

ALMA MATER STUDIORUM–UNIVERSITA' DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA E
TELECOMUNICAZIONI

ANALISI E PROGETTO DI UN CONVERTITORE
ZETA PER LA CORREZIONE DEL FATTORE DI
POTENZA

Elaborato in:
ELETTRONICA INDUSTRIALE

Relatore
Prof. Rudi Paolo Paganelli

Presentata da
Gioele Magnani

Sessione n°2 – Ottobre 2015
Anno Accademico 2014 - 2015

Parole chiave

ZETA Converter

Power Factor Correction (PFC)

Coupled Inductors

Discontinuous Current Mode (DCM)

Entrapped Magnetic Energy

Indice

Parole Chiave 3

Introduzione 6

Capitolo 1

1 Tecniche di controllo nei Convertitori utilizzati per applicazioni PFC 8

- 1.1* Peak Current Control 9
- 1.2* Average Current Control 12
- 1.3* Discontinuous Current PWM Mode 14
- 1.4* Hysteresis Control 16
- 1.5* Borderline Control 18

Capitolo 2

2 Classici Convertitori DC-DC messi a confronto per applicazioni PFC 20

- 2.1* Ipotesi di studio 20
- 2.2* Convertitore Buck 21
- 2.3* Convertitore Boost 22
- 2.4* Convertitore Buck-Boost 24
- 2.5* Convertitore Flayback 26
- 2.6* Convertitore Cuk, Sepic e Zeta 27
- 2.7* Conclusioni 31

Capitolo 3

3 Dimensionamento del convertitore DC-DC Zeta 32

- 3.1* Specifiche di progetto imposte 37
- 3.2* Funzione di Trasferimento Ingresso Uscita (caso CCM) 37
- 3.3* Equazioni per il dimensionamento dei componenti passivi secondo le specifiche di progetto 40
 - 3.3.1* Specifiche sugli induttori 40
 - Scelta dei componenti 42
 - 3.3.2* Condensatore d'uscita Cout 43
 - Scelta dei componenti 46
 - 3.3.3* Condensatore di disaccoppiamento Cc 47
 - Scelta dei componenti 50

3.3.4	Condensatore d'ingresso Cin	51
	Scelta del condensatore d'ingresso	53
3.4	Equazioni per il dimensionamento dei componenti attivi secondo le specifiche di progetto	53
3.4.1	Switch di commutazione Q1	53
	Scelta dello switch	56
3.4.2	Diodo di ricircolo	56
	Scelta del diodo	57
3.5	Nuove modalità di Lavoro e Ricircolo di corrente negativa nel convertitore Zeta	57
3.5.1	Inserimento di un diodo supplementare	61
3.5.1.1	L1 in funzionamento DCM e L2 in funzionamento CCM	63
3.5.1.2	L1 e L2 in funzionamento DCM	66
3.5.2	Utilizzo di L di valore diverso tra loro	68

Capitolo 4

4.1	Convertitore Zeta in CCM-UFE	71
4.1.1	Zeta Decoupled in CCM-UFE	73
4.1.2	Zeta Coupled in CCM-UFE	76
4.2	Convertitore Zeta in CCM-UFE verso la BEF e in BEF	79
4.2.1	Zeta Decoupled verso la BEF	81
4.2.2	Zeta Decoupled in BEF	85
4.3	Convertitore Zeta in CCM-BFE e BCM	87
4.3.1	Zeta Decoupled in CCM-BFE	89
4.3.2	Zeta Decoupled in BCM a R variabile	90
4.4	Convertitore Zeta in DCM con Ricircolo di corrente Negativa e Soluzioni	93
4.4.1	Zeta Decoupled in DCM con ricircolo	93
4.4.2	Zeta Decoupled in DCM con Zero Ricircolo e L a rapporto	95
4.4.3	Zeta Decoupled con diodo aggiunto e L2 in BCM	98
4.4.4	Zeta Decoupled con diodo aggiunto e L2 in CCM	101
4.5	Convertitore Zeta in PFC	103
	Conclusioni	106
	Bibliografia	107

Introduzione

L'espansione della domanda di energia sulla rete di distribuzione elettrica e l'avvento di nuove tecnologie orientate al risparmio energetico rende necessario minimizzare l'introduzione di armoniche nella linea di alimentazione e l'emissione di Interferenze Elettro-Magnetiche (EMI) degli alimentatori switching: se questo non avvenisse si degraderebbe notevolmente la qualità della tensione di rete e si avrebbero notevoli problemi di interferenza con i moderni apparati di telecomunicazione. Per questa ragione diverse soluzioni di Power Factor Correction (PFC) sono state ideate e realizzate. Il PFC ha il compito di massimizzare (rendere molto vicino all'unità, nel soddisfacimento delle normative vigenti) il Fattore di Potenza (PF), ovvero il rapporto tra Potenza Attiva (Watt) assorbita e Potenza Apparente (VoltAmpere) impegnata. Solo nel caso in cui la forma d'onda di corrente risulti anch'essa sinusoidale (non distorta) ed in fase con quella di tensione ($\cos(\varphi)=1$), il Fattore di Potenza è massimo (pari a 1.0) e il carico sarebbe assimilabile ad un resistore puro (caso ideale).

Il semplice ponte raddrizzatore seguito da un filtro capacitivo normalmente utilizzato negli apparati di potenza fino a qualche centinaio di Watt si comporta in modo molto insoddisfacente dal punto di vista del Fattore di Potenza (PF). Al fine di migliorarlo si possono utilizzare varie tipologie di convertitori DC/DC: alcune topologie presentano vantaggi strutturali rispetto ad altre, come una naturale predisposizione a normalizzare il PF, caratteristica a volte battezzata come "self-PFC". Il metodo di correzione del PF e le prestazioni ottenibili dipendono però non solo dalla scelta topologico-architetturale, ma anche dalla tecnica di controllo del convertitore DC/DC che funge da PFC.

In questa tesi studieremo dettagliatamente i principi di funzionamento del convertitore ZETA e ne valuteremo la possibile applicazione per la correzione del fattore di potenza.

Nel corso del primo e del secondo capitolo esamineremo brevemente le tecniche di controllo e le possibili topologie di convertitori utilizzati per applicazioni di PFC. Nel terzo capitolo invece esamineremo dettagliatamente le possibili realizzazioni (induttanze accoppiate o meno) e le modalità di funzionamento del convertitore ZETA in condizioni ideali e ricaveremo le equazioni per il suo corretto dimensionamento. Si scopre quindi che, data la presenza di due induttanze, il convertitore può operare in assai più numerose modalità derivanti

dal fatto che la corrente sulle induttanze può divenire anche negativa e generare una condizione di ricircolo che a tutti gli effetti va a sostituire la condizione di funzionamento discontinuo nei convertitori che prevedono un solo induttore (per il SEPIC valgono le stesse considerazioni svolte in questa tesi per il ZETA).

Nel quarto capitolo esamineremo dettagliatamente alcuni regimi di funzionamento e cercheremo di catalogarli sulla base delle loro caratteristiche. Si vedrà anche come procedere nei dimensionamenti per poter ottenere caratteristiche più soddisfacenti in termini di prestazioni nella applicazione specifica del PFC. Infine mostreremo le prestazioni ottenute con una particolare implementazione.

Capitolo 1

Tecniche di controllo nei Convertitori utilizzati per applicazioni PFC.

Per mostrare le diverse caratteristiche delle varie tecniche di controllo, è stato scelto come convertitore di prova il DC/DC Boost. Questo convertitore è particolarmente adatto allo scopo data la sua naturale capacità di assorbire correnti poco distorte grazie a una forma d'onda di corrente in ingresso priva di gradini per la presenza dell'induttanza, che lo rende il miglior candidato per l'estrazione di corrente da sorgenti di tensione DC.

Peak Current Control

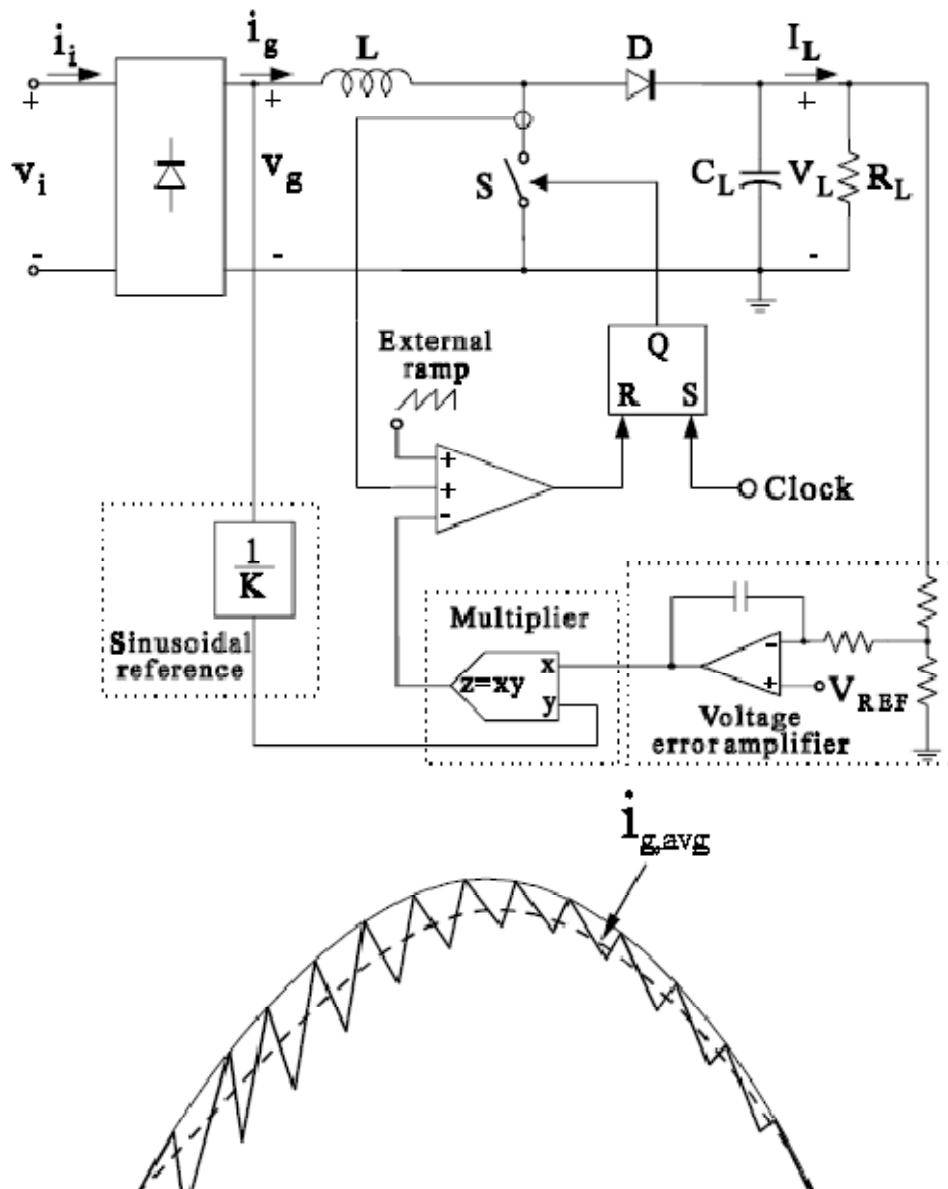


Fig.1.1 Schema classico del Peak Current Control e relativa forma d'onda in CCM
[immagine tratta dal documento (1)]

La Fig. 1.1 mostra una classica implementazione del controllo a corrente di picco applicato ad un convertitore di tipo Boost, collocato a valle del ponte raddrizzatore e immediatamente a monte del condensatore elettrolitico che sostiene e filtra la componente DC. Come si può notare dallo schema, il convertitore lavora ad una frequenza fissa determinata dal segnale di Clock che attiva l'intervallo Ton del convertitore all'inizio di ogni periodo della frequenza di switching (assai più elevata della frequenza della sorgente AC da rettificare).

Il Toff del convertitore invece è determinato in modo dinamico come di seguito descritto: la tensione di uscita viene comparata con una tensione di riferimento V_{REF} tramite un amplificatore di errore di tensione. L'uscita dell'amplificatore viene moltiplicata per la tensione raddrizzata all'uscita del ponte a diodi, opportunamente scalata. L'uscita del moltiplicatore rappresenta l'ampiezza di riferimento che deve raggiungere il segnale di corrente. Detto riferimento è poi comparato con il segnale di corrente dello switch. Quando quest'ultimo raggiunge in ampiezza il segnale di riferimento in uscita dal moltiplicatore, il flipflop commuta la sua uscita ed inizia l'intervallo Toff del DC/DC Boost.

Vantaggi	si ha una frequenza di commutazione costante che consente un più puntuale dimensionamento dei filtri;
	è necessaria la sola misura della corrente dello switch. Può essere eseguita con l'inserimento di un trasformatore di corrente così da evitare le perdite sulla resistenza di sensing;
	non è necessario un amplificatore d'errore di corrente e la relativa rete di compensazione.
Svantaggi	con Duty Cycle superiore al 50% è necessario introdurre una rampa di compensazione nel comparatore che determina l'inizio del Toff per evitare l'innescò di oscillazioni sub-armoniche (a metà della frequenza di commutazione);
	la distorsione della corrente d'ingresso aumenta quando, a parità di potenza erogata, per alte tensioni di linea ho valori piccoli di corrente assorbita e, ovviamente, quando la corrente assorbita è poca per carichi leggeri (bassi livelli di potenza erogata); questo perchè la rampa di compensazione produce una quota fissa di distorsione indipendente dal livello della corrente assorbita;
	questa tecnica di controllo è molto sensibile al rumore di commutazione dei dispositivi (spilli di corrente di recovery che possono generare inneschi indesiderati del Toff).

Tabella 1.1

La forma d'onda mostrata in Fig. 1.1 evidenzia il regime elettrico nella condizione di Continuous Conduction Mode (CCM), ovvero la condizione tale per cui la corrente sull'induttore L non si azzerà mai durante il Toff. Questa condizione differisce dalla modalità discontinua (Discontinuous Conduction Mode) per cui per certi intervalli di tempo la corrente sull'induttore i_L si azzerà

durante il Toff prima dell'inizio del successivo Ton. La modalità CCM è per certi versi preferibile a quella DCM perchè, a parità di corrente media, una corrente sempre positiva ha un inferiore valore di picco ed RMS, diminuendo lo stress sui componenti e sul filtro in ingresso; inoltre rende meno stringenti le specifiche sui requisiti dinamici dei diodi del ponte raddrizzatore, che possono essere dispositivi "lenti" (gli usuali diodi di linea).

In definitiva si possono riassumere vantaggi e svantaggi del controllo di tipo Peak Current Mode come di seguito mostrato in Tabella 1.1.

Per ridurre l'eventuale distorsione della corrente in ingresso nell'intorno dell'istante di inversione di fase è possibile modificare la tensione di riferimento aggiungendo un'offset di tensione.

Se poi il convertitore non è studiato per un'utilizzo universale (per una linea di alimentazione bi-tensione 110/220V), è possibile dimensionare il DC/DC affinché il duty cycle rimanga sempre inferiore al 50%, così da poter eliminare la rampa di compensazione.

Si può dunque ritenere che il Peak Current sia una tecnica efficace, semplice, particolarmente adatta per controllori studiati per un ben determinato range di tensioni di ingresso.

Average Current Control

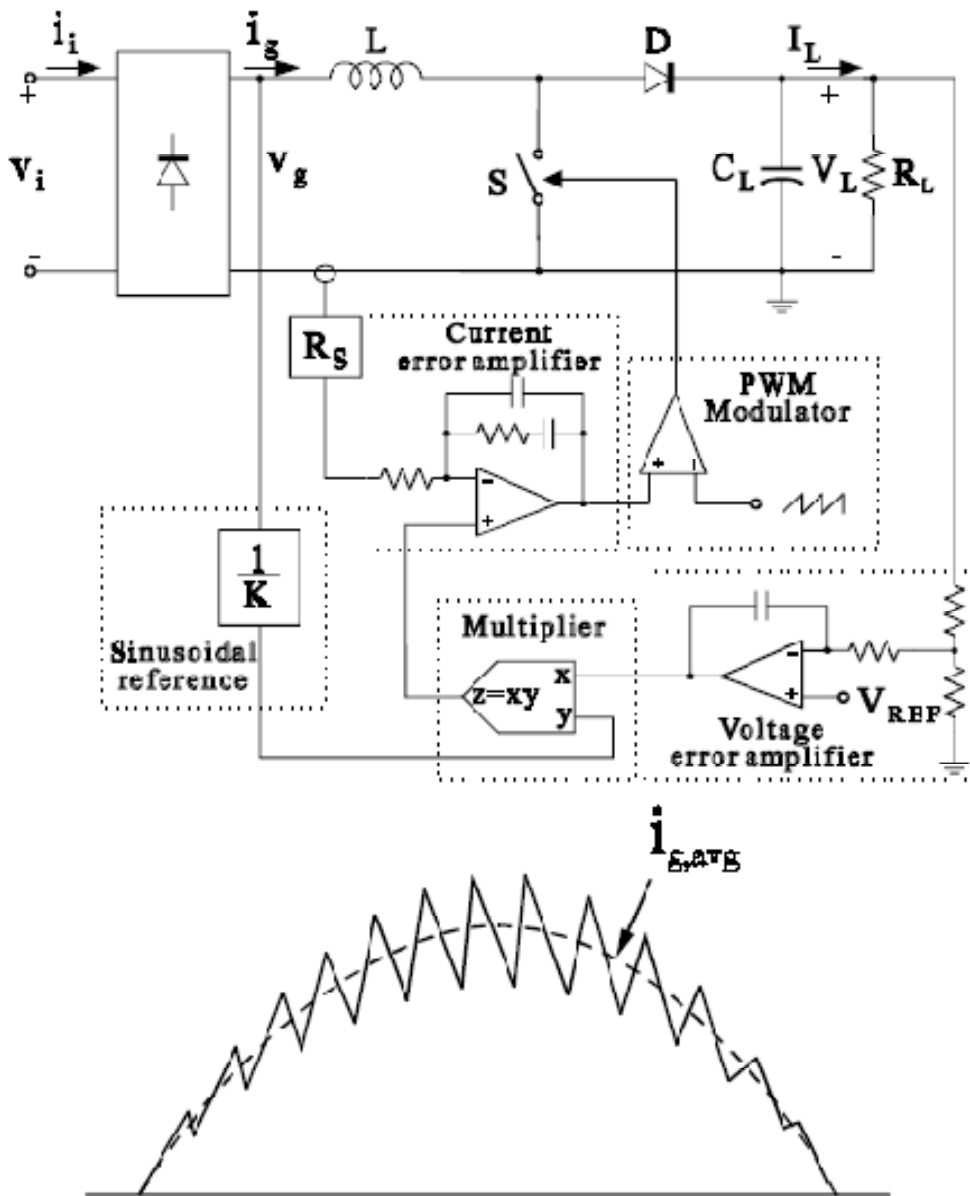


Fig. 1.2 Schema classico dell'Average Current Control e relativa forma d'onda in CCM [immagine tratta dal documento (1)]

Come si può notare dalla Fig. 1.2 lo schema di controllo è in parte uguale a quello del Peak Current; la differenza è che in questo caso è la corrente dell'induttore ad essere misurata e, tramite un amplificatore di errore di corrente, messa a confronto con il riferimento di corrente ottenuto nella medesima maniera del precedente metodo. In questo caso è la corrente media che viene comparata con il riferimento e non più il picco massimo.

