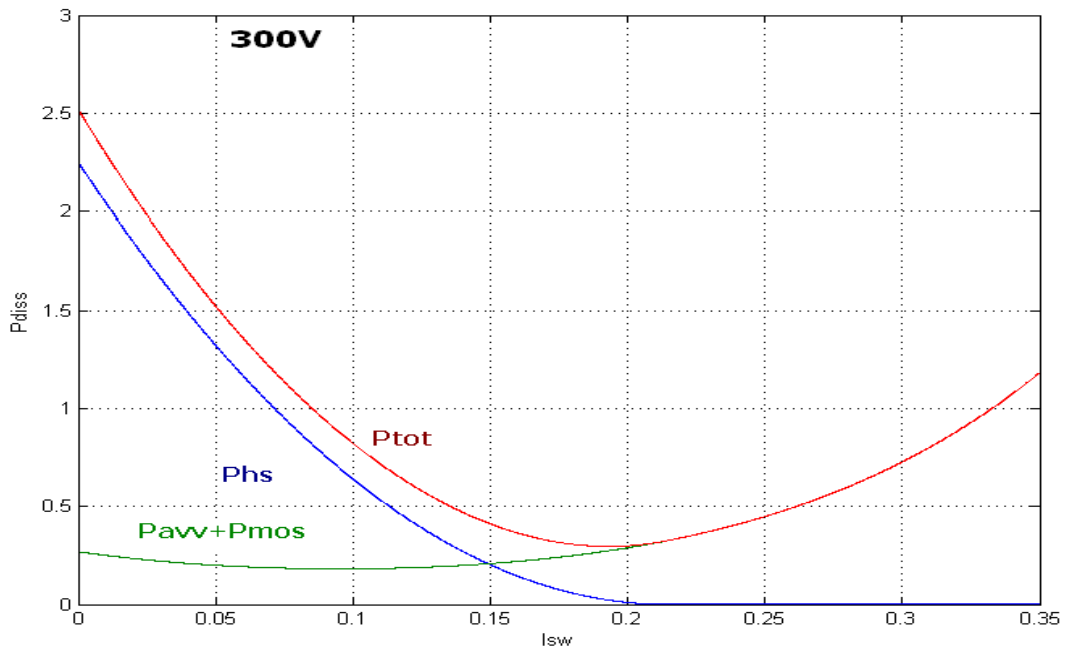
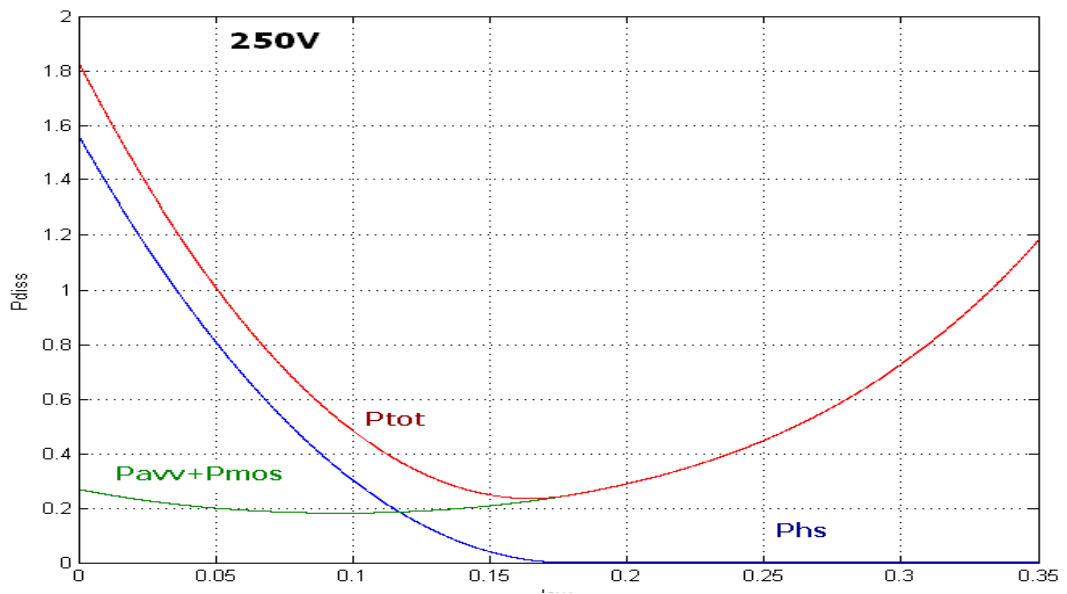
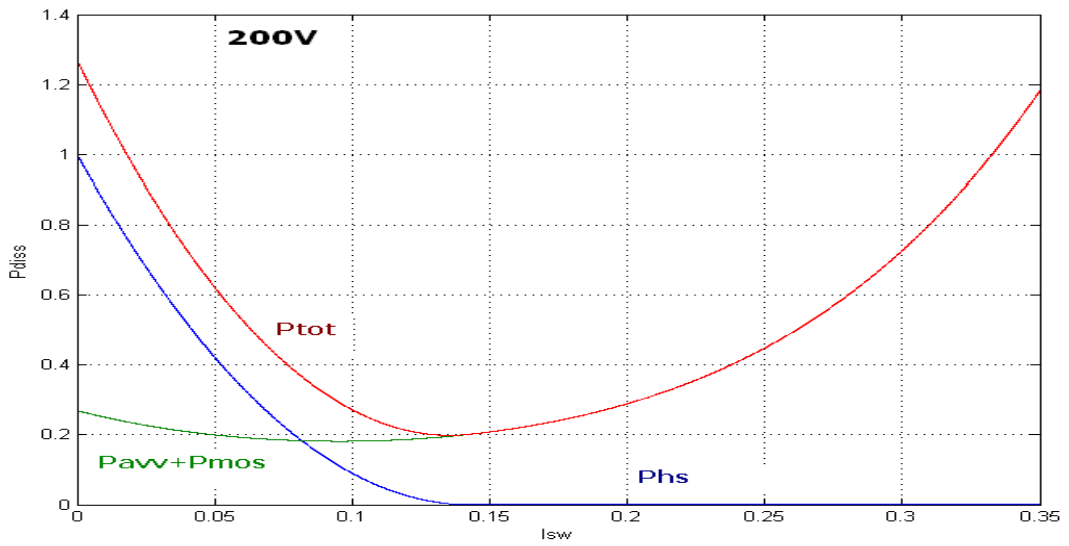