Anche in questo caso riportiamo i vantaggi e svantaggi nella Tabella 1.2:

Vantaggi	la frequenza di commutazione è costante
	non è necessaria la rampa di compensazione per duty cycle maggiore del 50%
	il controllo è meno sensibile al rumore di commutazione degli apparati, dato che la corrente misurata viene anche filtrata (passa-basso)
Svantaggi	è necessario misurare la corrente dell'induttore, che è fuori massa e presenta una forte componente continua
	è necessario l'utilizzo di un amplificatore d'errore di corrente e della relativa rete di compensazione

Tabella 1.2

La tecnica dell'Average Current è particolarmente adatta per applicazioni a potenza medio-alta, specie se viene rispettata la condizione di CCM. La maggior complessità circuitale rispetto alla tecnica Peak Current, è giustificata da una prestazione migliore in termini di PF.

Discontinuous Current PWM Mode

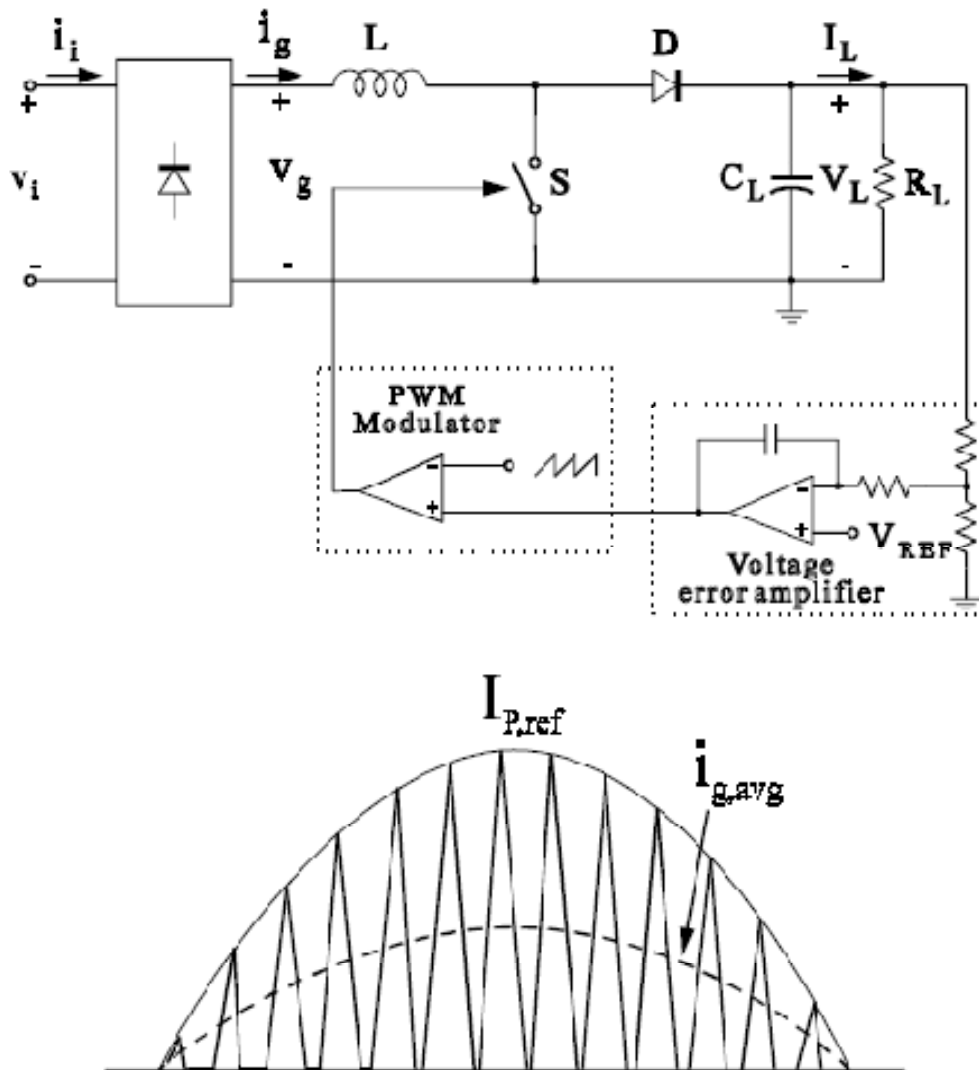


Fig. 1.3 Schema classico del Discontinuous Current Mode e relativa forma d'onda
[immagine tratta dal documento (1)]

In Fig. 1.3 è mostrato il classico schema del controllo di tipo discontinuo. Questo approccio nettamente meno complesso dei precedenti si può adottare in applicazioni di medio-bassa potenza e nei casi in cui la regolamentazione riguardante la presenza delle armoniche sia soddisfatta (i livelli armonici devono stare sotto una maschera in frequenza definita dalla normativa).

Questa tipologia di controllo presenta migliori prestazioni se applicata ad altri convertitori come Buck-Boost, Cuk, FlyBack, Sepic e Zeta. Risulta invece di più scarsa qualità se applicato a convertitori Boost o Buck perchè per natura introduce una distorsione armonica nella corrente di linea.

Vantaggi e svantaggi sono riportati in Tabella 1.3.

Vantaggi	la frequenza di commutazione è costante
	non è necessaria la misurazione di nessuna corrente, ma solo identificarne la condizione di nullo
	viene annullata la perdita di commutazione derivante dall'accensione, che avviene in modo "soft"
	è utilizzato un semplice controllo PWM a frequenza fissa
Svantaggi	i componenti sono soggetti ad un maggiore stress determinato dal più elevato fattore di forma della corrente, nonostante l'accensione "soft"
	Corrente di linea tanto più distorta se la tecnica viene utilizzata nella tipologia Boost con conversione non troppo in salita

Tabella 1.3

Per implementare la tecnica di controllo in DCM si può utilizzare un qualunque controllore PWM per il DC-DC ma la relativamente semplice realizzazione non consente di ottenere prestazioni troppo elevate. Può venire efficacemente impiegata in alimentatori di potenza medio-bassa.

Hysteresis Control

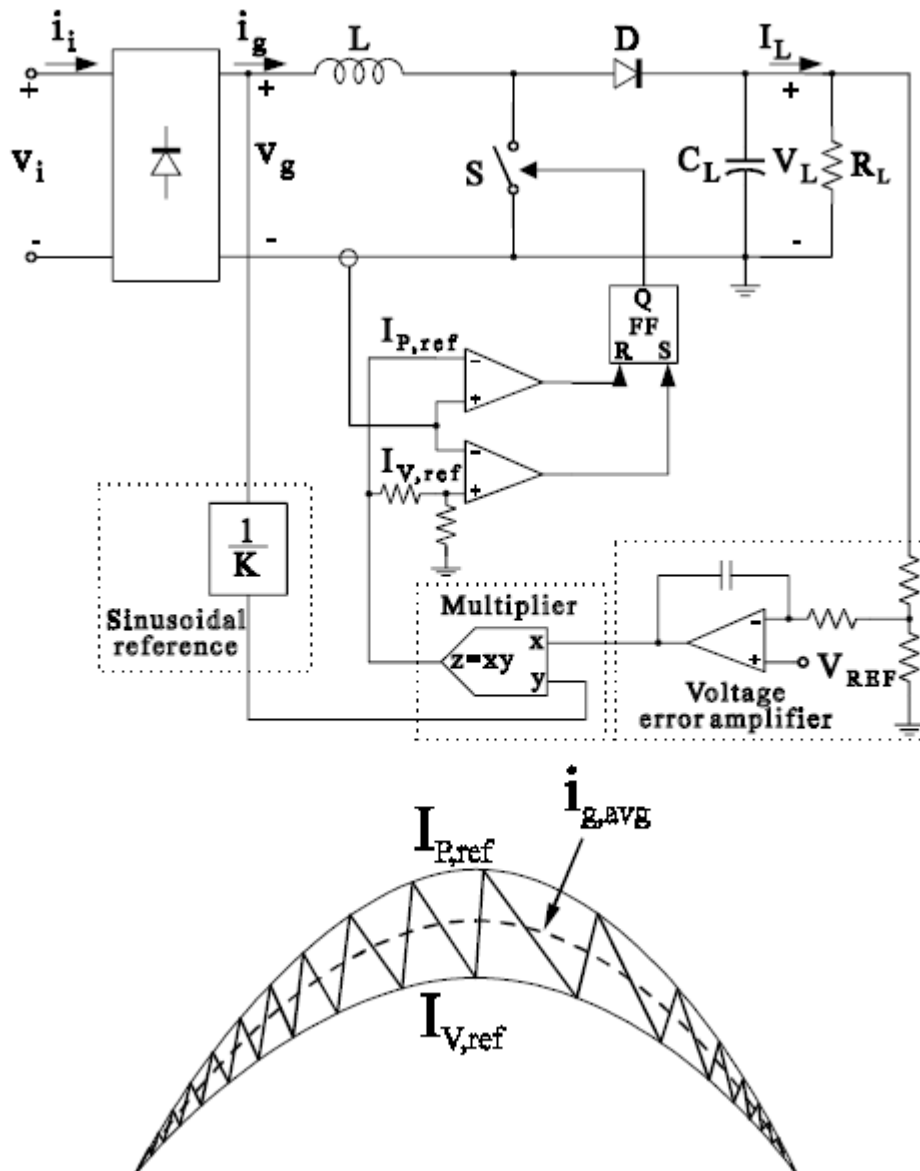


Fig. 1.4 Schema Classico del Hysteresis Control e relativa forma d'onda in CCM
[immagine tratta dal documento (1)]

In Fig. 1.4 è mostrato una classica implementazione del controllo ad isteresi. Al contrario dei precedenti metodi questo controllo impone due soglie atte a determinare dinamicamente sia il T_{on} che il T_{off} . Questo controllo prevede dunque un funzionamento a frequenza variabile. Tanto più la tensione di ingresso è vicina allo zero, tanto più alta sarà la frequenza di lavoro, a causa della vicinanza delle due soglie.

Vantaggi e svantaggi di questo controllo sono riportati di seguito in Tabella 1.4.

Vantaggi	non è necessaria nessuna rampa di compensazione per il duty cycle maggiore del 50%
	la corrente di ingresso presenterebbe una distorsione bassa a piacere data l'accuratezza con cui vengono realizzate dinamicamente le soglie
Svantaggi	la frequenza di commutazione è variabile e diventa intollerabilmente alta quanto più ci si avvicina alla tensione di ingresso nulla (allo zero-crossing)
	lo switch deve essere un dispositivo veloce dato che la frequenza di commutazione può raggiungere valore molto elevati
	è necessario misurare la corrente dell'induttore, che è fuori massa e presenta una forte componente continua
	il controllo è sensibile al rumore di commutazione specie nei punti ad alta frequenza di lavoro con tensione di ingresso vicina allo zero.

Tabella 1.4

Una soluzione per evitare il problema dell'alta frequenza di lavoro per tensioni di ingresso vicine allo zero, potrebbe essere quella di mantenere aperto lo switch quando la tensione scende sotto una certa soglia. Questa tecnica però introduce un "tempo morto" nella corrente di linea, che ne degrada la qualità. La robustezza nel controllo delle correnti è il maggiore pregio di questa tecnica.

Borderline Control

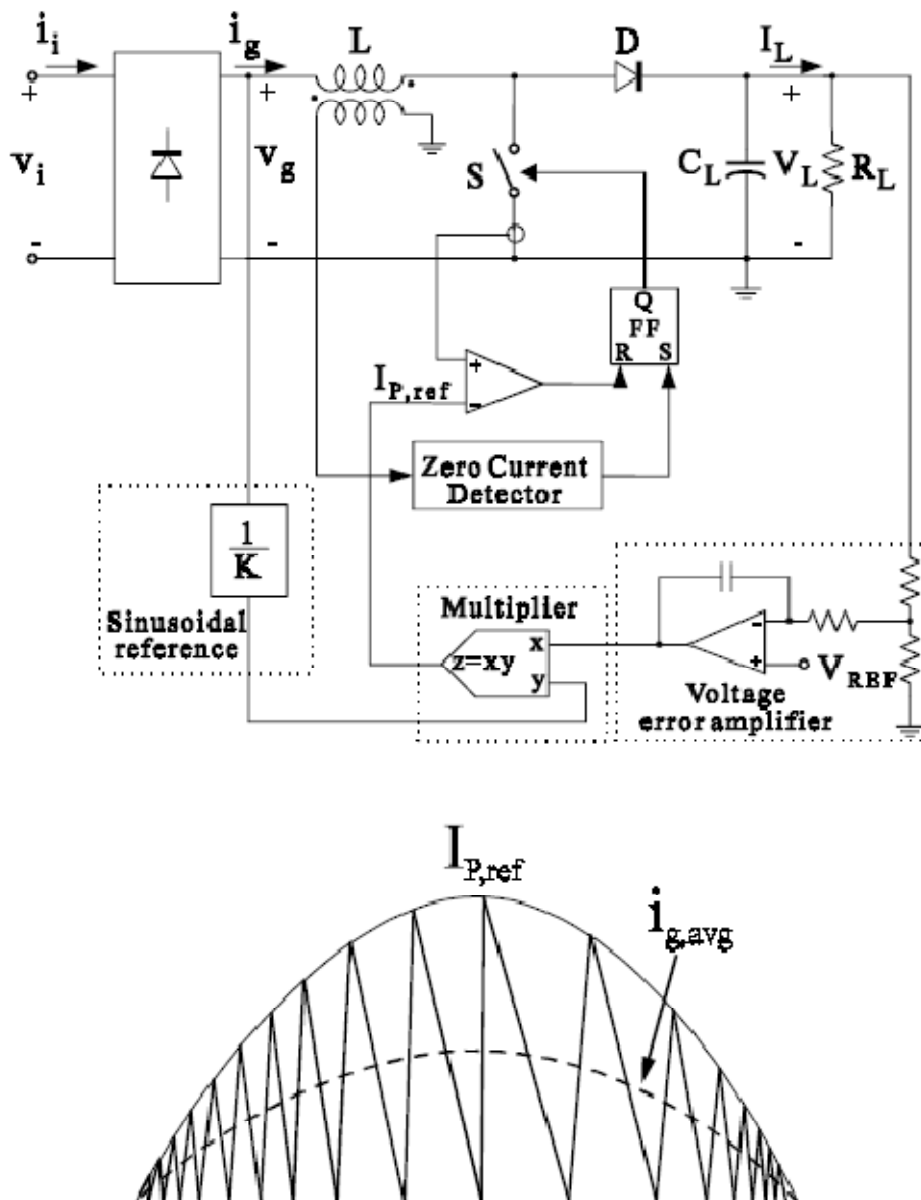


Fig. 1.5 Schema classico del Borderline Control e relativa forma d'onda in BCM (Boundary Conduction Mode) [immagine tratta dal documento (1)]

In Fig. 1.5 è mostrato una possibile realizzazione di questa tipologia di controllo. Come si può notare il controllo Borderline si può vedere come una particolare realizzazione del controllo ad Isteresi in cui la soglia inferiore è stata posta uguale a zero tramite il blocco Zero Current Detector.

Questo metodo di controllo impone un funzionamento non più in CCM, ma in BCM, ovvero sul confine tra CCM e DCM (la corrente di linea si azzerava per un solo istante). Dato l'azzerarsi istantaneo della corrente di linea il diodo di ricircolo viene spento in modo dolce (non ci sono perdite di recovery), e lo

switch viene attivato nel momento di corrente nulla, riducendo così le perdite sul medesimo. D'altronde, il sistema presenta picchi di corrente relativamente elevati che aumentano lo stress dei componenti e le conseguenti perdite. Per alcune tipologie di convertitore DC-DC è necessario aumentare il blocco di filtraggio in ingresso proprio a causa di questi picchi di corrente.

Vantaggi e svantaggi sono riportati di seguito in Tabella 1.5.

Vantaggi	non è necessaria una rampa di compensazione per duty cycle maggiore del 50%
	non è necessario l'utilizzo di amplificatori di errore di corrente
	l'architettura prevede la misura della corrente sullo switch per identificare il picco di corrente per dare inizio al Toff. Dato questo continuo controllo la protezione dello switch dalle sovracorrenti è automaticamente soddisfatta
Svantaggi	il controllore genera una frequenza variabile e presenta gli stessi problemi del controllore ad Isteresi per tensioni di ingresso prossime allo zero.
	è necessario misurare la tensione sull'induttore così da identificare più facilmente l'istante in cui va a zero la corrente
	la corrente sullo switch è soggetta a spike (soprattutto all'accensione dove c'è lo spillo di recovery dovuto alla scarica pressochè istantanea della capacità del diodo di free-wheeling) che potrebbe generare falsi spegnimenti: è necessario rendere il circuito di spegnimento immune a questi spike (normalmente dopo l'accensione si attende un intervallo prestabilito prima di andare a monitorare la corrente sullo switch).