Fig.4.8.1: andamento delle perdite per i tre punti di lavoro: 200-250-300V

La curva verde indica la potenza dissipata negli avvolgimenti e nella resistenza di conduzione dei mosfet, quella blu la potenza dissipata per hard-switching e la rossa le perdite totali.

La curva della potenza dissipata negli avvolgimenti e nei mosfet è uguale per tutti i grafici, mentre si può notare che per i tre punti di lavoro si ha un aumento della corrente minima di switching.

Ricordando che la corrente a primario, al limite tra funzionamento CCM e DCM, è:

$$I_{mMin} \approx \frac{I_0}{n_{12}} - \frac{n_{12} U_0 (1-D)}{2 L_m f_{sw}} = \frac{I_0}{n_{12}} - \frac{U_{in} D (1-D)}{2 L_m f_{sw}} \quad (4.8.7)$$

si ha che il modulo della corrente a primario minima, aumenta all'aumentare della tensione in ingresso, quindi ponendo:

$$|I_{mMIN}| \geq I_{SWmin} \quad (4.8.8)$$

se la minima corrente per avere soft-switching è dimensionata per la minima tensione di ingresso, si ha che il vincolo imposto da (4.9.3) è rispettato anche al crescere di quest'ultima. Viceversa, se la corrente minima è dimensionata per tensioni più alte, la condizione di soft-switching non viene più a verificarsi alle tensioni minori, introducendo, quindi, perdite di commutazione che aumentano al diminuire della corrente a primario e, quindi, al diminuire della tensione di alimentazione.

I risultati indicano che le perdite introdotte dall'hard-switching sono superiori a quelle dovute alla resistenza degli avvolgimenti e dei mosfet, infatti, osservando la curva rossa, indicante le perdite totali, si vede che il punto di dissipazione minima è proprio di quei valori di corrente di switching prossimi, se non coincidenti, alla corrente minima calcolata secondo la (2.4.4) alla tensione di 200V.

Quindi un buon modo per ridurre le perdite è quello di ridurre la resistenza in alta frequenza degli avvolgimenti. Per fare questo si è pensato di riprogettare il trasformatore in modo tale che si possano ridurre le perdite e che si possa lavorare anche al di sotto del limite inferiore, attualmente 200V.

Si è imposto quindi che il convertitore possa lavorare dai 150V fino ai 350V.

4.9 Nuovo dimensionamento del convertitore

4.9.1 Rapporto spire

Innanzitutto si è calcolato il rapporto spire in modo da lavorare al limite CCM/DCM a 150V, con un duty-cycle pari al 65%. Dalla relazione:

$$\frac{U_0}{U_{in}} = \frac{D}{n_{12}(1+\lambda)} \quad (4.9.1)$$

si ricava:

$$n_{12} = D \frac{U_{in}}{U_0(1+\lambda)} = 5,875 \quad (4.9.2)$$

4.9.2 Definizione tempi morti, corrente minima per il soft-switching e induttanza di magnetizzazione

Si è posta la durata dei tempi morti circa il 15% del periodo di commutazione, quindi il singolo tempo morto avrà una durata massima di:

$$t_D = 150\text{ns}$$

Considerando le capacità parassite di drain-source dei due mosfet di circa 50pF (ricavata da misure effettuate sul prototipo) e supponendo costante la corrente durante l'intervallo di commutazione, si ottiene:

$$I_{SWmin} = \frac{2C_{ds}U_{in}}{t_D} \approx 100\text{mA} \quad (4.9.3)$$

Da un'analisi delle forme d'onda si intuisce che il caso peggiore, da questo punto di vista, avviene durante l'accensione del mosfet alto, per cui, nella condizione di lavoro al limite DCM/CCM, si ha che la corrente che scarica C_{DS1} e carica C_{DS2} coincide con la corrente minima di magnetizzazione (supposta costante durante l'intervallo di commutazione):

$$I_{mMIN} \approx \frac{I_0}{n_{12}} - \frac{n_{12}U_0(1-D)}{2L_m f_{sw}} \quad (4.9.4)$$