Tabella 1.5

Capitolo 2

Classici Convertitori DC-DC messi a confronto per applicazioni PFC

I convertitori DC-DC sono spesso utilizzati in applicazioni di Power Factor Correction. Alcune tipologie sono naturalmente più portate a svolgere questo compito se fatte lavorare in DCM (Discontinuous Conduction Mode). Questa naturale predisposizione è talvolta detta “self-Power Factor Correction”.

Di seguito verranno messi a confronto i classici convertitori DC-DC (Buck, Boost, Buck-Boost, Flayback, Cuk, Sepic e Zeta) operanti in DCM, così da individuare quelli che possono essere utilizzati con più profitto nella applicazioni di PFC.

Ipotesi di studio

Per effettuare i confronti è necessario imporre alcune ipotesi di studio.

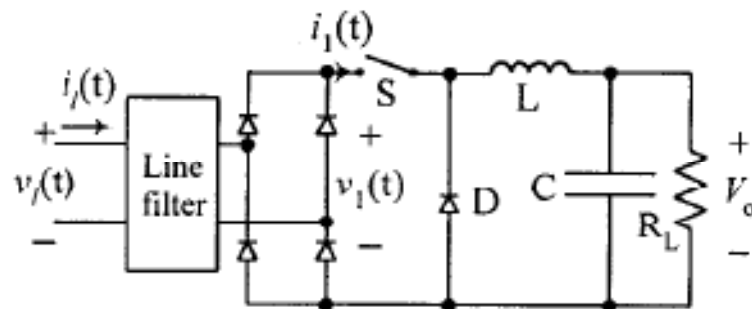
- Dato che la frequenza di switching è molto maggiore della frequenza di rete, è possibile supporre la tensione di rete costante all'interno di un periodo di commutazione.
- La tensione di uscita può essere considerata quasi costante e la variazione del duty cycle molto piccola all'interno di un periodo della tensione di rete.
- Per determinare la caratteristica d'ingresso viene considerato un duty cycle costante.

Le seguenti nomenclature verranno utilizzate di seguito nella trattazione:

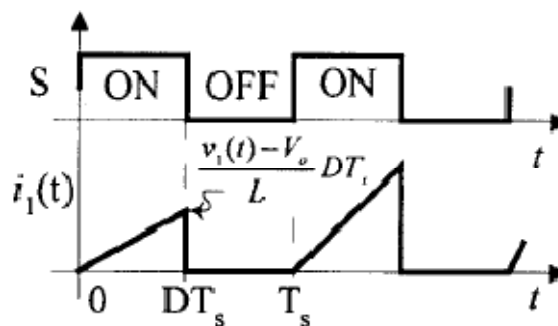
- $v_1(t) \rightarrow$ Tensione di Linea;
- $i_1(t) \rightarrow$ Corrente di Linea;
- $v_1(t) \rightarrow$ Tensione Raddrizzata all'uscita del Ponte Raddrizzatore;
- $i_1(t) \rightarrow$ Corrente in uscita del Ponte Raddrizzatore;
- $V_o \rightarrow$ Tensione DC di uscita;
- $T_s \rightarrow$ Periodo di switching;
- $D \rightarrow$ Duty Cycle;
- $D_1 \rightarrow$ Percentuale di T_s in cui si ha la scarica dell'induttore.

Convertitore Buck

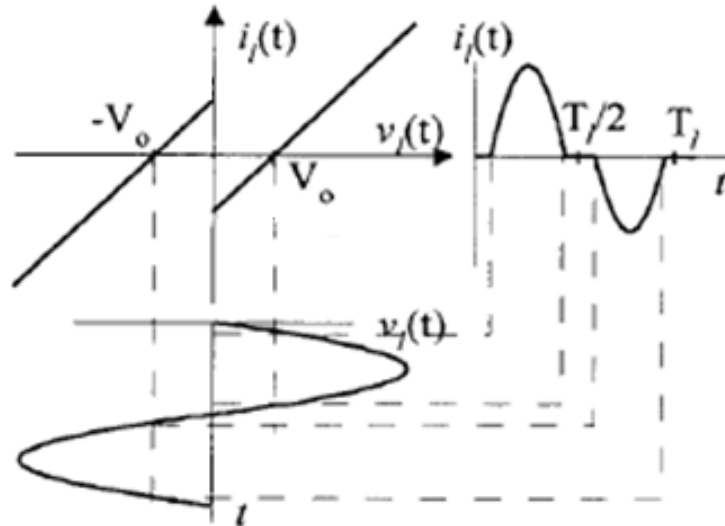
Uno schema classico del convertitore Buck e la relativa forma d'onda di corrente di DCM sono riportati in Fig. 2.1(a) e Fig. 2.1(b) rispettivamente.



(a) Convertitore DC-DC Buck



(b) Forma d'onda di corrente in DCM del DC-DC Buck



(c) Caratteristica V-I d'ingresso del DC-DC Buck

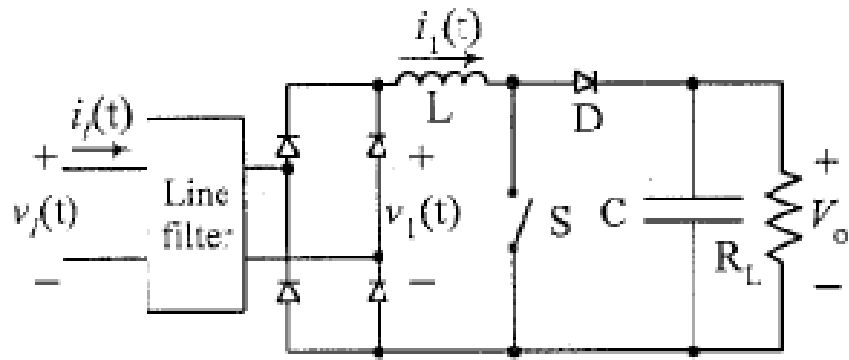
Fig. 2.1 Convertitore Buck e relative forme d'onda caratteristiche
[immagini tratte dal documento (2)]

Come si può notare dalla Fig. 2.1(c) la caratteristica V-I d'ingresso del Buck Converter operante in DCM è una retta non passante per l'origine. Quando la tensione rettificata sull'uscita del ponte è minore della tensione di uscita del convertitore, la corrente d'ingresso richiesta sarebbe negativa. Questo non può avvenire a causa del ponte raddrizzatore che blocca correnti negative. Il risultato è una corrente di linea che si azzerava in un intervallo in prossimità dello Zero Cross Point della tensione di linea.

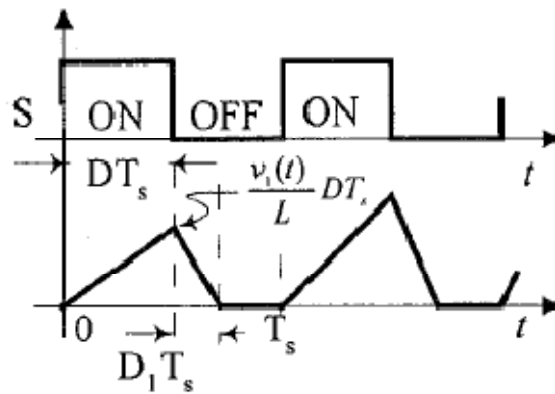
A causa dell'impossibilità per il Buck di lavorare con tensione di linea minore della tensione di uscita, la corrente di linea viene notevolmente distorta. Per questo motivo il Buck Converter non può essere un buon candidato per le applicazioni di PFC a meno del caso in cui la tensione di uscita non sia veramente molto bassa (almeno 1 ordine di grandezza) rispetto al picco della sinusoide.

Convertitore Boost

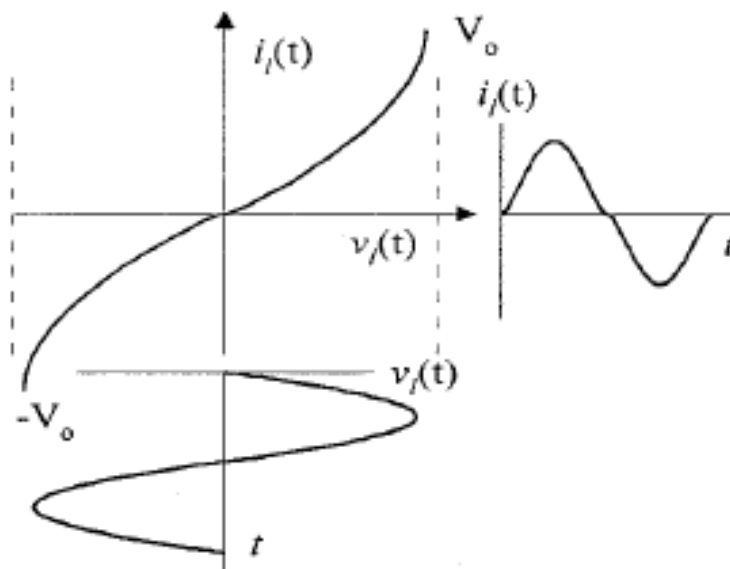
Uno schema classico del convertitore Boost e la relativa forma d'onda di corrente in DCM sono riportati in Fig. 2.2(a) e Fig. 2.2(b) rispettivamente.



(a) Convertitore DC-DC Boost



(b) Forma d'onda di corrente in DCM del DC-DC Boost



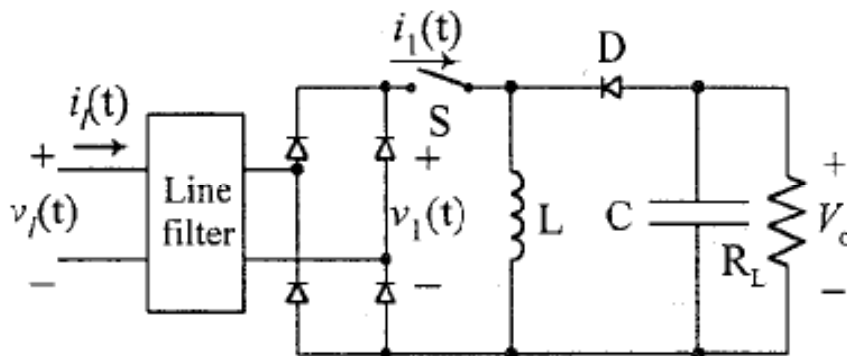
(c) Caratteristica V-I d'ingresso del DC-DC Boost

Fig. 2.2 Convertitore Boost e relative forme d'onda caratteristiche [immagini tratte dal documento (2)]

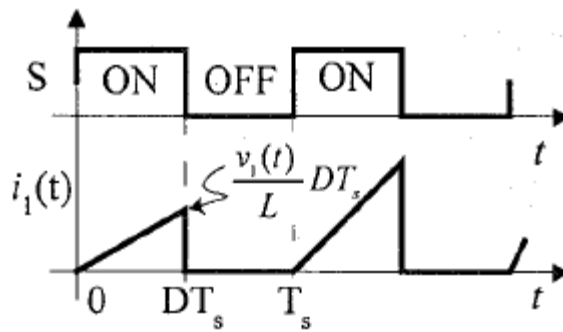
Come si può notare dalla Fig. 2.2(c), finché la tensione di uscita rimane con un sufficiente margine maggiore del picco della tensione di rete, la caratteristica V-I d'ingresso è pressoché lineare, quindi la corrente di linea segue un andamento quasi perfettamente sinusoidale. La causa della non perfetta idealità della caratteristica V-I d'ingresso (idealmente dovrebbe essere una retta), è la presenza di un tempo di scarica dell'induttanza non trascurabile. Questo tempo di scarica è contrassegnato in Fig. 2.2(b) come D_1T_s e il suo impatto nella caratteristica di assorbimento di corrente in ingresso è tanto minore quanto maggiore è la differenza fra la tensione di uscita e quella di ingresso (rampe assai verticali). Una possibile soluzione per ridurre questo tempo D_1T_s di scarica è quella di configurare opportunamente il circuito così da applicare sull'induttanza una tensione maggiore di V_o durante questo periodo, così da velocizzarne la scarica. Si può affermare che il convertitore Boost è particolarmente adatto alle applicazioni di PFC. Purtroppo questo convertitore ha la conversione di tensione solamente in salita, quindi se è richiesta una tensione di uscita minore di quella di linea è necessario l'inserimento di uno stadio step-down in cascata.

Convertitore Buck-Boost

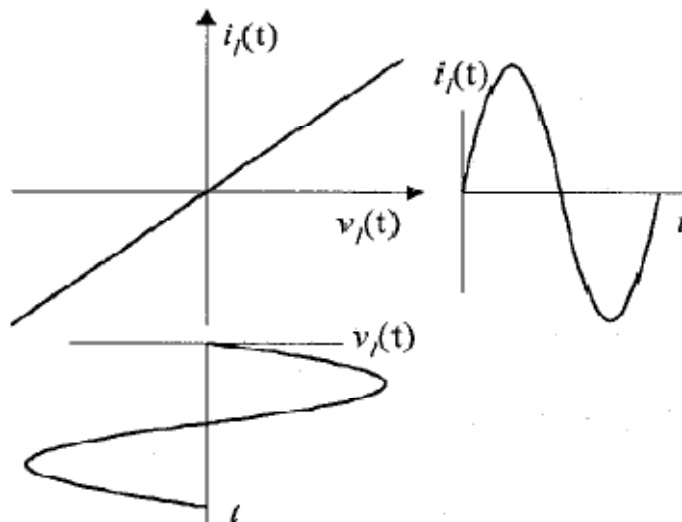
Uno schema classico del convertitore Buck-Boost e la relativa forma d'onda di corrente di DCM sono riportati in Fig. 2.3(a) e Fig. 2.3(b) rispettivamente.



(a) Convertitore DC-DC Buck-Boost



(b) Forma d'onda di corrente in DCM del DC-DC Buck-Boost



(c) Caratteristica V-I d'ingresso del DC-DC Buck-Boost

Fig. 2.3 Convertitore Buck-Boost e relative forme d'onda caratteristiche [immagini tratte dal documento (2)]

Come si può notare dalla Fig. 2.3(c) la caratteristica V-I d'ingresso del convertitore Buck-Boost è perfettamente lineare, quindi si può affermare che detto convertitore ha notevoli proprietà di Self - Power Factor Correction. Questa caratteristica nasce dal fatto che, al contrario del Boost, il periodo di scarica dell'induttanza (D_1T_s), non interferisce sulla corrente di linea. Inoltre la possibilità di convertire la tensione di ingresso sia in salita che in discesa, rende il buck-boost un ottimo candidato per le applicazioni di PFC.

Le possibilità di utilizzo di questa topologia devono però valutarsi in considerazione delle seguenti osservazioni:

- La tensione di uscita del Buck-Boost è invertita rispetto al terminale comune con l'ingresso (ingresso e uscita non hanno la massa in comune).

- Il dispositivo di commutazione (switch di potenza) non ha terminali riferiti a massa, quindi è necessario un driver flottante.

Queste caratteristiche parrebbero limitarne l'impiego come PFC ma sono anche entrambe facilmente aggirabili spostando switch e diodo dal lato opportuno del collegamento.

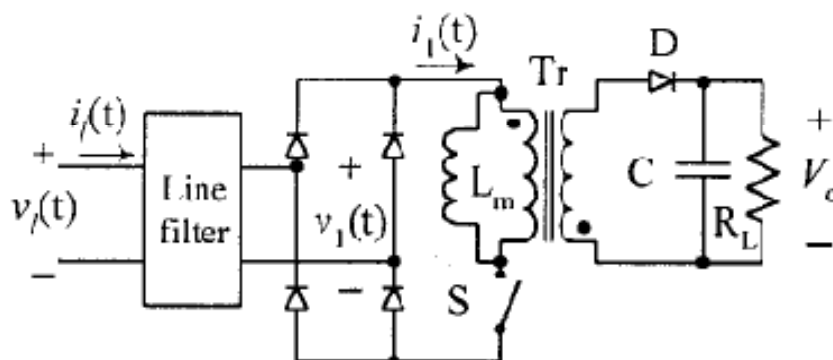
Convertitore Flyback

Uno schema classico del convertitore Flyback e la relativa forma d'onda di corrente di DCM sono riportati in Fig. 2.4(a) e Fig. 2.4(b) rispettivamente. Il convertitore Flyback è una tipologia di DC-DC salita/discesa che prevede l'isolamento dello stadio d'ingresso da quello di uscita.

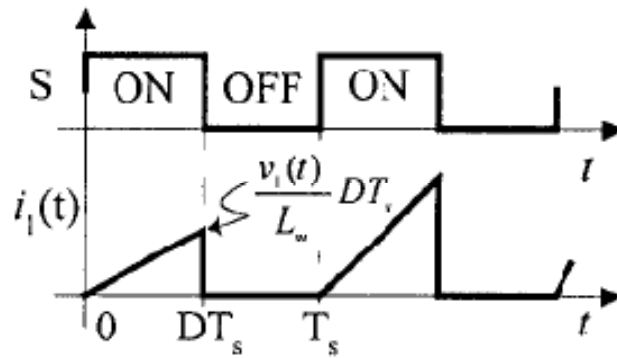
Per quello che riguarda la caratteristica V-I d'ingresso, si può notare dalla Fig. 2.4(c) che, come per il Buck-Boost, risulta perfettamente lineare. Per questa ragione anche il Flyback risulta un ottimo candidato per le applicazioni di PFC.

Al contrario del Buck-Boost, il Flyback non ha svantaggi relativi a possibili tensioni di uscita invertite, né la eventuale necessità di un comando flottante per lo switch. Inoltre si tratta del modo più semplice per introdurre l'isolamento fra ingresso e uscita, attraverso un trasformatore molto compatto e facilmente integrabile.