(NB: $|I_{mMIN}| < |I_{mMAX}|$ vedi fig. 4.9.1)

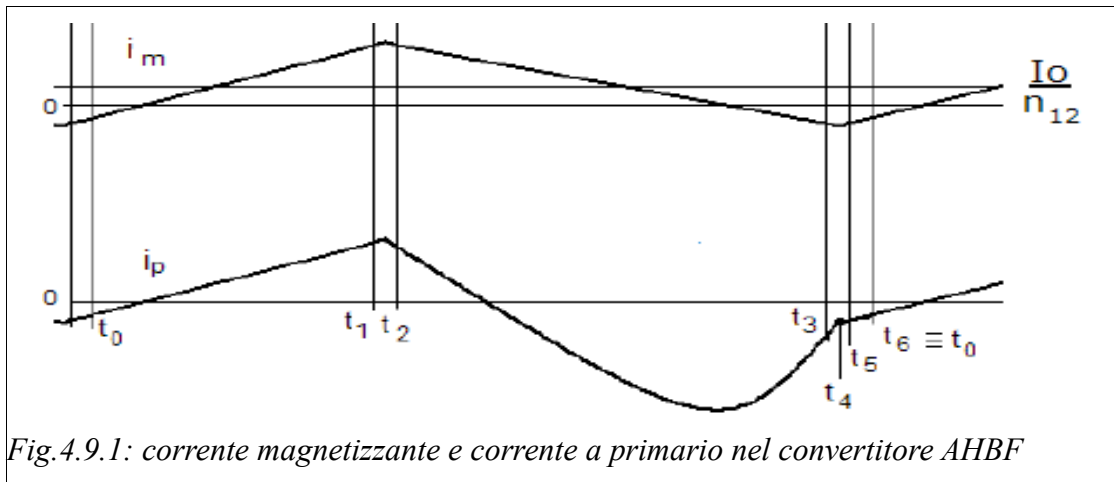


Fig.4.9.1: corrente magnetizzante e corrente a primario nel convertitore AHBF

sapendo che $|I_{mMIN}| \geq I_{SWmin}$ si ottiene il valore massimo per l'induttanza di magnetizzazione:

$$L_m = \frac{n_{12} U_0 (1-D)}{2f_{sw} \left(\frac{I_0}{n_{12}} I_{SWmin} \right)} \approx 204 \mu H \quad (4.9.5)$$

di conseguenza l'induttanza di dispersione (imponendo $\lambda=3,5\%$) sar :

$$L_{lk} = \lambda L_m \approx 7,4 \mu H \quad (4.9.6)$$

4.9.3 Condensatore di risonanza

Per dimensionare il condensatore si utilizza il metodo illustrato a pagina 37. Il grafico della funzione (2.4.6)   riportato in figura 4.9.2.

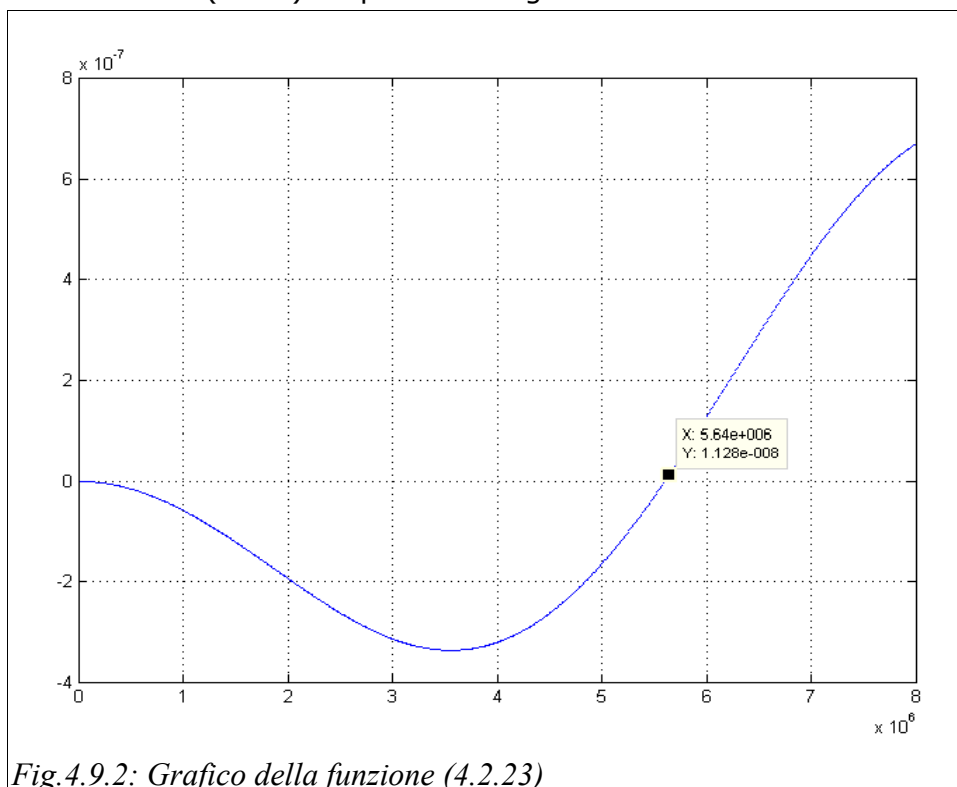


Fig.4.9.2: Grafico della funzione (4.2.23)

In questo caso si ha:

$$\omega_R \approx 5,64 * 10^6 \text{ rad/s} \quad (4.9.7)$$

e quindi, sapendo che:

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{C_b L_{lk}}} \quad \text{si ha:} \quad C_B = \frac{1}{\omega_R^2 L_{lk}} \approx 4,24 \text{ nF} \quad (4.9.8)$$

e si è scelto il valore commerciale di 4,7 nF.