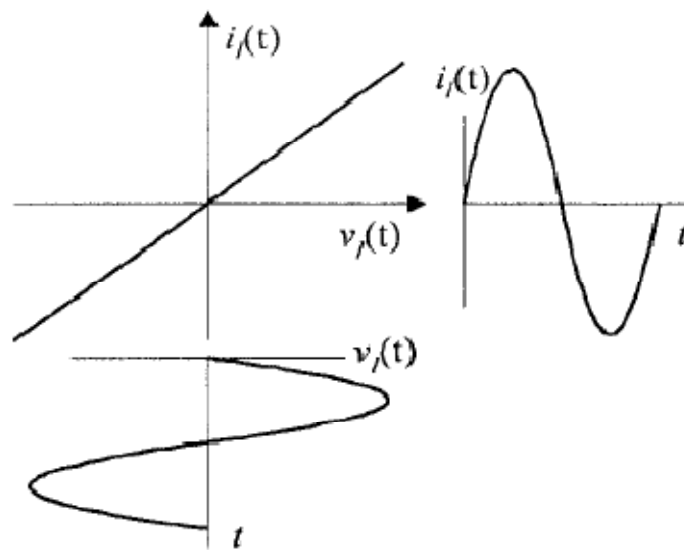
Per queste ragioni il convertitore Flyback si presenta come il miglior candidato per realizzare il PFC di potenza medio bassa e con isolamento.



(a) Convertitore DC-DC Flyback



(b) Forma d'onda di corrente in DCM del DC-DC Flyback



(c) Caratteristica V-I d'ingresso del DC-DC Flyback

Fig. 2.4 Convertitore Flyback e relative forme d'onda caratteristiche
[immagini tratte dal documento (2)]

Convertitori Cuk, Sepic e Zeta

Una comune implementazione dei convertitori Cuk, Sepic e Zeta è riportata in Fig. 2.5, Fig. 2.6 e Fig. 2.7 rispettivamente.

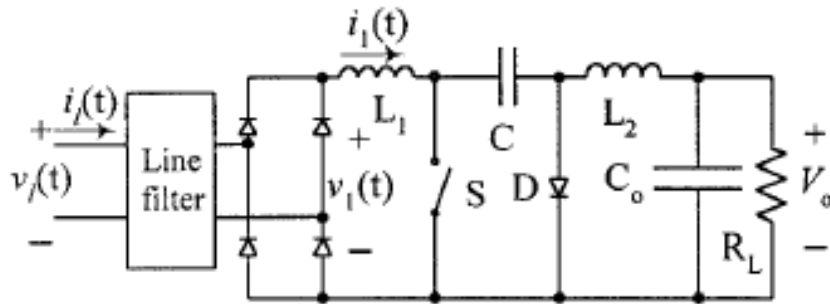


Fig. 2.5 Convertitore DC-DC Cuk [immagine tratta dal documento (2)]

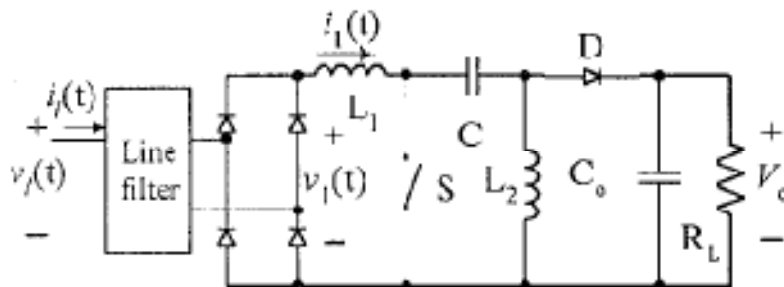


Fig. 2.6 Convertitore DC-DC Sepic [immagine tratta dal documento (2)]

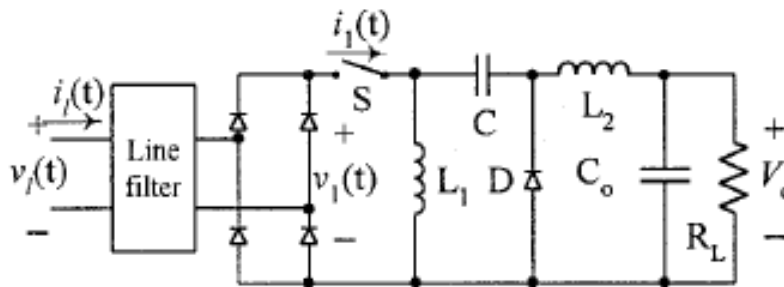


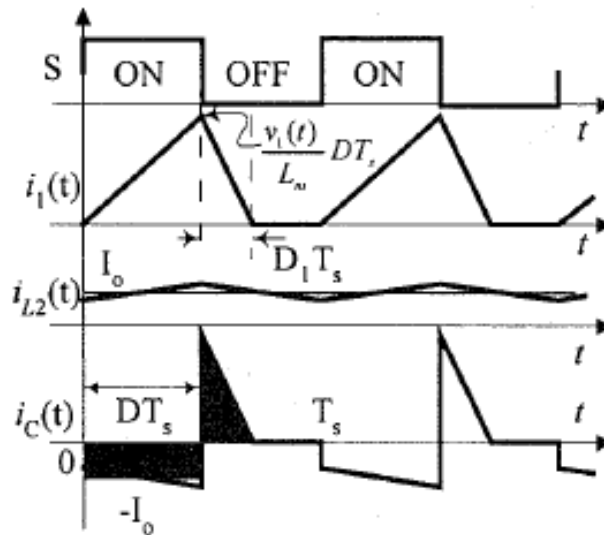
Fig. 2.7 Convertitore DC-DC Zeta [immagini tratte dal documento (2)]

Come si può notare dalle figure sopra riportate, i tre convertitori DC-DC in esame sono molto simili tra loro:

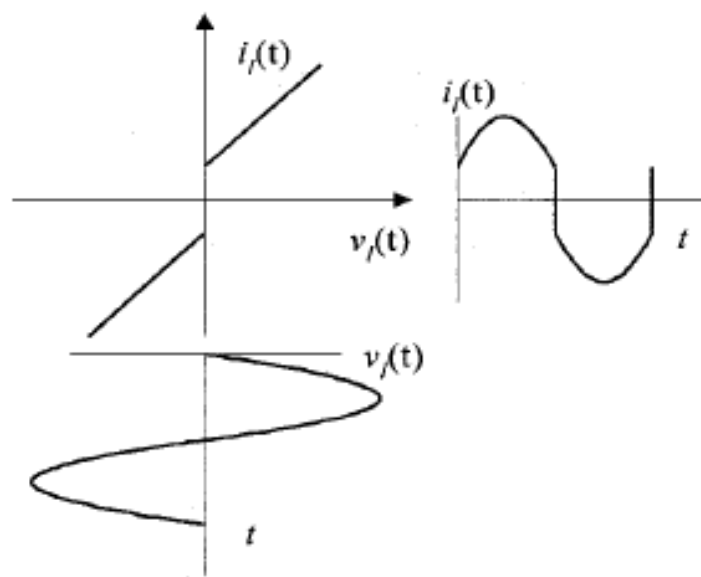
- Hanno un condensatore di disaccoppiamento tra stadio d'ingresso e di uscita.
- Hanno due induttanze (normalmente sono induttanze accoppiate realizzate su un unico nucleo ferromagnetico, così da limitare le dimensioni effettive del circuito), una posta nella maglia d'ingresso, e una posta nella maglia d'uscita.
- Hanno due interruttori di potenza (uno switch comandato e un diodo asservito).

Date queste caratteristiche è possibile affermare che tutti e tre i convertitori hanno la medesima Caratteristica V-I d'ingresso [Fig. 2.8(a)] e le medesime forme d'onda di corrente sui componenti [Fig. 2.8(b)].

Di seguito prenderemo in esame il Convertitore Cuk, tenendo presente che le medesime considerazioni sono altresì valide anche per Sepic e Zeta.



(a) Forme d'onda di corrente del DC-DC Cuk



(b) Caratteristica V-I d'ingresso del DC-DC Cuk

Fig. 2.8 Forme d'onda caratteristiche del convertitore Cuk
[immagini tratte dal documento (2)]

Il caso di studio prende in esame il funzionamento in cui l'induttanza di ingresso L1 lavora in DCM (utile per ottenere una caratteristica di tipo self-PFC), mentre

quella di uscita L2 lavora in CCM (utile per avere una migliore prestazione in termini di ripple di uscita).

Le correnti di L1, L2 e C sono riportate in Fig. 2.8(a). Supponendo che il condensatore anti-ripple C_o non assorba corrente continua possiamo porre $i_{L2}(t) = I_o$; pertanto la corrente media sull'induttore L2 è pari a I_o . Come si può vedere dalla Fig. 2.8(b), la caratteristica V-I d'ingresso risulta lineare ma discontinua (si può notare la discontinuità per $v_1(t)=0$). Per questa ragione, pur ottenendo una corrente di linea sinusoidale per $v_1(t)$ maggiore o minore di zero, si ha una grossa distorsione in corrispondenza dello zero crossing voltage. Come già affermato, le medesime considerazioni possono essere applicate anche ai convertitori Sepic e Zeta.

In conclusione possiamo affermare che i convertitori Cuk, Sepic e Zeta non presentano buone proprietà di Self-PFC a meno che non si riesca a ridurre il gradino di corrente pari a $I_o \cdot D$.

Conclusioni

Come abbiamo mostrato nei paragrafi precedenti, i migliori candidati per le applicazioni di PFC sono i convertitori Boost, Buck-Boost e Flyback. Questi convertitori hanno le migliori proprietà di Self-PFC se fatti lavorare in regime DCM. Tra questi tre, il Flyback e il Boost sono quelli che presentano meno controindicazioni di utilizzo.

I restanti convertitori Buck, Cuk, Sepic e Zeta possono essere utilizzati in applicazioni di PFC solamente se fatti lavorare in CCM, se “linearizzati” tramite l’utilizzo di un controllore esterno oppure se si riesce a minimizzare l’effetto della non idealità .

Le principali caratteristiche di questi convertitori sono riportati in Tabella 2.1.

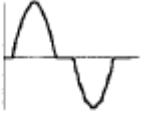
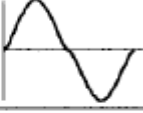
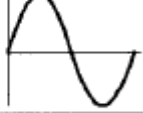

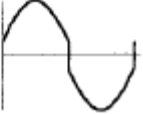
Basic converter	Line current waveform	DCM self-PFC	Power level
Buck		Poor	Low to medium
Boost		Good	Low to medium
Buck-Boost		Excellent	Low to medium
Flyback		Excellent	Low
Cuk, Sepic, Zeta		Poor	Low to medium

Tabella 2.1

[Tabella tratta dal documento (2)]

Capitolo 3

Dimensionamento del Convertitore DC-DC Zeta

In questa sezione verranno analizzate le principali equazioni di dimensionamento per il convertitore DC-DC Zeta. Nonostante l'impiego previsto sia quello del PFC, per impostare i calcoli ipotizzeremo inizialmente una condizione di tensione all'ingresso continua e pari a quella del valore di cresta della sinusoide, rialzata di un certo margine, ovvero 400 V. Esamineremo quindi il funzionamento continuo (CCM) e cercheremo i valori dei componenti che realizzano una condizione di confine con il funzionamento discontinuo (DCM), dove ancora non ci è bene chiaro se il funzionamento continuo è da intendersi solo per uno dei due induttori o per entrambi: questa cosa è senz'altro da valutarsi anche in riferimento al fatto di accoppiare o meno gli induttori su di un unico nucleo magnetico. Per quel che riguarda la tensione di uscita ipotizziamo di volere una tensione di uscita stabilizzata di 100 V con una corrente media di 1 A (carico da 100 W nella condizione di cresta).

Verranno analizzate:

1. la funzione di trasferimento Ingresso-Uscita;
2. le equazioni per il dimensionamento dei componenti passivi secondo le specifiche di progetto;
3. le equazioni per il dimensionamento dei componenti attivi secondo le specifiche di progetto.

La Fig. 3.1 mostra lo schema elettrico del convertitore Zeta con la relativa nomenclatura dei componenti e le polarità delle variabili di stato degli elementi che trasferiscono energia. Le induttanze disaccoppiate sono contrassegnate da L1 e L2; nel caso accoppiato invece si contrassegneranno rispettivamente con L1a e L1b.

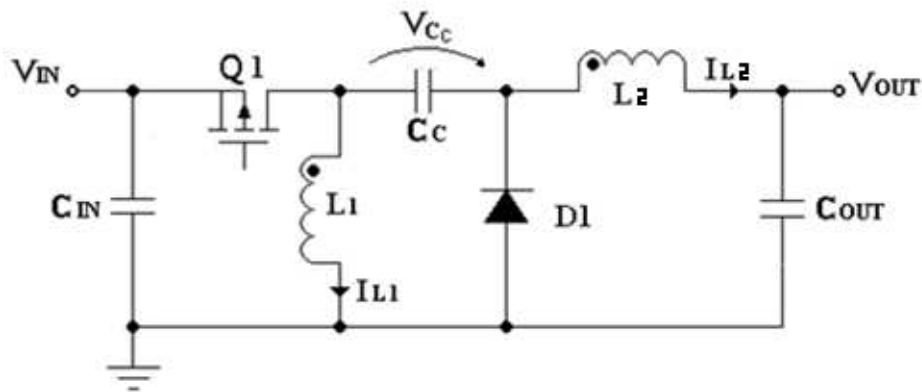


Fig. 3.1 Convertitore Zeta
[immagine tratta dal documento (3)]

Le forme d'onda d'interesse per lo studio delle equazioni caratteristiche del circuito, sono riportate in Fig. 3.2 nel caso di funzionamento continuo (CCM), primo caso che andremo ad esaminare.

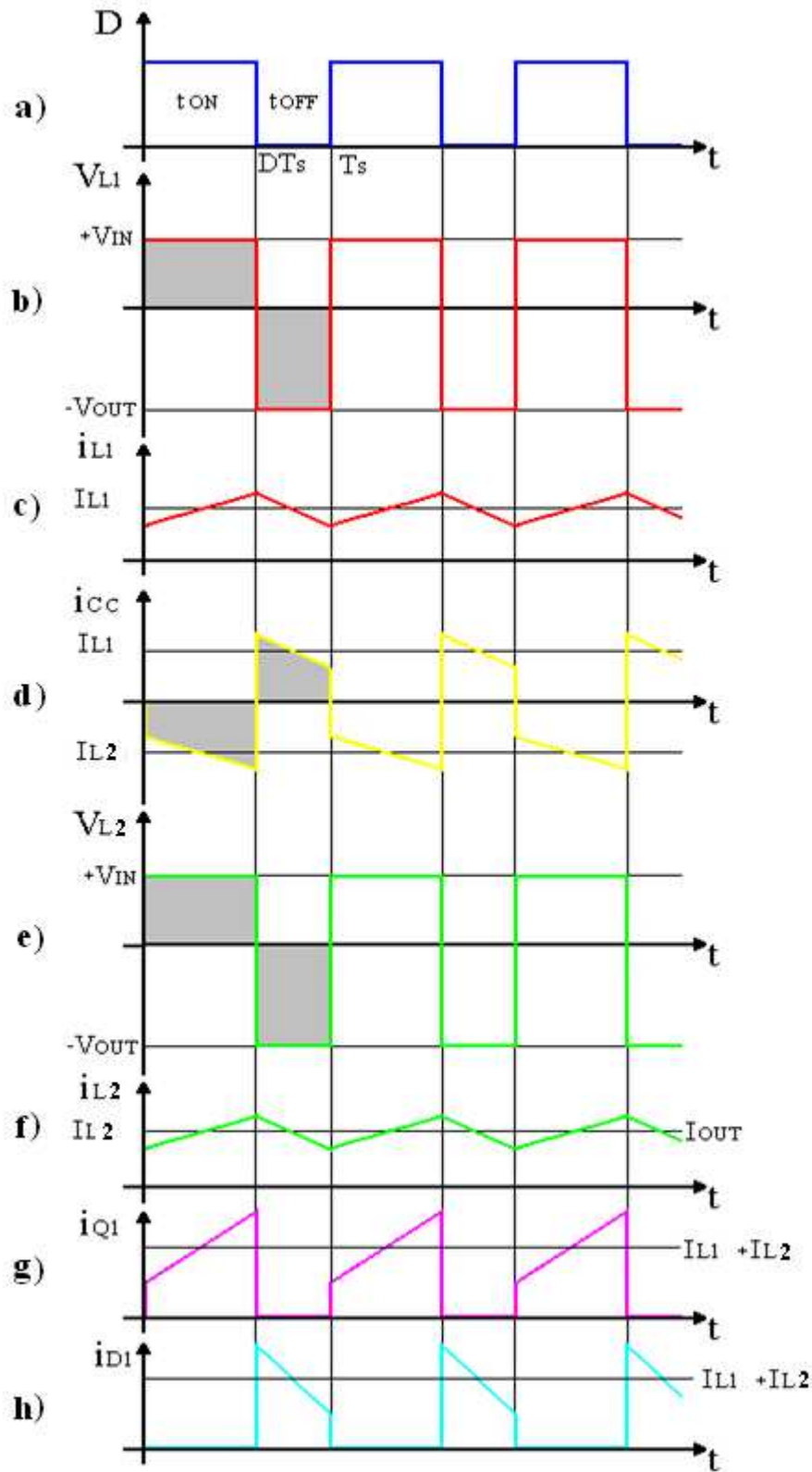


Fig. 3.2 Forme d'onda di Tensione e Corrente del Convertitore Zeta in CCM

Prima di procedere con l'analisi delle forme d'onda è utile determinare la tensione ai capi del condensatore che si occupa del trasferimento energetico C_c . Per far questo si può notare che esiste una maglia del circuito che non viene mai

interrotta, ovvero quella composta da C_c , L_2 (o $L1b$), C_{OUT} e $L1$ (o $L1a$). Il condensatore C_{OUT} ha una tensione media pari a V_{OUT} (per definizione, dato che è il condensatore antiripple sull'uscita). Considerando un regime periodico entrambe le L hanno una tensione media sul periodo pari a zero, quindi il condensatore C_c è soggetto ad una tensione media pari a V_{OUT} .

Ora prendiamo in considerazione la tensione e la corrente sulle induttanze.

L'induttanza $L1$ durante il periodo T_{ON} , si trova collegata in parallelo alla porta d'ingresso, quindi la tensione ai suoi capi risulta essere pari a $+V_{IN}$. In questo periodo la corrente i_{L1} scorre in senso positivo sulla bobina e rampa in salita dal suo valor minimo al valor massimo. Quando l'interruttore $Q1$ si interdice (periodo T_{OFF}), l'induttore si trova in parallelo alla capacità C_c (dato che il diodo $D1$ entra in conduzione), quindi inverte la sua polarità ed è soggetto ad una tensione di $-V_{OUT}$. La corrente i_{L1} risulta ora negativa e rampa in discesa dal suo valor massimo al valor minimo. Le forme d'onda di tensione e corrente relative a $L1a$ sono riportate in Fig. 3.2b e Fig. 3.2c rispettivamente.

Per quanto riguarda la $L2$, possiamo notare che durante il T_{ON} , questa bobina fa parte della maglia composta anche da C_c , C_{OUT} e V_{IN} . Dato che la sommatoria delle tensioni su una maglia deve essere pari a zero, la tensione su $L2$ deve essere necessariamente pari a $+V_{IN}$. In questo periodo la corrente i_{L2} scorre positiva e rampa in salita dal suo valor minimo al valor massimo. Durante il T_{OFF} , la $L2$ si trova collegata in parallelo alla C_{OUT} , quindi sarà soggetta ad una tensione di $-V_{OUT}$. In questo periodo la corrente i_{L2} scorre positiva e rampa in discesa dal suo valor massimo al valor minimo. Le forme d'onda di tensione e corrente relative a $L1b$ sono riportate in Fig. 3.2e e Fig. 3.2f rispettivamente.

Si nota quindi che in termini differenziali (alle variazioni) le forme d'onda di corrente sulle bobine sono del tutto simili e facilmente si prestano alla possibilità di poter essere avvolte su un unico componente magnetico (all'accoppiamento) così come prospettato.

A questo punto determiniamo la corrente che scorre su C_c . Durante il periodo T_{ON} il condensatore C_c si trova collegato in serie alla $L1b$, quindi la i_{CC} sarà $-i_{L2}$. Durante il periodo T_{OFF} , il condensatore C_c forma una maglia con la sola $L1$, quindi la corrente i_{CC} sarà pari a $+i_{L1}$. La forma d'onda di i_{CC} è riportata in Fig. 3.2d.

In Fig. 3.2g e Fig. 3.2h sono riportate le correnti dell'interruttore $Q1$ e del diodo $D1$ rispettivamente. La corrente i_{Q1} è nulla durante il periodo T_{OFF} , e pari alla somma $i_{L1} + i_{L2}$ durante il T_{ON} . Al contrario, la corrente i_{D1} è nulla durante il periodo T_{ON} , e pari alla somma $i_{L1} + i_{L2}$ durante il T_{OFF} .

Di seguito sono proposte due immagini che mostrano le tensioni e le correnti sul circuito nei due periodi T_{ON} e T_{OFF} .

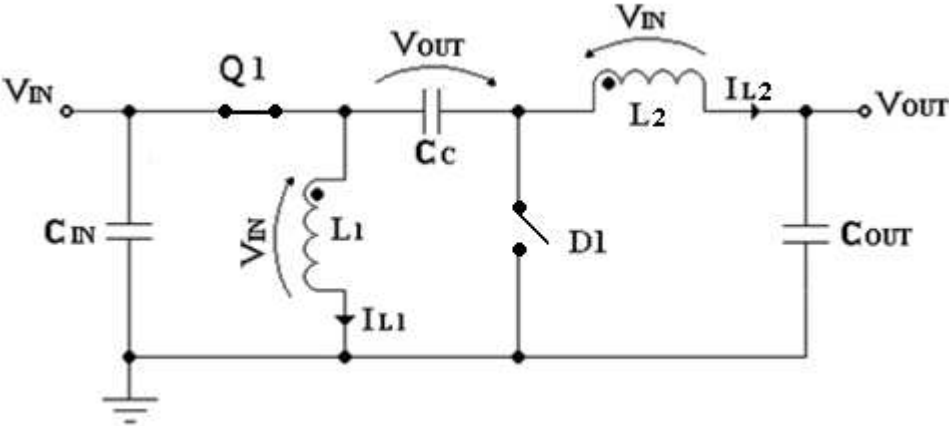


Fig. 3.3 Convertitore Zeta durante il periodo T_{ON} .
[immagine tratta dal documento (3)]

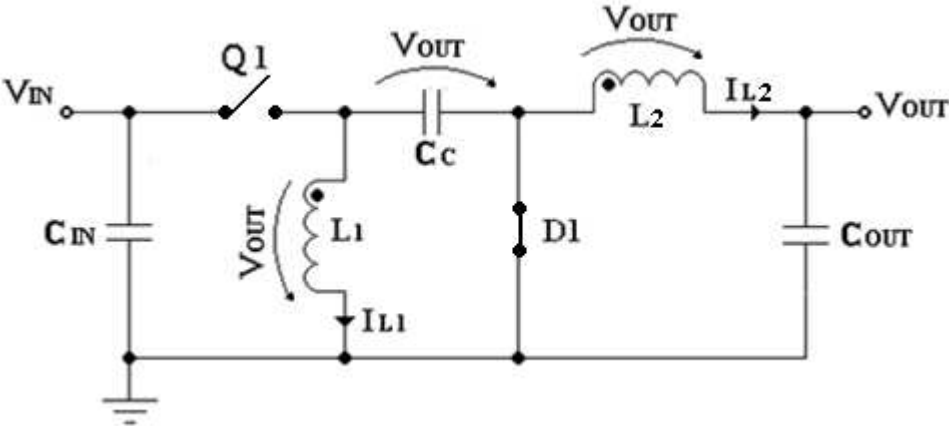


Fig. 3.4 Convertitore Zeta durante il periodo T_{ON} .
[immagine tratta dal documento (3)]

Specifiche di progetto

Per il nostro progetto abbiamo deciso di imporre le seguenti specifiche che, come verrà mostrato nei seguenti paragrafi, saranno necessarie per la determinazione dei vari componenti.

Descrizione Parametro	Nome Parametro	Valore
Tensione di ingresso	V_{in}	400 V
Tensione d'uscita	V_{out}	100 V
Carico	R	100 Ω
Potenza d'uscita	P_{out}	100 W
Corrente d'ingresso	I_{in}	0.25 A
Corrente d'uscita	I_{out}	1 A
Frequenza di commutazione	f_{sw}	1MHz
Ripple di Tensione	ΔV	5%
Ripple di Corrente	ΔI	40%

Tabella 3.1

1) Funzione di trasferimento Ingresso Uscita (caso CCM)

Per determinare la Funzione di Trasferimento Ingresso-Uscita del convertitore, basta impostare lo studio sugli elementi di transfert di energia tra In e Out. In questo caso abbiamo tre elementi: C_c , L1 e L2.

Prima di valutare la tensione sui vari elementi del circuito nei due intervalli T_{on} e T_{off} notiamo che esiste una maglia priva di interruttori costituita da C_c , L2, C_{out} , L1; se scriviamo l'equazione di maglia e ci limitiamo a considerare le sole componenti continue, essendo nulle quelle sugli induttori per la condizione di periodicit , allora se ne deduce che necessariamente la tensione continua ai capi di C_c deve essere pari a V_{OUT} .

In modo del tutto duale possiamo osservare che al nodo di uscita il condensatore di filtro non pu  assorbire correnti continue in una condizione di regime periodico: per questo motivo la corrente media dell'induttore in uscita deve essere anche la corrente media sul carico.

Queste osservazioni preliminari, valide sia in CCM che in DCM, ci semplificheranno di molto le espressioni per i bilanciamenti che andremo ad operare di seguito.

Per determinare la relazione ingresso-uscita valida per le tensioni scegliamo di eseguire il bilanciamento sulla L1. Come primo passo basta imporre che la tensione media sull'induttanza sia nulla su un periodo di commutazione:

$$\int_0^{T_S} V_{L1}(t) dt = 0 \quad (1)$$

Dividiamo l'integrale sul periodo T_S nelle due parti T_{ON} e T_{OFF} : nel primo intervallo conduce il transistor e nel secondo il diodo (caso CCM).

Durante il periodo T_{ON} , L1 è soggetta ad una tensione pari a V_{IN} imposta dalla sorgente e ben regolata dal condensatore d'ingresso C_{IN} anche in presenza di correnti assorbite di tipo impulsivo.

Durante il periodo T_{OFF} , la L1 è in parallelo al condensatore C_C . La tensione ai capi di C_C è, come già detto, mediamente pari a V_{OUT} : se il condensatore C_C è sufficientemente grande si può immaginare che la tensione ai suoi capi sia relativamente costante e pari al suo valore medio. Per questa ragione anche la L1 è soggetta alla medesima tensione con polarità invertita, ovvero a $-V_{OUT}$.

A questo punto si può proseguire nello studio della relazione ingresso uscita del Convertitore Zeta imponendo l'uguaglianza delle Volt-aree ai capi di L1 come indicato dalla (1):

$$T_{ON} \cdot V_{IN} - T_{OFF} \cdot V_{OUT} = 0$$

$$V_{OUT} = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \cdot V_{IN}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{T_{ON}}{T_S - T_{ON}}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\frac{T_{ON}}{T_S}}{\frac{T_S - T_{ON}}{T_S}} = \frac{\frac{T_{ON}}{T_S}}{1 - \frac{T_{ON}}{T_S}} = \frac{D}{1 - D} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D}{1 - D} \quad (2)$$

Quindi il Convertitore Zeta operante in CCM ha la stessa funzione di trasferimento dei comuni convertitori DC-DC che operano sia in salita che in discesa; contrariamente al buck-boost, la tensione di uscita è però positiva. Nel

nostro caso con $V_{in}=400V$ e una $V_{out}=100V$ desiderata in uscita otteniamo un duty-cycle previsto $D=0.2$.

Per quel che riguarda lo studio della relazione ingresso uscita per le correnti di In e Out, si può procedere impostando lo studio sull'elemento di transfert dell'energia che vede la corrente come variabile di stato, ovvero il condensatore C_c . Anche in questo caso dobbiamo imporre che la corrente i_{C_c} sia nulla sul periodo di commutazione T_s :

$$\int_0^{T_s} i_{C_c}(t) dt = 0 \quad (3)$$

Prima di procedere con la risoluzione dell'integrale è necessario esprimere sia la corrente media di ingresso I_{IN} , che la corrente media di uscita I_{OUT} in funzione delle correnti medie degli induttori I_{L1} e I_{L2} .

$$I_{IN} = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \frac{T_{ON}}{T_S} = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot D \quad (4)$$

dato che la corrente di ingresso scorre solo durante il T_{on} e tenuto conto che i valori medi delle correnti sugli induttori sono medi anche all'interno dell'intervallo T_{on} . Vale inoltre, come già fatto notare:

$$I_{OUT} = I_{L2} \quad (5)$$

Ora suddividiamo il periodo di integrazione T_s della (3) nei due periodi T_{ON} e T_{OFF} ottenendo:

$$I_{L1} \cdot T_{OFF} = I_{L2} \cdot T_{ON}$$

A questo punto sfruttando la 4 e la 5 è possibile ricavare la relazione In-Out per le correnti:

$$I_{L1} = \frac{I_{IN}}{D} - I_{L2} = \frac{I_{IN}}{D} - I_{OUT}$$

$$\left(\frac{I_{IN}}{D} - I_{OUT}\right) \cdot T_{OFF} = I_{OUT} \cdot T_{ON}$$

$$\frac{I_{IN}}{D} = I_{OUT} + I_{OUT} \frac{T_{ON}}{T_{OFF}}$$

$$I_{IN} \cdot \frac{1}{D} = I_{OUT} \frac{1}{1-D} \quad \Rightarrow \quad \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{1-D}{D} \quad (6)$$

Anche in questo caso la relazione ingresso-uscita per le correnti è uguale a quella di un comune convertitore DC-DC salita-discesa. Del resto non poteva essere altrimenti, per il principio di conservazione della potenza attiva in un convertitore che idealmente ha rendimento unitario. Nel nostro caso avremo una corrente media nominale di uscita pari a 1A (da specifica il carico assorbirebbe 100 W) e, di conseguenza, in ingresso una corrente media nominale di 0.25A.

2) Equazioni per il dimensionamento dei componenti passivi secondo le specifiche di progetto

Specifiche sugli induttori

La prima specifica di progetto che si richiede normalmente per i DC-DC è il Ripple di corrente sugli induttori ($\Delta I_{L(PP)}$). Un Ripple troppo alto produce EMI (Interferenze elettro-magnetiche). Un Ripple troppo basso, anche se teoricamente preferibile, è difficile da raggiungere se non con un dispendio eccessivo di risorse (L molto grandi). Una buona regola per imporre un Ripple accettabile, è quella di imporre una variazione dal 5% al 40% della rispettiva corrente media di caso massimo (quella di uscita per L2):

$$\Delta I_{L(PP)} = K \cdot I_L \quad \text{con } K = 0.05 \div 0.4 \quad (7)$$

Normalmente nei Convertitori Zeta e Sepic, al posto di due induttanze distinte (L1 e L2), vengono utilizzate induttanze accoppiate, ovvero una coppia di induttanze con spire avvolte sullo stesso nucleo magnetico (L1a e L1b).

Tenendo conto di queste caratteristiche strutturali, il valore dell'induttanza necessaria per ottenere il ripple di corrente richiesto può essere espresso come segue: per prima cosa esprimiamo la tensione e la corrente dell'induttanza.

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (8)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} V_L dt \quad (9)$$

Per ricavare il Ripple di corrente basta ridurre il tempo di integrazione da T_s a T_{on} (rampa positiva) oppure a T_{off} (rampa negativa; le soluzioni sono coincidenti per la condizione di periodicità). Entrambe le induttanze sono soggette a una tensione V_{in} durante l'intervallo T_{on} (e a una tensione $-V_{out}$ durante l'intervallo T_{off}).

$$\Delta I_{L(PP)} = \frac{1}{L} \int_0^{T_{ON}} V_L dt = \frac{1}{L} V_{IN} T_{ON}$$

$$L = \frac{V_{IN}}{\Delta I_{L(PP)}} T_{ON} = \frac{V_{IN}}{\Delta I_{L(PP)}} T_{ON} \frac{T_S}{T_S} = \frac{V_{IN}}{\Delta I_{L(PP)}} D T_S = \frac{V_{IN} \cdot D}{\Delta I_{L(PP)} \cdot f_{SW}} \quad (10)$$

Nell'equazione sopra riportata f_{sw} rappresenta la frequenza di switching, ovvero l'inverso del periodo di commutazione: in questo nostro dimensionamento ipotizzeremo una frequenza di 1MHz, ovvero un periodo di 1us che è 4 ordini di grandezza più piccolo del periodo della raddrizzata (100Hz).

Il caso delle induttanze accoppiate su di un unico nucleo può essere studiato a partire dal modello del trasformatore perfetto. Nel caso di un uguale numero di spire e immaginando di volere dividere equamente fra primario e secondario l'induttanza di magnetizzazione è necessario descrivere l'induttanza di magnetizzazione a primario (L_{m1}) come il parallelo di due identiche induttanze di valore doppio ($2L_{m1} // 2L_{m1}$). A questo punto sarà sufficiente riportarne una a secondario per ottenere un modello in cui per $k=1$ le induttanze sono completamente accoppiate e per $k=0$ le induttanze sono completamente disaccoppiate. Da questo ragionamento risulta del tutto evidente che a parità di grandezze elettriche applicate ai morsetti le induttanze non accoppiate devono avere un valore di magnetizzante doppio rispetto al caso di induttanze completamente accoppiate in quanto nelle seconde vengono a concatenarsi le correnti di entrambi gli avvolgimenti, mentre nelle prime viene concatenata solo la corrente relativa al singolo avvolgimento, ma la reazione in tensione deve rimanere la medesima.

Questa cosa si può anche generalizzare al caso di diverso numero di spire come rappresentato nella Fig. 3.5 sottostante in cui si è evidenziato un trasformatore ideale e le induttanze magnetizzanti equivalenti.

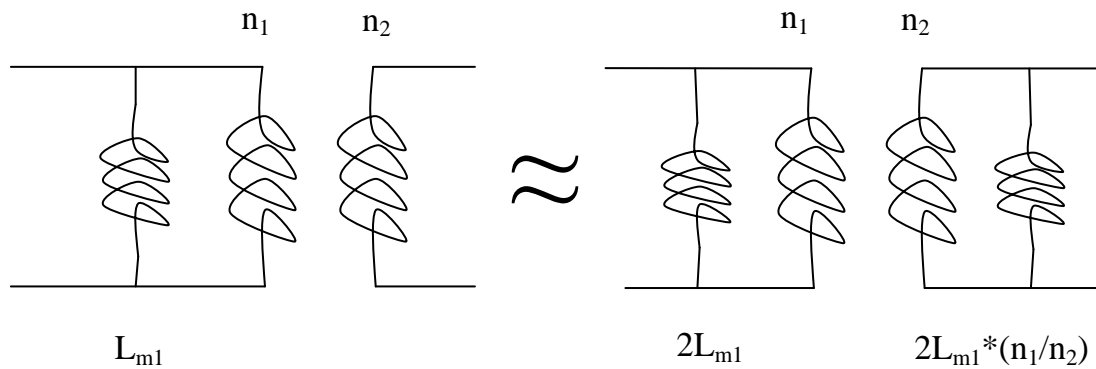


Fig. 3.5 Trasformatore ideale e magnetizzanti equivalenti

Per quanto esplicitato sopra, se ipotizziamo di avere delle induttanze accoppiate, e nel caso in cui il ripple di corrente si distribuisca in parte uguale su entrambe per via dello identico numero di spire, il valore esatto delle due induttanze appena ricavato nell'ipotesi di spire indipendenti deve essere dimezzato e può essere attribuito una metà ad una ed una metà all'altra delle due induttanze:

$$L1a = L1b = \frac{1}{2} \frac{V_{IN} \cdot D}{\Delta I_{L(PP)} \cdot f_{SW}} \quad (11)$$

Altra caratteristica di progetto è certamente la Corrente di Picco degli induttori. Per ogni induttanza, questa corrente può essere espressa come segue:

$$I_{L1(Picco)} = \left(I_{OUT} \cdot \frac{D}{1-D} \right) + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2} \quad (12)$$

$$I_{L2(Picco)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2} \quad (13)$$

dove con I_{OUT} si indica il valor medio della corrente d'uscita.