4.9.4 Dimensionamento del nuovo trasformatore

Per il trasformatore si mantiene lo stesso nucleo usato originariamente, un EFD15 con ferrite N97, ma lo si deve dimensionare cercando di ridurre le perdite legate al nucleo e agli avvolgimenti.

La massima potenza dissipabile è imposta dall'aumento di temperatura desiderato del trasformatore, per poterla calcolare è necessario conoscere la resistenza termica R_{th} , trovata in un'applicazione note della Epcos:

$$R_{th} = 75 \left[\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right] \quad (4.9.9)$$

ponendo il massimo incremento di temperatura pari a 45°C, risulta che la massima potenza dissipabile sarà:

$$P_T = \frac{\Delta T}{R_{th}} = 600 \text{ mW} \quad (4.9.10)$$

si impone:

$$P_{core} = \frac{P_T}{2} = 300 \text{ mW} \quad (4.9.11)$$

dalla quale si ricava la potenza dissipabile per unità di volume:

$$P_V = \frac{P_{core}}{V_e 0,8} = 730 \frac{\text{KW}}{\text{m}^3} \quad (4.9.12)$$

dal datasheet si trova poi l'induzione magnetica massima.

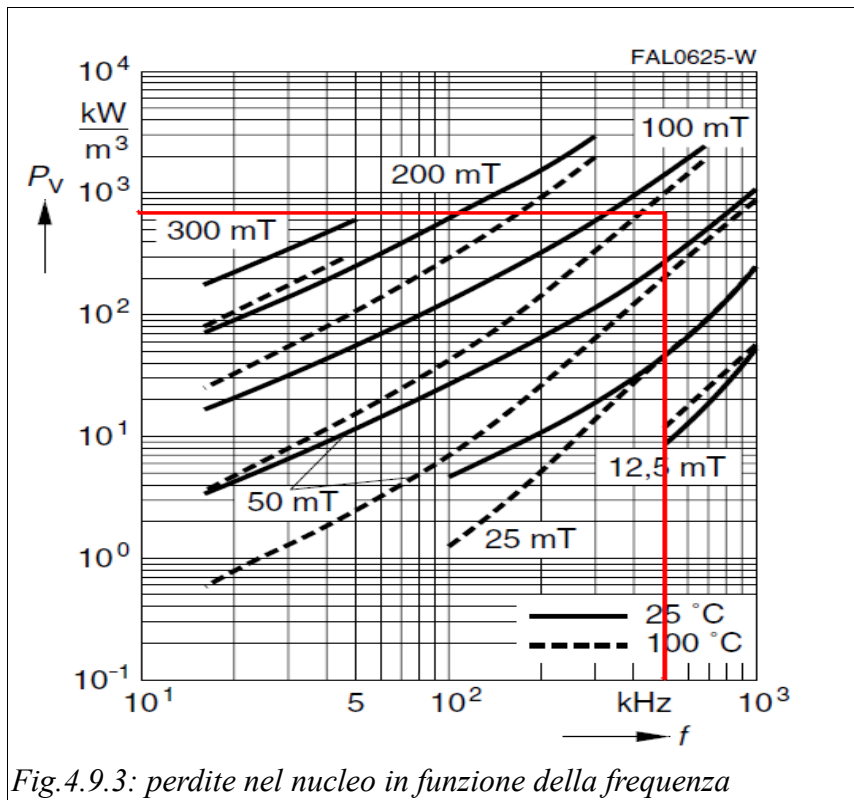


Fig.4.9.3: perdite nel nucleo in funzione della frequenza

$$B_{max} \approx 80\text{mT} \tag{4.9.13}$$

Quest'ultimo è un valore di picco, quello che interessa invece è la massima escursione che sarà:

$$\Delta B_{max} = 2 * B_{max} = 160\text{mT} \tag{4.9.14}$$

Ora si è in grado di calcolare il numero di spire degli avvolgimenti primario e secondario, considerando inoltre che la tensione ai capi dell'avvolgimento secondario è uguale alla tensione di uscita durante il tempo di conduzione del diodo ne segue che:

$$N_2 = \frac{U_0 T_{off}}{S_c \Delta B_{max}} = \frac{U_0 (1-D)}{f_{sw} S_c \Delta B_{max}} = 10,655 \tag{4.9.15}$$

Se si arrotonda questo numero per difetto si avrà un aumento delle perdite nel nucleo, invece arrotondando per eccesso si aumenteranno le perdite negli avvolgimenti. Si è scelto di utilizzare 13 spire a secondario, quindi a primario si avranno:

$$N_1 = N_2 n_{12} = 75 \tag{4.9.16}$$

Ora, conoscendo il numero di spire , si può calcolare il diametro massimo del filo da utilizzare negli avvolgimenti:

$$S_{filomax} = \frac{A_w K_r}{N_1 + N_2} = 0,1802 \text{ mm}^2 \quad (4.9.17)$$

pertanto il diametro massimo sarà:

$$\Phi_{filo} = 2 \sqrt{\frac{S_{filomax}}{\pi}} = 0,47 \text{ mm} \quad (4.9.18)$$

Per ridurre le perdite dovute all'effetto prossimità e all'effetto pelle si è pensato di costruirsi un filo composto da un intreccio di filetti con diametro inferiore, in questo caso si sono usati 33 filetti da 0,079 mm di diametro. Dalle curve di Dowell ci si è calcolati la nuova resistenza degli avvolgimenti.

$$R_{DCP} = 306 \text{ m}\Omega$$

$$R_{DCS} = 71 \text{ m}\Omega$$

Il rapporto tra lo spessore dello strato che costituisce l'avvolgimento e lo spessore di penetrazione:

$$Q = \frac{\text{layer Thickness}}{D_{PEN}} = \frac{0,83 D_w}{D_{PEN}} = 0,77 \quad (4.9.19)$$

Stavolta l'avvolgimento primario è realizzato su quattro strati quindi, dalle curve di Dowell:

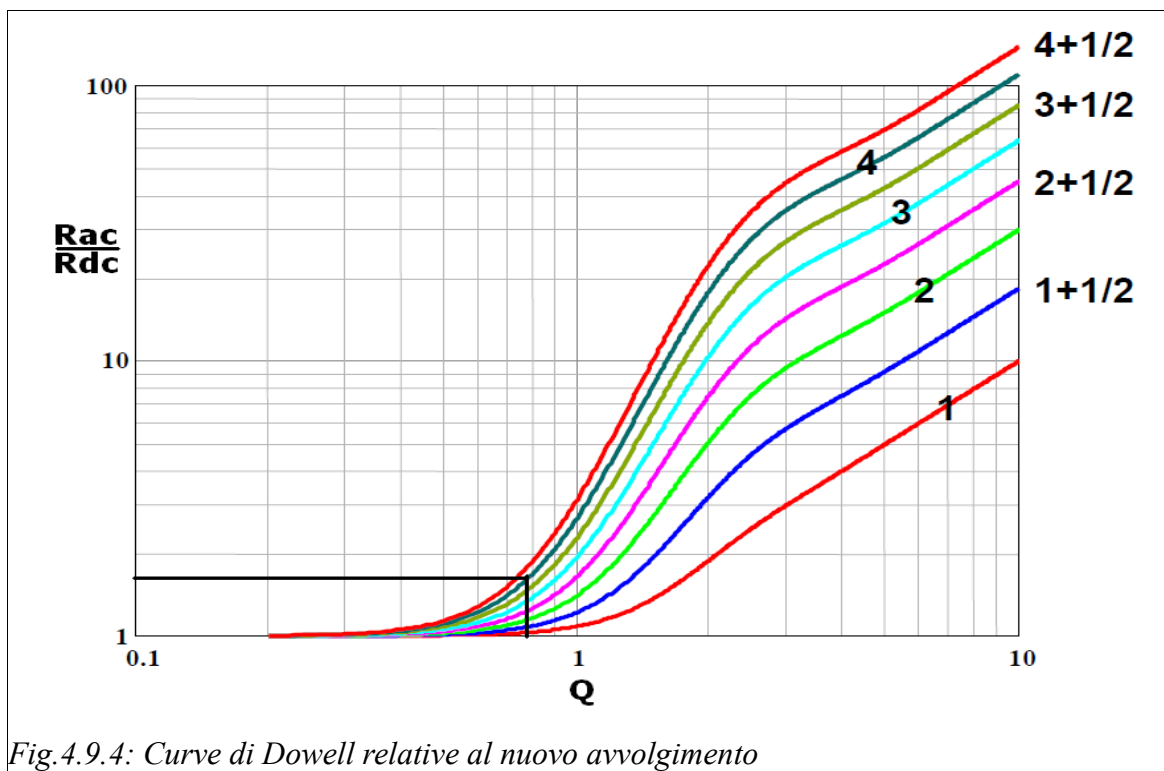


Fig.4.9.4: Curve di Dowell relative al nuovo avvolgimento

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} \approx 1,7 \quad (4.9.20)$$

quindi la resistenza in alta frequenza sarà:

$$R_{ac} = 520,2 \text{ m } \Omega$$

Per avere il valore corretto la si è misurata tramite l'impedenziometro, i valori misurati sono:

$$R_{acP} = 840 \text{ m } \Omega \text{ a primario,}$$

$$R_{acS} = 148 \text{ m } \Omega \text{ a secondario.}$$

Si può notare che con questo espediente, nonostante il numero di spire sia maggiore rispetto al trasformatore iniziale, la resistenza in alta frequenza è circa cinque volte inferiore. Questo porterà sicuramente dei benefici dal punto di vista del rendimento.