Scelta dei componenti

A questo punto siamo in grado di scegliere le induttanze adatte al nostro progetto.

Secondo le specifiche riportate in tabella 3.1, il progetto ammette un ripple di corrente del 40% per l'induttore L1 che porta meno corrente media. Secondo l'equazione 7 il $\Delta I_{L(PP)}$ sarà:

$$\Delta I_{L(PP)} = 0.4 \cdot I_{IN} = 0.4 \cdot 0.25 = 100\text{mA}$$

Nel caso in cui volessimo utilizzare bobine disaccoppiate, l'equazione 10 è quella necessaria:

$$L1 = L2 = \frac{V_{IN} \cdot D}{\Delta I_{L(PP)} \cdot f_{SW}} = \frac{400 \cdot 0.2}{(100e-3) \cdot 1e6} = 800 \mu\text{H}$$

Nel caso volessimo utilizzare invece delle bobine accoppiate, l'equazione 11 è quella necessaria:

$$L1a = L1b = \frac{1}{2} \frac{V_{IN} \cdot D}{\Delta I_{L(PP)} \cdot f_{SW}} = \frac{1}{2} \frac{400 \cdot 0.2}{(100e-3) \cdot 1e6} = 400\mu\text{H}$$

L'equazioni 12 e 13 ci danno invece la specifica di corrente di picco che devono poter sopportare le nostre induttanze:

$$I_{L1(Picco)} = \left(I_{OUT} \cdot \frac{D}{1-D} \right) + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2} = \left(1 \cdot \frac{0.2}{1-0.2} \right) + \frac{100e-3}{2} = 0.3\text{A}$$

$$I_{L2(Picco)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2} = 1 + \frac{100e-3}{2} = 1.05\text{A}$$

Condensatore d'uscita C_{OUT}

Una caratteristica di notevole interesse è certamente il Ripple di Tensione sul condensatore C_{OUT} : per quantificare questo ripple, si può impostare il seguente ragionamento. Il Ripple sul condensatore di uscita è causato dal Ripple di corrente sull'induttore L1b. Quindi possiamo scrivere:

$$i_{C,Ripple} = \frac{1}{C_{OUT}} \frac{dV_{C_{OUT}}}{dt}$$

$$\Delta V_{C_{OUT}} = \frac{1}{C_{OUT}} \int_{T_a}^{T_b} i_{C,Ripple} dt \quad (14)$$

con $i_{C,Ripple}$ = componente di ripple della I_{L2} .

Per risolvere l'integrale si può procedere anche per via grafica utilizzando la Fig. 3.6 (grafico ricavato dal simulatore LT Spice)

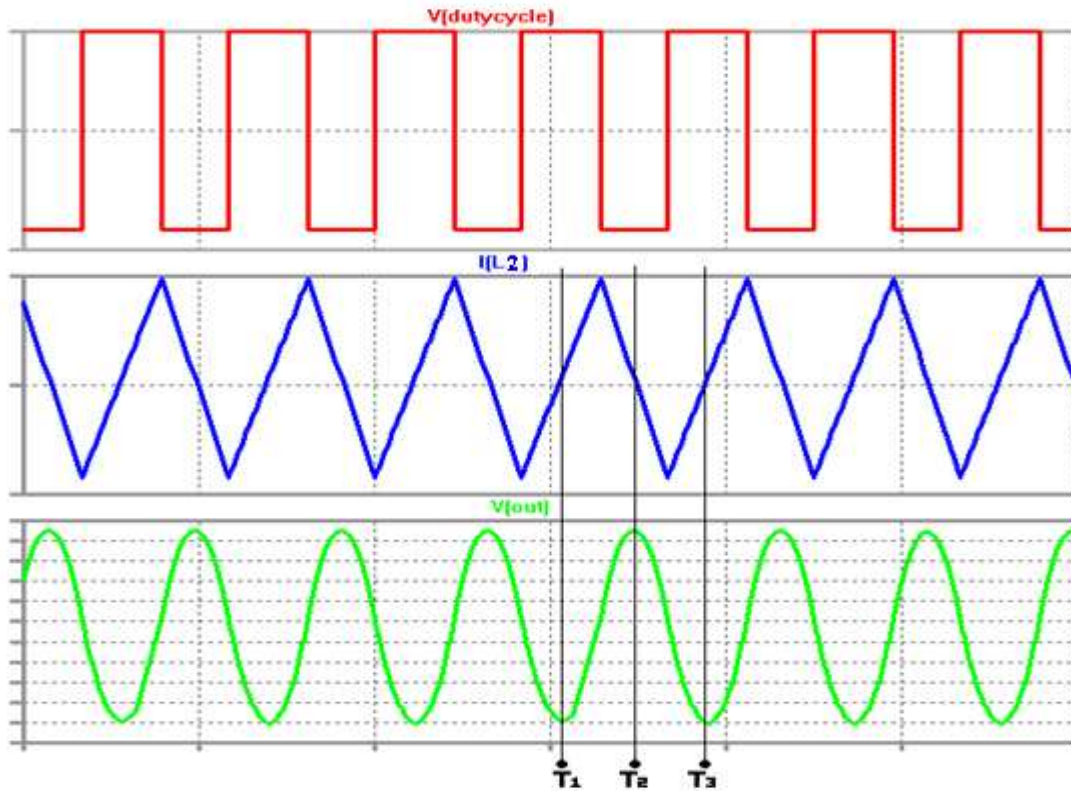


Fig. 3.6 Grafico di Corrente e Tensione d'Uscita

Come si può notare, il ripple di tensione d'uscita è il raccordo di due andamenti parabolici derivanti dall'integrazione di due rampe (una crescente e una discendente): la tensione passa dal suo minimo al suo massimo durante il semiperiodo in cui la corrente di L2 è maggiore della corrente media d'uscita (da T1 a T2), mentre scende dal massimo al minimo da T2 a T3.

Quindi per ricavare l'integrale della corrente di ripple del condensatore basta ricavare l'area sottesa dalla corrente tra T1 e T2 oppure tra T2 e T3. Scegliamo la prima opzione (Ta=T1 e Tb=T2).

$$\begin{aligned}
 i_{C,Ripple} \text{ (area triangolo tra T1 e T2)} &= \frac{\left(\frac{1}{2} \cdot T_s\right) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta I_{L2(PP)}\right)}{2} = \\
 &= \frac{\Delta I_{L2(PP)} \cdot T_s}{8} \quad (15)
 \end{aligned}$$

con $\Delta I_{L2(PP)} = \Delta I_{L(PP)}$. Quindi possiamo esprimere il Ripple d'uscita come segue.

$$\Delta V_{C_{OUT}(PP)} = \frac{\Delta I_{L2(PP)} \cdot T_s}{8 \cdot C_{OUT}} = \frac{\Delta I_{L2(PP)}}{8 \cdot C_{OUT} \cdot f_{SW}} \quad (16)$$

con f_{SW} = frequenza di switching.

Oltre al Ripple di Tensione dovuto al condensatore C_{OUT} , è presente anche un secondo Ripple di Tensione, distinto dal primo, dovuto alla Resistenza Serie Equivalente (ESR) del condensatore d'uscita. Questo Ripple ha una componente di fase nulla a differenza del precedente che è in quadratura con la corrente. In caso di condensatori ceramici con ESR molto bassa, questo ripple potrebbe essere, con buona approssimazione, ignorato.

Per esprimere il Ripple di Tensione dovuto alla ESR, si può procedere come segue: la ESR è schematizzabile nel circuito come un resistore in serie al C_{OUT} , quindi anche la ESR sarà attraversata dalla componente di ripple che percorre il condensatore. Il Ripple sulla ESR può essere espresso come segue:

$$\Delta V_{ESR_C_{OUT}(PP)} = \Delta I_{L2(PP)} \cdot ESR_{C_{OUT}} \quad (17)$$

In generale, per limiti legati alla tecnologia, tanto maggiore è la capacità d'uscita, tanto maggiore sarà la relativa ESR. Idealmente basterebbe prendere un C_{OUT} più piccolo per avere una ESR bassa, ma non bisogna dimenticarsi che è necessario un valore minimo di capacità in uscita per mantenere un $\Delta V_{C_{OUT}}(pp)$ accettabile. Stante il limite tecnologico, la connessione in parallelo di condensatori all'uscita può essere conveniente per diminuire la ESR complessiva e il suo impatto sul ripple di uscita e sul rendimento.

Altra specifica costruttiva per il condensatore d'uscita è il livello massimo di corrente RMS che lo stesso può sopportare. La corrente RMS del condensatore C_{OUT} è la componente di Ripple della $\Delta I_{L2(PP)}$. In Fig.3.7 è riportata la forma d'onda della i_{L2} .

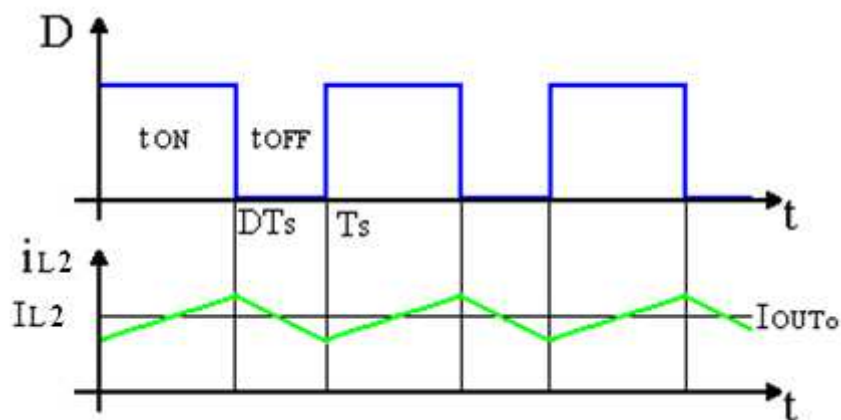


Fig. 3.7 Forma d'onda di corrente di L2

Per calcolare la $I_{C_{OUT}(RMS)}$ possiamo innanzitutto prendere in considerazione il calcolo della $I_{L2}(RMS)$. Come si può notare dalla Fig. 3.7 la forma d'onda di corrente della L1b è un'onda triangolare rialzata di una componente continua. Il valore efficace della corrente di L2 è la somma dei valori efficaci della triangolare e della continua.

$$I_{L2}(RMS) = \sqrt{(I_{OUT})^2 + \left(\frac{\Delta I_{L2}(PP)/2}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (18)$$

dove il primo termine della somma sotto radice rappresenta il valore efficace della componente continua, mentre il secondo rappresenta il valore efficace dell'onda triangolare.

Considerato che il condensatore d'uscita non assorbe la componente continua, la $I_{C_{OUT}(RMS)}$ può essere espressa come:

$$I_{C_{OUT}(RMS)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L2}(PP)/2}{\sqrt{3}}\right)^2} = \frac{\Delta I_{L2}(PP)/2}{\sqrt{3}} = \frac{\Delta I_{L2}(PP)}{2\sqrt{3}} \quad (19)$$

Scelta dei componenti

Per prima cosa dobbiamo calcolare il ripple di tensione sull'uscita ammissibile dalle specifiche di progetto:

$$\Delta V_{C_{OUT}(PP)} = V_{out} \cdot 0.05 = 100 \cdot 0.05 = 5V$$

Per determinare il valore del condensatore d'uscita necessario a mantenere il ripple di tensione desiderato, possiamo riformulare l'equazione 16:

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I_{L2}(PP)}{8 \cdot \Delta V_{C_{OUT}(PP)} \cdot f_{SW}} = \frac{100e-3}{8 \cdot 5 \cdot 1e6} = 2.5nF$$

Condensatore di disaccoppiamento C_c

Anche per il condensatore di trasferimento energetico è utile calcolare il Ripple di Tensione, compreso quello dovuto alla ESR, e la Corrente RMS. Per calcolare la ΔV_{C_c} possiamo procedere come segue.

$$i_{C_c} = \frac{1}{C_c} \frac{dV_{C_c}}{dt}$$

$$\Delta V_{C_c} = \frac{1}{C_c} \int_{T_a}^{T_b} i_{C_c} dt$$

Anche in questo caso abbiamo due possibilità per il periodo di integrazione T_a - T_b : o si integra sul T_{ON} oppure sul T_{OFF} . Scegliamo di integrare sul T_{ON} .

$$\Delta V_{C_c} = \frac{1}{C_c} \int_0^{T_{ON}} I_{L2} dt$$

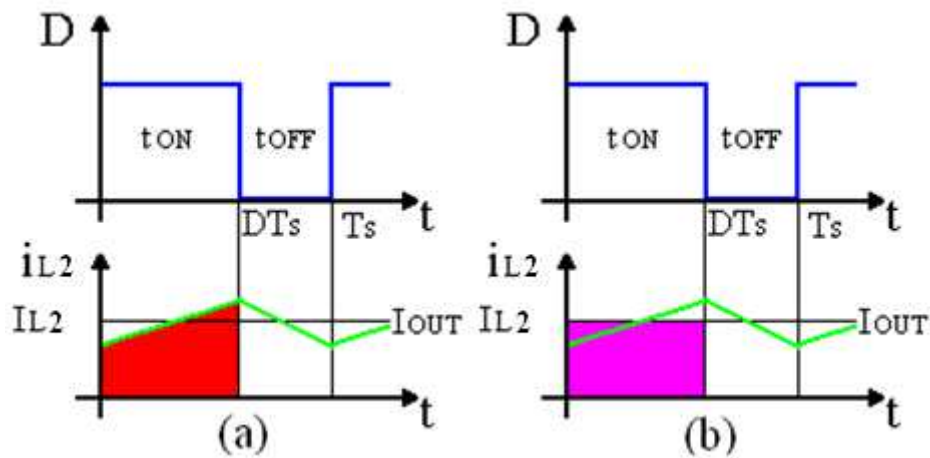


Fig. 3.8 Corrente I_{L2} da integrare sul T_{ON}

In Fig. 3.8(a) l'area rossa rappresenta esattamente l'integrale da 0 a T_{ON} della i_{L2} . Si può semplificare il calcolo se utilizziamo come riferimento la Fig. 3.8(b). Se al posto della i_{L2} ne integriamo il valor medio I_{L2} sul periodo T_{ON} , il risultato non cambia (l'area viola coincide con l'area rossa). Quindi l'integrale può essere risolto come segue:

$$\Delta V_{C_c} = \frac{1}{C_c} \int_0^{T_{ON}} I_{L2} dt = \frac{1}{C_c} \cdot I_{OUT} \cdot T_{ON} \cdot \frac{T_s}{T_s} = \frac{I_{OUT} \cdot D}{C_c \cdot f_{sw}} \quad (20)$$

Anche per il condensatore C_c possiamo calcolare il Ripple di Tensione dovuto alla ESR parassita. Per calcolare la $\Delta V_{ESR_{C_c}(PP)}$ occorre innanzitutto calcolare il valore Picco-Picco della corrente che lo attraversa.

Durante il periodo T_{ON} il C_c è percorso dalla I_{L2} , mentre durante il T_{OFF} è percorso dalla I_{L1} . Quindi il valore picco-picco della corrente media risulta:

$$\begin{aligned} \Delta I_{C_c(PP)} &= I_{L2(Picco)} + (-I_{L1(Picco)}) = \\ &= \left(I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2} \right) + \left(\left(I_{OUT} \cdot \frac{D}{1-D} \right) + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

Quindi la $\Delta V_{ESR_{C_c}(PP)}$ sarà:

$$\begin{aligned} \Delta V_{ESR_{C_c}(PP)} &= \Delta I_{C_c(PP)} \cdot ESR_{C_c} = \\ &= \left[\left(I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2} \right) + \left(\left(I_{OUT} \cdot \frac{D}{1-D} \right) + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2} \right) \right] \cdot ESR_{C_c} = \\ &= \left(\frac{I_{OUT}}{1-D} + \Delta I_{L(PP)} \right) \cdot ESR_{C_c} \end{aligned} \quad (22)$$

Alcune analisi svolte in note applicative di ausilio per la progettazione trascurano il contributo $+\Delta I_{L(PP)}$. E' facile calcolare l'errore che si commette applicando questa semplificazione.

$$\begin{aligned} \text{Errore} &= \frac{\frac{I_{OUT}}{1-D} \cdot ESR_{C_c}}{\left(\frac{I_{OUT}}{1-D} + \Delta I_{L(PP)} \right) \cdot ESR_{C_c}} = \frac{\frac{I_{OUT}}{1-D}}{\frac{I_{OUT}}{1-D} + \Delta I_{L(PP)}} \\ &= \frac{I_{OUT}}{I_{OUT} + \Delta I_{L(PP)} \cdot (1-D)} \Rightarrow \end{aligned}$$

$$\text{con } \Delta I_{L(PP)} = K \cdot I_{IN} = K \cdot I_{OUT} \frac{D}{1-D}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \frac{I_{OUT}}{I_{OUT} + K \cdot I_{OUT} \frac{D}{1-D} \cdot (1-D)} &= \frac{I_{OUT}}{I_{OUT} + K \cdot I_{OUT} \cdot D} = \\ &= \frac{1}{1 + K \cdot D} \end{aligned} \quad (23)$$

Ultimo dato d'interesse da ricavare è la Corrente RMS del condensatore Cc. La Fig. 3.9 riporta la forma d'onda della corrente i_{Cc} .