Ora è necessario calcolare lo spessore del traferro per ottenere il valore di induttanza magnetizzante desiderato. Il flusso è dato da:

$$\Phi_C = \frac{N_1 i_1 + N_2 i_2}{R_{tot}} \quad (4.9.21)$$

mentre il flusso concatenato:

$$\Lambda_1 = L_m i_{m1} = N_1 \Phi_C \quad (4.9.22)$$

mettendo a sistema la (4.9.21) e la (4.9.22) si ricava il valore della riluttanza totale:

$$L_m = \frac{N_1^2}{R_{tot}} \text{ si trova il valore della riluttanza: } R_{tot} = \frac{N_1^2}{L_m} = 27,57 * 10^{-6} \text{ H}^{-1}$$

ora, conoscendo il profilo del nucleo ed evidenziando i contributi si può scrivere:

$$R_{tot} \approx \frac{R_{TL}}{2} + R_{TC} \quad (4.9.23)$$

dove R_{TL} è la riluttanza della gamba laterale e R_{TC} è la riluttanza della gamba centrale. Sapendo che:

$$R_{TL} = \frac{1}{\mu_0} \frac{t}{S_L} \quad (4.9.24)$$

$$R_{TC} = \frac{1}{\mu_0} \frac{t}{S_C} \quad (4.9.25)$$

con S_L e S_C rispettivamente superfici della gamba laterale e centrale.
Si ha che:

$$R_{TC} = \frac{2R_{tot}}{2 + \frac{S_C}{S_L}} = 16,373 * 10^6 H^{-1} \quad (4.9.26)$$

che permette di trovare lo spessore del traferro:

$$t = R_{TC} \mu_0 S_C = 0,261 \text{ mm} \quad (4.9.27)$$

In base a queste indicazioni è stato possibile ricavare il trasformatore desiderato.
Con l'ausilio dell'impedenziometro si sono trovati i valori reali dell'induttanza di magnetizzazione e di dispersione:

$$L_m \approx 202 \mu H$$

$$L_d \approx 12 \mu H$$

L'induttanza di dispersione risulta più grande di quanto preventivato, sia a causa della difficoltà nell'avvolgere perfettamente i conduttori sia perché nella costruzione del filo intrecciato non si è riusciti ad ottenere un accoppiamento perfetto tra tutti i conduttori che lo compongono. Si dovrebbe perciò ricalcolare il valore del condensatore di risonanza, tuttavia si è deciso di non modificarlo e mantenere il valore originale di 6,8nF.

Con questo dimensionamento si è visto che il funzionamento al limite tra modalità continua e discontinua è attorno ai 220V.

4.10 Stima del nuovo rendimento

Prima di verificare il rendimento sul circuito, si è fatta una stima per vedere l'effettivo miglioramento introdotto. Le correnti efficaci utilizzate per la stima delle perdite sono state misurate direttamente sul circuito.

Nelle tabelle seguenti sono riportati tutti i contributi.

U_{in} [V]	P_{D1} [mW]	P_{D2} [mW]	P_{core} [mW]	$P_{TOTtrasf}$ [mW]
200	30	85	117	232
250	37	75	165	277
300	53	65	243	361
350	71	65	293	429

Tab.4.10.1: perdite nel nuovo trasformatore

U_{in} [V]	P_{mos} [mW]	P_{Cond} [mW]	P_{diodo} [mW]
200	115	30	~200
250	172	45	~200
300	195	58	~200
350	224	67	~200

Tab.4.10.2: perdite relative ai mosfet, al diodo, e al condensatore

U_{in} [V]	P_{TOT} [W]	η_{TEOR} [%]
200	0,577	91
250	0,694	88
300	0,814	86
350	0,920	85