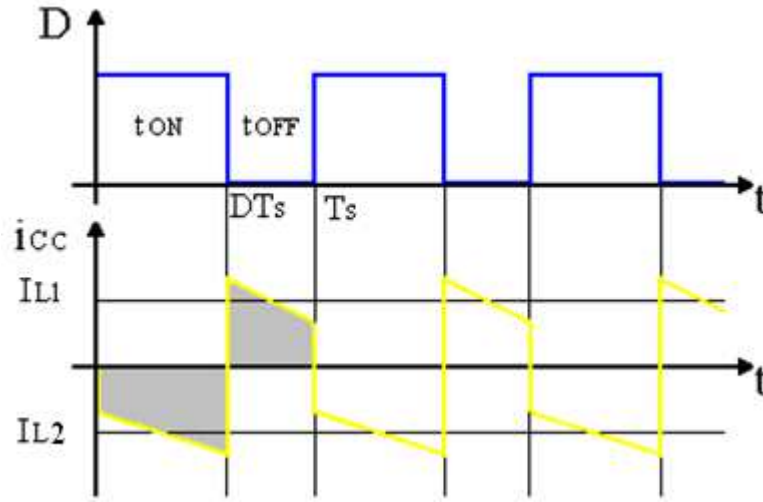


Fig. 3.9 Corrente del condensatore di Disaccoppiamento Cc

Come per la corrente RMS del condensatore d'uscita, possiamo calcolare il valore efficace della i_{Cc} componendo i valori efficaci delle varie parti elementari che compongono la forma d'onda.

Possiamo notare che, sia nel periodo T_{ON} che nel periodo T_{OFF} , l'onda è data dalla somma di una componente continua (negativa su T_{ON} e positiva su T_{OFF}) e di un'onda triangolare. Quindi la corrente RMS risulterà:

$$\begin{aligned}
 I_{Cc(RMS)} &= \sqrt{\frac{T_{ON}}{T_s} \left[(-I_{OUT})^2 + \left(\frac{\Delta I_{L2(PP)}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right] + \frac{T_{OFF}}{T_s} \left[(I_{IN})^2 + \left(\frac{\Delta I_{L1(PP)}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]} = \\
 &= \sqrt{D \cdot I_{OUT}^2 + D \cdot \frac{\Delta I_{L2(PP)}^2}{12} + (1-D) \left[I_{OUT}^2 \cdot \frac{D^2}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I_{L1(PP)}^2}{12} \right]} = \\
 &= \sqrt{D \cdot I_{OUT}^2 + D \cdot \frac{\Delta I_{L2(PP)}^2}{12} + I_{OUT}^2 \cdot \frac{D^2}{(1-D)} + (1-D) \cdot \frac{\Delta I_{L1(PP)}^2}{12}} = \\
 &= \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(D + \frac{D^2}{1-D} \right) + \frac{\Delta I_{L(PP)}^2}{12} \cdot (D + (1-D))} = \\
 &= \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D - D^2 + D^2}{1-D} \right) + \frac{\Delta I_{L(PP)}^2}{12}} = \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right) + \frac{\Delta I_{L(PP)}^2}{12}}
 \end{aligned}$$

$$I_{C_C(RMS)} = \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) + \frac{\Delta I_{L(PP)}^2}{12}} \quad (24)$$

Anche per questa valutazione alcuni testi riportano una versione semplificata in cui si omette il contributo di $\Delta I_{L(PP)}^2/3$. Anche per questa ipotesi possiamo calcolare l'errore commesso.

$$\begin{aligned} \text{Errore} &= \frac{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)}}{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right) + \frac{\Delta I_{L(PP)}^2}{12}}} = \\ &\text{con } \Delta I_{L(PP)} = K \cdot I_{IN} = K \cdot I_{OUT} \frac{D}{1-D} \\ &= \frac{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)}}{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right) + \frac{K^2 \cdot I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)^2}{12}}} = \\ &= \frac{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)}}{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)} \sqrt{\left(1 + \frac{1}{12} \cdot \left(K^2 \cdot \frac{D}{1-D}\right)\right)}} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{12} \cdot \left(K^2 \cdot \frac{D}{1-D}\right)\right)}} \quad (25) \end{aligned}$$

Scelta dei componenti

Come per il condensatore C_{out} , anche per il C_c vale la specifica di ripple di tensione ammissibile pari a 5V (il condensatore C_c è sempre sottoposto ad una tensione pari a V_{out}). Quindi per calcolare il valore di C_c necessario possiamo riformulare l'equazione 20 come segue:

$$C_c = \frac{I_{OUT} \cdot D}{\Delta V_{C_c} \cdot f_{SW}} = \frac{1 \cdot 0.2}{5 \cdot 1e6} = 40nF$$

Condensatore d'ingresso C_{IN}

L'ultimo elemento di interesse è il Condensatore d'ingresso C_{IN} .

Per questo componente si deve ricavare una formulazione della Tensione di Ripple dovuta alla capacità e alla ESR, a partire dalla corrente di ripple in ingresso. Poichè la sorgente di alimentazione è distante dalla nostro apparato si ipotizza che tutta la componente alternata trovi sfogo nel condensatore di ingresso anzichè percorrere le induttanze parassite dei collegamenti. Dobbiamo perciò valutare la corrente RMS relativa al condensatore C_{IN} .

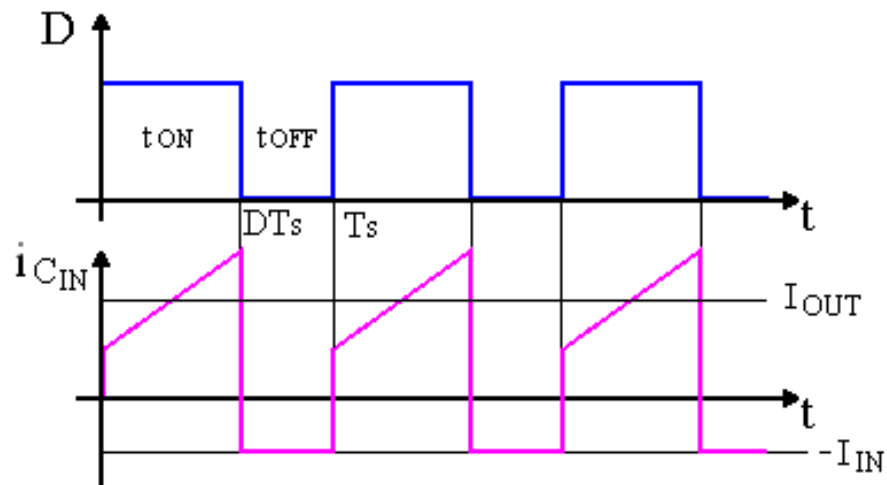


Fig. 3.10 Corrente sul condensatore d'ingresso

Come si può notare dal grafico in Fig. 3.10 la corrente del Condensatore d'ingresso è uguale a quella dello switch Q1 ribassata di un valor medio I_{IN} . Altra cosa degna di nota, è che anche la corrente su C_{IN} (come quelle su Switch e del Diodo) hanno una rampa con pendenza doppia rispetto alla rampa del ripple di corrente sulle Induttanze. Questo è semplicemente dato dal fatto che su questi componenti scorrono contemporaneamente entrambe le componenti di ripple delle due induttanze, quindi il ripple di corrente risultante sarà la somma dei due. Come nei precedenti casi procediamo al calcolo della corrente efficace sommando i contributi delle componenti fondamentali che compongono la forma d'onda di corrente in questione.

$$\begin{aligned}
I_{CIN(RMS)} &= \sqrt{\frac{T_{ON}}{T_S} \left[(I_{OUT})^2 + \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{\sqrt{3}} \right)^2 \right] + \frac{T_{OFF}}{T_S} [(-I_{IN})^2]} = \\
&= \sqrt{D \cdot I_{OUT}^2 + D \cdot \frac{\Delta I_{L(PP)}^2}{3} + (1-D) \left[I_{OUT}^2 \cdot \frac{D^2}{(1-D)^2} \right]} = \\
&= \sqrt{D \cdot I_{OUT}^2 + D \cdot \frac{\Delta I_{L(PP)}^2}{3} + I_{OUT}^2 \cdot \frac{D^2}{(1-D)}} = \\
&= \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(D + \frac{D^2}{1-D} \right) + \frac{D \cdot \Delta I_{L(PP)}^2}{3}} = \\
&= \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right) + \frac{D \cdot \Delta I_{L(PP)}^2}{3}} = \\
I_{CIN(RMS)} &= \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) + \frac{D \cdot \Delta I_{L(PP)}^2}{3}} \quad (26)
\end{aligned}$$

Anche in questo caso alcuni testi omettono il contributo della parte di Ripple. Applicando questa semplificazione si commette un'errore che può essere quantificato dalla seguente relazione.

$$\begin{aligned}
\text{Errore} &= \frac{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right)}}{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right) + \frac{D \cdot \Delta I_{L(PP)}^2}{3}}} = \\
&\text{con } \Delta I_{L(PP)} = K \cdot I_{IN} = K \cdot I_{OUT} \frac{D}{1-D} \\
&= \frac{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right)}}{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right) + \frac{D \cdot K^2 \cdot I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right)^2}{3}}} =
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)}}{\sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)} \sqrt{\left(1 + \frac{1}{3} \cdot \left(K^2 \cdot \frac{D^2}{1-D}\right)\right)}} = \\
&= \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{3} \cdot \left(K^2 \cdot \frac{D^2}{1-D}\right)\right)}} \quad (27)
\end{aligned}$$

Scelta del condensatore di ingresso

Abbiamo deciso che il valore di $1\mu F$ potesse fare al caso nostro.

$$C_{IN} = 1\mu F$$

3) Equazioni per il dimensionamento dei componenti attivi secondo le specifiche di progetto.

Switch di commutazione Q1

Il dato fondamentale per il dimensionamento degli apparati attivi è la corrente di picco massima che può scorrere nell'apparato. Questa corrente deve necessariamente passare attraverso lo switch Q1 quindi possiamo scrivere che:

$$\begin{aligned}
I_{Q1(Picco)} &= I_{L1(Picco)} + I_{L2(Picco)} = \\
&= \left(I_{IN} + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2}\right) + \left(I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2}\right) = \\
&= I_{IN} + I_{OUT} + \Delta I_{L(PP)} \quad (28)
\end{aligned}$$

Della corrente che scorre sul Q1 è utile calcolare il valore efficace.

Anche in questo caso basterà sommare i contributi elementari che formano l'onda di corrente I_{Q1} , che riportiamo in Fig. 3.11 per comodità.

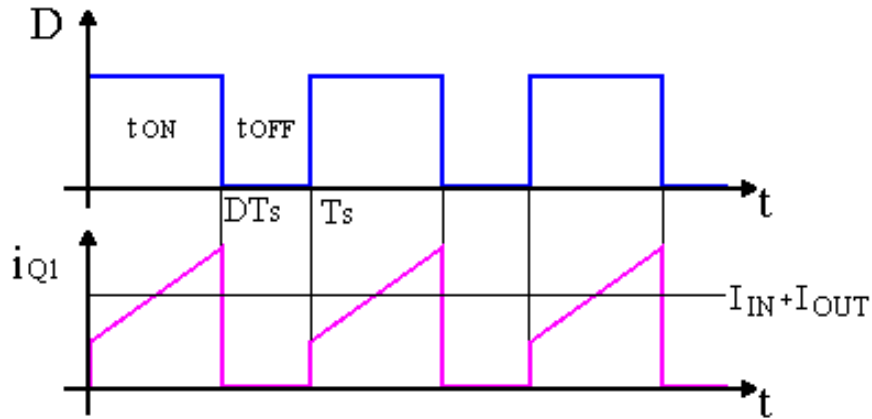


Fig. 3.11 Corrente del Transistor MOS Q1

$$\begin{aligned}
 I_{Q1(RMS)} &= \sqrt{\frac{T_{ON}}{T_S} \left[(I_{IN} + I_{OUT})^2 + \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{\sqrt{3}} \right)^2 \right]} \\
 &= \sqrt{D \cdot (I_{IN} + I_{OUT})^2 + D \cdot \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{\sqrt{3}} \right)^2} \\
 &= \sqrt{D \cdot \left(I_{OUT} \cdot \frac{D}{1-D} + I_{OUT} \right)^2 + D \cdot \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{\sqrt{3}} \right)^2} \\
 &= \sqrt{D \cdot \left(\frac{I_{OUT}}{1-D} \right)^2 + D \cdot \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{\sqrt{3}} \right)^2} \\
 &= \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \cdot \frac{1}{D} + D \cdot \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{\sqrt{3}} \right)^2} \\
 &= \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)^2 \cdot \frac{1}{D} + D \cdot \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{\sqrt{3}} \right)^2} \tag{29}
 \end{aligned}$$

Anche per questa relazione alcune analisi omettono il contributo del ripple di corrente. L'errore commesso applicando questa semplificazione è il seguente.

$$\text{Errore} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{D^2 \cdot K^2}{3}}} \tag{30}$$

con $K = \Delta I_{L(PP)} / [I_{OUT} \cdot (D/1 - D)]$.

Oltre alla corrente di picco è necessario ricavare anche il dato di Massima Tensione che Q1 deve sopportare durante il periodo in cui rimane aperto (T_{OFF}). Questa Tensione è già stata ricavata dalla trattazione iniziale del funzionamento del circuito e corrisponde a:

$$V_{Q1_MAX} = V_{IN} + V_{OUT} + \Delta V_{IN-pp} + \Delta V_{OUT-pp} \quad (31)$$

dove con ΔV_{IN-pp} e ΔV_{OUT-pp} abbiamo inteso il ripple di tensione sull'ingresso e sull'uscita rispettivamente.

Un dato d'interesse che è necessario ricavare è la potenza che Q1 deve dissipare. Lo switch (Q1) è realizzato con un transistor MOS, la potenza dissipata può essere calcolata da 3 specifici contributi come segue:

$$P_{D_Q1} = P_{r_{DS}(ON)} + P_{SWG} + P_{Gate} \quad (32)$$

$P_{r_{DS}(ON)}$ rappresenta la potenza dissipata per effetto Joule sulla resistenza (r_{DS}) che compete al canale quando è in conduzione. Questa potenza può essere espressa come segue:

$$P_{r_{DS}(ON)} = I_{Q1(RMS)}^2 \cdot r_{DS(on)} \quad (33)$$

P_{SWG} rappresenta la potenza dissipata durante le commutazioni a causa della capacità parassita presente tra Gate e Drain (C_{GD}). Questa potenza può essere espressa come segue:

$$P_{SWG} = (V_{IN} + V_{OUT}) \cdot I_{Q1(Picco)} \cdot \frac{Q_{GD}}{I_{Gate}} \cdot f_{SW} \quad (34)$$

Come mostra la (34) la P_{SWG} è formata da quattro fattori.

Il prodotto $(V_{IN} + V_{OUT}) \cdot I_{Q1(Picco)}$ mostra che la massima potenza dissipata si ha nel momento della transizione (dallo stato ON allo stato OFF) in cui Q1 assorbe già la corrente massima $I_{Q1(Picco)}$, ma la tensione DS è ancora pari a $V_{IN} + V_{OUT}$. Questo ritardo nell'abbassamento della tensione è dovuto al tempo che impiega la capacità parassita presente tra Gate e Drain a scaricarsi. Questo tempo di scarica è considerato tramite il rapporto Q_{GD}/I_{Gate} . Questo rapporto rappresenta infatti il tempo che impiega la tensione a salire (o scendere) quando la I_{Gate} è completamente impegnata a far commutare la C_{GD} .

L'ultimo termine f_{SW} rappresenta la frequenza di switching, che logicamente è direttamente proporzionale alla potenza dissipata durante le commutazioni.

Non ultima, P_{Gate} rappresenta la potenza dissipata ad ogni ciclo, dovuta alla carica e scarica della capacità di ingresso (Gate) del MOS. Questa potenza può essere espressa come segue:

$$P_{Gate} = V_{Gate} \cdot Q_{Gate} \cdot f_{SW} \quad (35)$$

Scelta dello switch

Per quanto riguarda il transistor, è necessario che rispetti le seguenti specifiche:

$$I_{Q1(Picco)} = I_{IN} + I_{OUT} + \Delta I_{L(PP)} = 1 + 0.25 + (100e - 3) = 1.35 A$$

$$I_{Q1(RMS)} = \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)^2 \cdot \frac{1}{D} + D \cdot \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$= \sqrt{1^2 \cdot \left(\frac{100}{400}\right)^2 \cdot \frac{1}{0.2} + 0.2 \cdot \left(\frac{100e - 3}{\sqrt{3}}\right)^2} = 559mA$$

$$V_{Q1_MAX} = V_{IN} + V_{OUT} = 400 + 100 = 500V$$

Diodo di ricircolo

Il diodo di ricircolo deve essere dimensionato per poter reggere una corrente pari a quella dello switch ovvero la $I_{Q1(Picco)}$.

Come già dimostrato nella trattazione sul funzionamento generale, anche il diodo deve essere in grado di sostenere una tensione inversa massima maggiore di $V_{IN} + V_{OUT}$ come lo switch Q1.

Dato che la corrente media sul diodo è I_{OUT} la potenza che quest'ultimo deve poter dissipare è:

$$P_{D_D1} = I_{OUT} \cdot V_{FWD} \quad (36)$$

con V_{FWD} = Tensione Diretta del Diodo a I_{OUT} .

Scelta del diodo

Per quanto riguarda il diodo di ricircolo, è necessario che rispetti le seguenti specifiche:

$$I_{D1(Picco)} = I_{Q1(Picco)} = 1.35A$$

$$I_{D1(RMS)} = I_{Q1(RMS)} = 559mA$$

Nuove modalità di Lavoro e Ricircolo di corrente negativa nel convertitore Zeta

Come già accennato nei paragrafi precedenti, per poter ottenere un buon PFC abbiamo la necessità di far lavorare il nostro convertitore in funzionamento DCM, ragione per cui ci siamo posti l'obiettivo di vedere annullarsi la corrente sulle bobine per scaricare completamente di energia il magnetico. Durante le simulazioni effettuate su LTSPICE, abbiamo notato un fenomeno che, a nostro giudizio, non è trattato con sufficiente chiarezza in bibliografia: la corrente sulle induttanze può anche diventare negativa (sia nel caso di bobine accoppiate, sia nel caso di bobine disaccoppiate).

Durante il periodo T_{off} di un ipotetico funzionamento ideale in modalità DCM, la corrente che scorre sul condensatore di bypass C_c è la I_{L1} . Questa corrente decresce linearmente dal valore di picco massimo fino ad annullarsi. Se il funzionamento fosse un DCM ideale, l'annullamento della corrente I_{L1a} avverrebbe prima della fine del T_{off} : quindi, dopo essersi annullata, questa dovrebbe rimanere costantemente nulla fino alla fine del periodo T_{off} .