Tab.4.10.3: perdite totali e rendimento teorico con il nuovo trasformatore

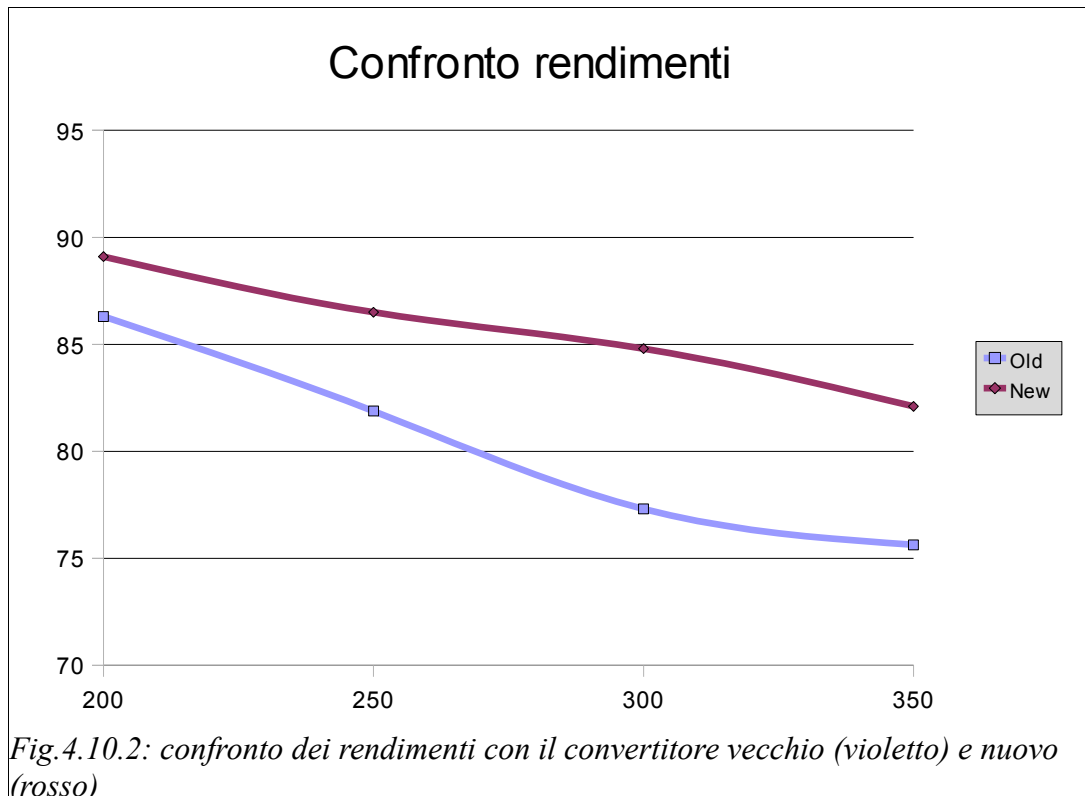


Dal confronto dei grafici emerge una buona riduzione delle perdite negli avvolgimenti, mentre le perdite nel nucleo, seppur dimezzate, contribuiscono ancora in buona parte nell'abbassamento del rendimento, soprattutto alle alte tensioni. Si potrebbe pensare di ridurre ulteriormente queste perdite aumentando il numero delle spire, cosa tuttavia non fattibile a causa della finestra quasi totalmente riempita. Si può vedere anche che ora le perdite nei mosfet e nel diodo iniziano a giocare un ruolo più importante.

Nella tabella seguente sono riportati i risultati sperimentali.

U_{in} [V]	I_{in} [mA]	U_{out} [V]	I_{out} [mA]	η [%]
180	39,40	16,87	378,5	90,0
200	34,25	16,74	364,7	89,1
250	26,27	16,56	343,3	86,5
300	23,79	16,64	363,8	84,8
325	20,80	16,47	341,5	83,2
350	19,69	16,47	343,5	82,1

Tab.4.10.4: rendimento del circuito reale ridimensionato



Attraverso il nuovo dimensionamento si è riusciti a migliorare il rendimento, dal 3% a 200V fino al 7% dei 350V.

Ulteriori miglioramenti si potrebbero ottenere sostituendo i mosfet con altri che possiedono resistenza di conduzione inferiore.

Per completare lo studio, rimangono le prove di rendimento durante il funzionamento dinamico, cioè quando il circuito è alimentato da rete.

4.11 Prove con alimentazione da rete

A causa dello sfasamento sulla corrente in ingresso introdotto dal ponte raddrizzatore, non è più possibile valutare la potenza assorbita tramite l'ausilio dei multimetri, pertanto si è utilizzato un wattmetro in serie al TPS.

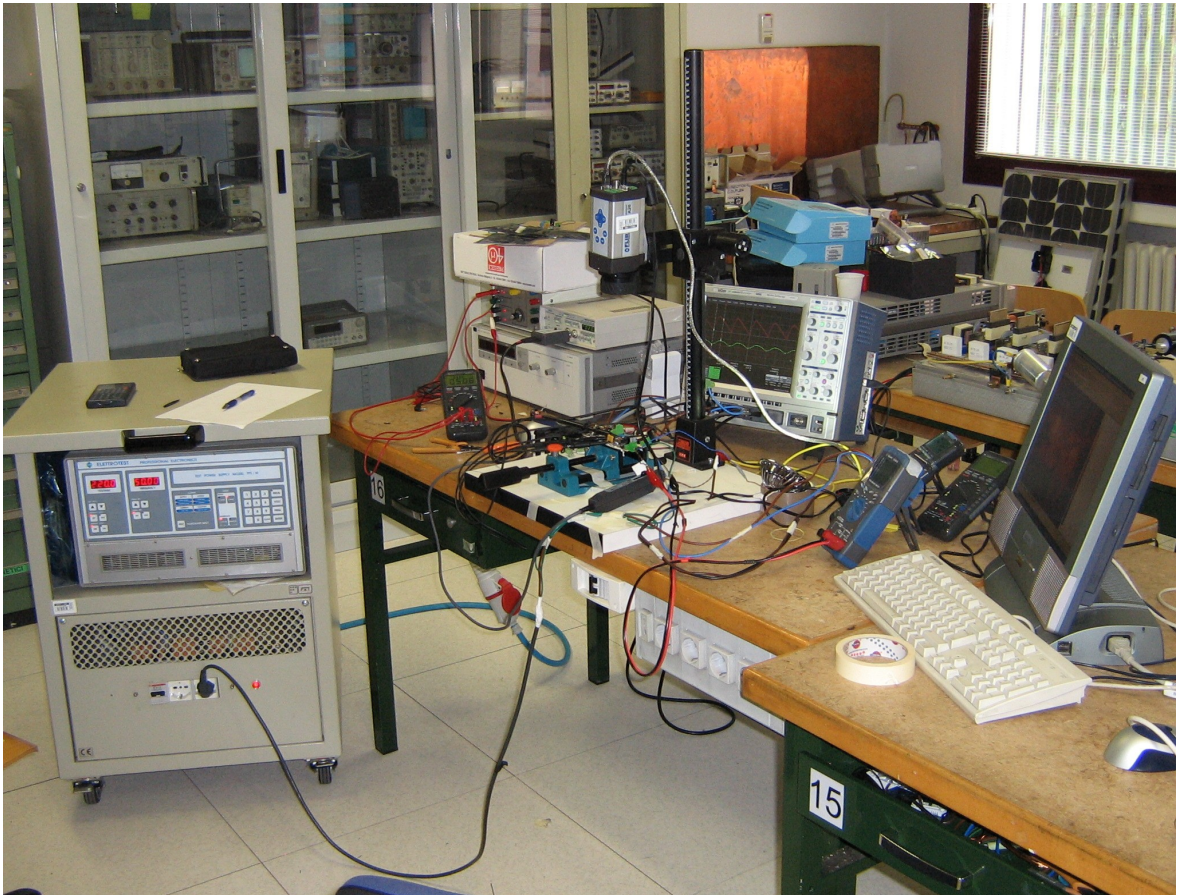


Fig.4.11.1: Banco prova del circuito

C_{in} [uF]	P_{in} [W]	I_{out} [mA]	U_{out} [V]	ΔI_o [mA]	P_{out} [W]	η [%]
2	7,2	325,6	18,93	28	5,838	81,0
1,5	8,1	361,0	18,54	30	6,693	82,6
1	7,2	330,1	18,08	40	5,968	82,8

Tab. 4.11.1: Rendimenti con alimentazione da rete

I risultati ottenuti durante il funzionamento statico erano incoraggianti, si pensava di riuscire ad ottenere qualcosa di più durante il funzionamento da rete.

Conclusioni

Nella scena del mercato dell'illuminazione, negli ultimi anni si è verificato il veloce sviluppo di nuove tipologie di lampade basate sui led. Come si è visto, il collo di bottiglia ora non è più legato al led come dispositivo, ma si sta spostando sull'elettronica che li controlla.

I problemi che si sono voluti analizzare sono quelli relativi alla necessità di controllare la corrente in uscita e al rendimento.

Nel primo caso, dovendo accettare in ingresso un condensatore di capacità ridotta per ottemperare alle normative, dopo aver analizzato varie tipologie, si è scelto di utilizzare un controllo in cui come grandezza di retroazione si è utilizzata la somma della corrente assorbita e della tensione di ingresso. Si è arrivati a constatare che la riduzione al minimo del ripple sulla corrente di uscita si ottiene quando si assegna ai due contributi il medesimo peso.

Si è passati poi allo studio del rendimento del primo convertitore progettato. Dopo uno studio teorico e misure sul prototipo, si è appurato che la principale causa del rendimento ridotto era il trasformatore. Dovendo quindi ridimensionarlo, si è cercato di fare in modo che il convertitore riuscisse a lavorare anche al di sotto dei 200V. Si è riusciti a ridurre la variazione di flusso e quindi le perdite legate al nucleo attraverso l'aumento del numero delle spire mentre si è cercato di ridurre le perdite dovute agli avvolgimenti realizzandoli con un filo composto da 33 filetti intrecciati, realizzato manualmente in laboratorio, arrivando ad ottenere un buon aumento del rendimento.

Quest'ultimo è stato invece deludente quando il convertitore è stato alimentato da rete, ci si aspettava un risultato migliore.

Per completare il lavoro resta da ottimizzare l'elettronica di controllo, che ora ha un consumo eccessivo per l'applicazione richiesta, magari realizzando un circuito integrato progettato per scopo.

Interessante sarebbe anche la riduzione del nucleo magnetico, passando da un EFD15 utilizzato ad un EFD12 o addirittura EFD10 ricorrendo ad un'altra tipologia di ferriti come ad esempio le 3F4 della Ferroxcube, che consentono di lavorare a frequenza di switching fino a 2MHz.

Per ridurre poi l'emissione di armoniche verso rete, dovuta all'utilizzo del ponte non controllato, sarà necessario ricorrere all'uso di un filtro Emi in ingresso.

Bibliografia

1. Arturas Zukauskas, Michael S. Shur, Remis Gaska
"Introduction to solid-state lighting"
John Wiley & Sons

2. Liu Yu, Jinming Yang
"The topologies of white Led Lamps power driver"
2009 3rd international Conference on Power Electronics Systems and Application.

3. Heinz van der Broeck, Gerog Saurlander, Matthias Wendt
"Power driver topologies and control schemes for led"
Philips Research Laboratories, Aachen (Germany).

4. T. M. Chen, C. L. Chen
"Analysis and design of asymmetrical half bridge flyback converter"
IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 149, N° 6, november 2002.

5. Li-Ming Wu, Chen-Yin Pong
"A Half Bridge Flyback Converter with ZVS and ZCS Operation"
The 7th International conference on Power Electronics.

6. Tso-Min Chen, Chern-Lin Chen
"Small-signal modelling of asymmetrical half bridge flyback converter"
Power Electronics and Motion Control Conference, 2006.

7. EN61000-3-2
"Limits for harmonic current emmissions".

8. Ned Mohan, William Robbins, Tore Undeland
"Power Electronics"
Wiley.

9. Giorgio Spiazzi
"Dispense del corso di Elettronica di Potenza"
Libreria progetto