Abbiamo potuto appurare tramite simulazione che quanto appena descritto non si verifica. Infatti quando la I_{L1} arriva a 0, non rimane costantemente nulla per il resto del periodo T_{off} , ma si inverte e diventa negativa (vedi Fig. 3.12) in quanto non c'è nessun componente che impedisca il flusso di una corrente negativa sull'avvolgimento.

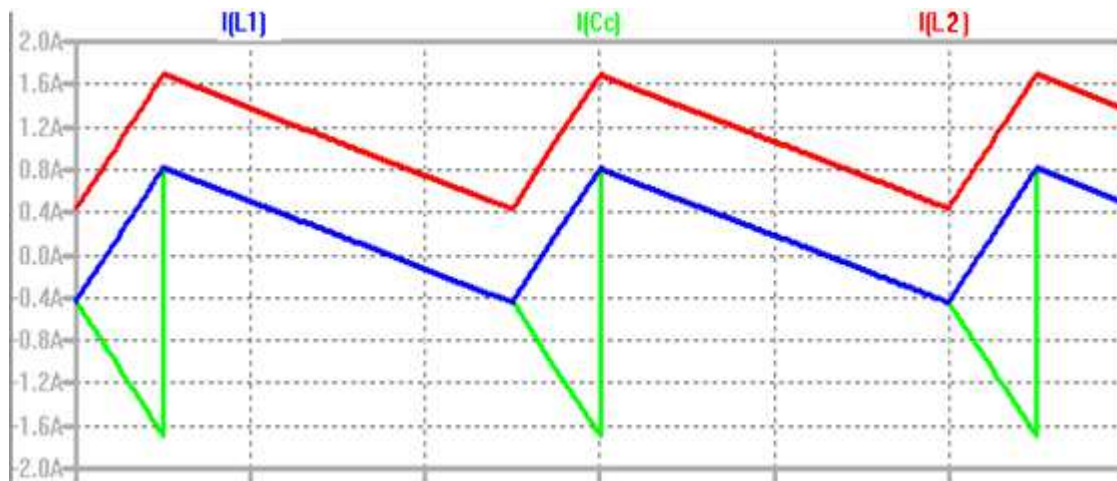


Fig. 3.12 Forme d'onda di corrente in Funzionamento non ideale.

Come si può ben notare dallo screenshot della simulazione eseguita con LTSpice, la corrente I_{L1} (forma d'onda blu) si inverte e diventa negativa anziché rimanere costantemente nulla.

L'unico elemento del circuito che dovrebbe in qualche modo opporsi a questa corrente negativa, è il diodo D1 di ricircolo. Ma il diodo D1 è attraversato da una corrente totale I_D che risulta essere la somma di due correnti, ovvero la I_{L1} e la I_{L2} : $I_D = I_{L1} + I_{L2}$. Affinché il diodo entri in interdizione, occorre che sia la corrente I_D complessiva a diventare negativa. Infatti, nel nostro caso, la corrente I_{L2} ha un modulo inizialmente maggiore di quello della I_{L1} , costringendo così il diodo a rimanere in conduzione e permettere il passaggio della corrente negativa I_{L1} . Questa condizione perdura fintanto che la corrente I_{L1} non raggiunge un valore uguale ed opposto a quello della I_{L2} . In questo momento la somma delle due correnti A e B, non è più positiva e quindi il diodo D1 si spegne.

Ci ritroviamo così in un periodo in cui sia il diodo D1 che lo switch Q1 sono interdetti (infatti l'interdizione del diodo avviene prima della fine del periodo Toff). Si viene così a creare una maglia composta dagli elementi L_1 , Cc, L_2 e Cout, maglia in cui ricircola appunto una corrente costante fin quando non inizia il successivo periodo Ton.

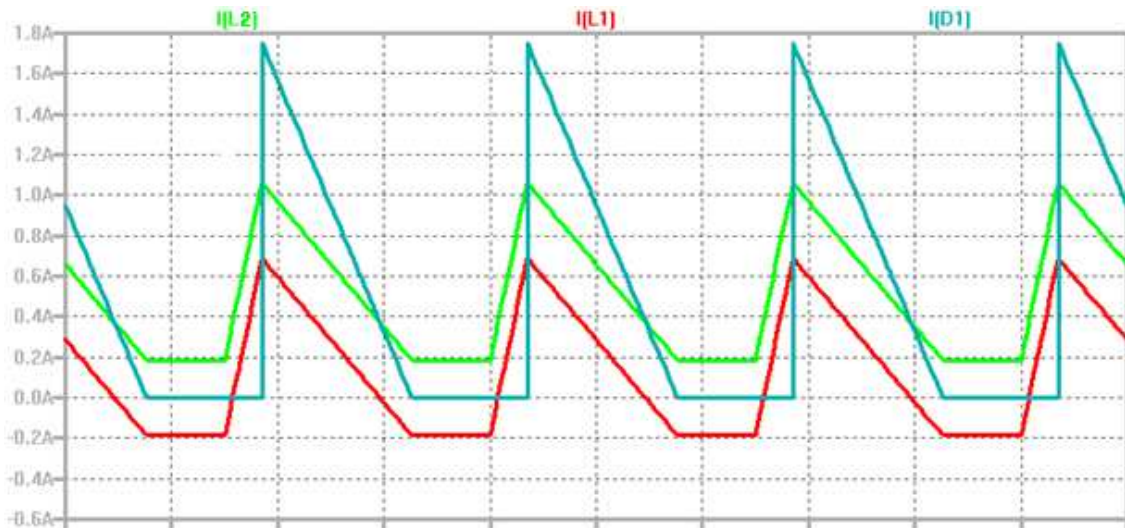


Fig. 3.13 Forme d'onda di corrente in condizione di Ricircolo di Corrente

Come si può ben vedere dalla Fig. 3.13, la corrente I_{L1} (traccia rossa) diventa negativa. Quando il modulo di I_{L1} diventa pari al modulo di I_{L2} (traccia verde), il diodo D1 (traccia azzurra) si interdice. Da questo momento fino alla fine del T_{off} le correnti sugli avvolgimenti hanno modulo uguale e costante. Questa è la condizione di Ricircolo di Corrente, ovvero l'equivalente del funzionamento discontinuo per gli altri convertitori (MOS e diodo entrambi spenti).

Questo stato di Ricircolo è non produttivo per il buon funzionamento del circuito, dato che una corrente I_{L1} negativa fa sì che il condensatore C_c tenda a trasferire parte della sua energia di nuovo indietro sull'induttanza $L1$, andando così a palleggiare inutilmente l'energia con conseguente aumento delle perdite per effetto dei fenomeni parassiti legato alle correnti.

Questa particolare condizione di funzionamento non è sempre verificata. Infatti se il periodo T_{off} è tanto breve da non permettere alla I_{L1} di raggiungere un modulo pari e contrario a quello della I_{L2} , si ha solamente la condizione di funzionamento mostrata in Fig. 3.12, ovvero una modalità mista, in cui la corrente non rimane costante, ma diventa negativa per un intervallo di tempo..

Possiamo quindi ora dare una nuova nomenclatura delle varie modalità di funzionamento del convertitore.

La modalità CCM si suddivide in:

- CCM-UFE: Continuous Conduction Mode- Unidirectional Flow Energy
Modalità CCM ideale, ovvero in cui la corrente su L_1 si mantiene sempre maggiore di 0.
- CCM-BFE: Continuous Conduction Mode- Bidirectional Flow Energy
Modalità CCM mista in cui la corrente su L_1 si inverte ma la forma d'onda rimane triangolare (non c'è ricircolo di corrente).

Anche la modalità DCM ha due possibili varianti, ovvero:

- DCM Ideale: la corrente su L_1 rimane costante e pari a 0 per un certo intervallo di tempo prima del nuovo Ton.
- DCM con ricircolo: la corrente su L_1 rimane costante e minore di 0 (Ricircolo di corrente negativa appena descritto).

Date queste nuove modalità “ibride” possiamo definire due modalità di confine (boundary), ovvero:

- BEF: Boundary Energy Flow: modalità di confine tra CCM-UFE e CCM-BFE;
- BCM: Boundary Conduction Mode: modalità di confine tra CCM e DCM (CCM in modalità BFE e DCM con ricircolo).

Per avere la massimo rendimento e avere la minima dissipazione di potenza, è consigliabile far lavorare il circuito nella condizione di DCM Ideale. Questo però non possibile a causa dell'esistenza delle modalità ibride CCM-BFE e DCM con ricircolo.

Per risolvere questo problema abbiamo ipotizzato due possibili soluzioni, ognuna delle quali presenta pregi e difetti:

- 1) Inserire un diodo supplementare che blocchi la corrente negativa su L_1 .
- 2) Utilizzare delle L di valore diverso tra loro per cercare di sincronizzare l'istante in cui le correnti si annullano, nella condizione nominale.

Per facilitare il nuovo studio, proponiamo di seguito una nuova nomenclatura dei vari periodi in cui si suddivide il periodo totale T_s nel caso di funzionamento ideale DCM.

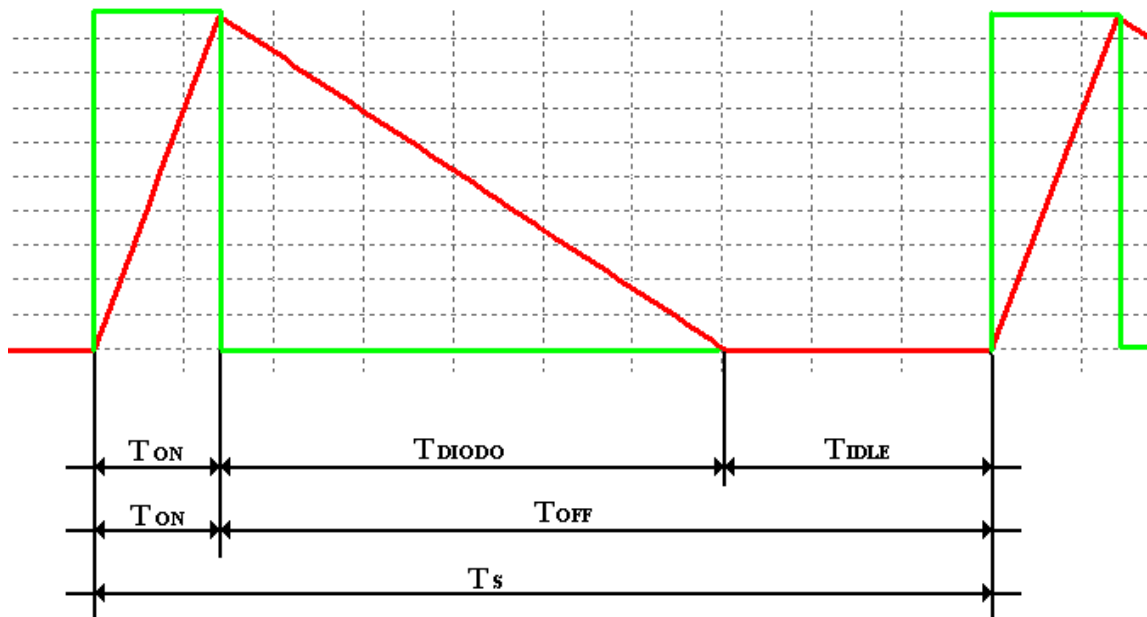


Fig. 3.14 Suddivisione del periodo T_s e relativa nomenclatura.

Nella Fig. 3.14 sono rappresentate la forma d'onda del Duty cycle (onda Verde) e la forma d'onda di corrente di una delle due L (onda rossa).

Come si può notare il periodo T_{ON} rimane invariato. Il periodo T_{OFF} al contrario, viene suddiviso in due sottoperiodi, ovvero T_{DIODO} (tempo trascorso dalla commutazione on-off dello switch all'azzeramento della I_L) e T_{IDLE} (tempo trascorso dall'azzeramento della I_L alla commutazione off-on dello switch).

Per semplificare ulteriormente la nuova nomenclatura, possiamo normalizzare sia il periodo T_{ON} che il periodo T_{DIODO} , per il T_s , ottenendo la convenzione per i cicli di lavoro rispettivamente di transistor e diodo:

- $D = T_{ON}/T_S$;
- $\Delta = T_{DIODO}/T_S$.

Inserimento di un diodo supplementare.

La prima ipotesi che abbiamo avanzato è stata quella di inserire un diodo supplementare D_2 in serie alla L_1 (vedi Fig. 3.15), così da impedire l'inversione della corrente.

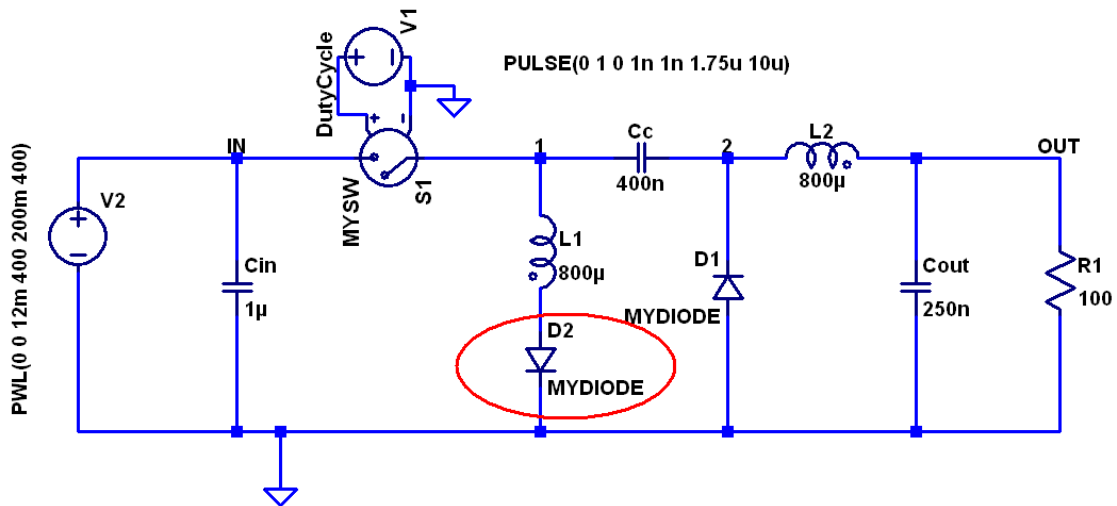


Fig. 3.15 Diodo D2 aggiunto per bloccare la corrente negativa su L1

Come si può facilmente intuire, appena la corrente I_{L1} si azzerava il diodo D2 si spegne e impedisce alla corrente di invertirsi, facendo sì che detta corrente rimanga costantemente nulla fino alla fine del T_{off} (come previsto dalla modalità DCM Ideale). In Fig. 3.16 sono riportate le forme d'onda della simulazione di questo circuito in condizione di regime (DCM).

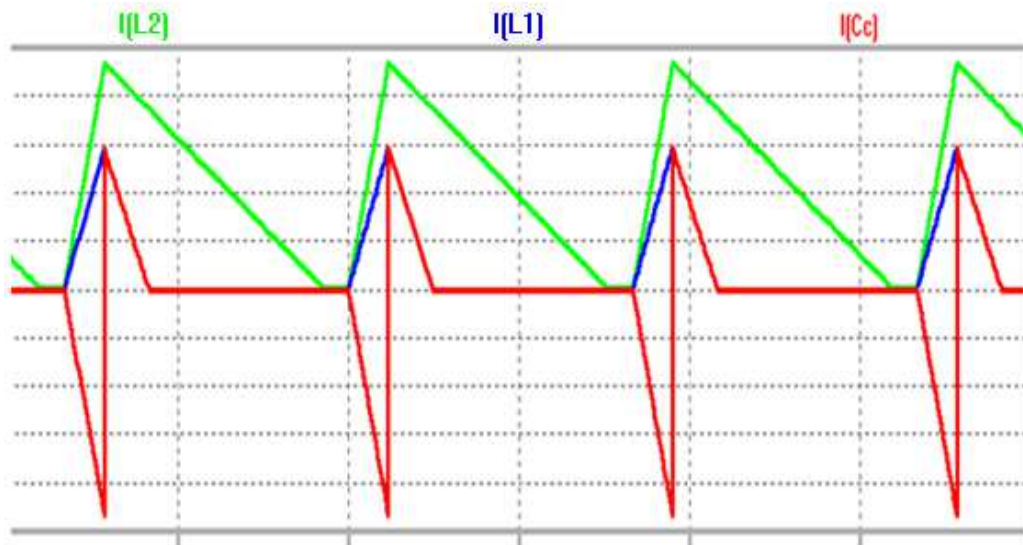


Fig. 3.16 Forme d'onda di Corrente in funzionamento DCM a regime con diodo supplementare D2.

Come si può notare sia la I_{L1} , che la I_{L2} , decrescono linearmente fino ad azzerarsi, dopodiché rimangono costantemente a 0 fino alla fine del T_{off} .

Ora andremo ad eseguire uno studio più approfondito su questa particolare modifica al convertitore. Come già dimostrato nei precedenti capitoli, per avere

una buona resa come PFC, pare essere auspicabile che il convertitore lavori in un regime che possiamo chiamare ibrido, ovvero con la bobina all'ingresso in funzionamento discontinuo (DCM) e quella d'uscita in funzionamento continuo (CCM). Questo regime ibrido avrebbe un doppio vantaggio: infatti, il funzionamento DCM sulla porta d'ingresso realizza un miglior PFC, mentre il funzionamento CCM sulla porta d'uscita realizza una miglior regolazione di tensione d'uscita.

Tuttavia è utile studiare non solo questo caso ibrido, ma anche il caso in cui entrambe le L lavorino in funzionamento DCM.

Di seguito riporteremo tutte le relazioni che governano il funzionamento del circuito nei due casi possibili.

L1 in funzionamento DCM e L2 in funzionamento CCM

Come prima cosa inseriamo di seguito uno screenshot preso dalla simulazione di LTSpice (Fig. 3.17).

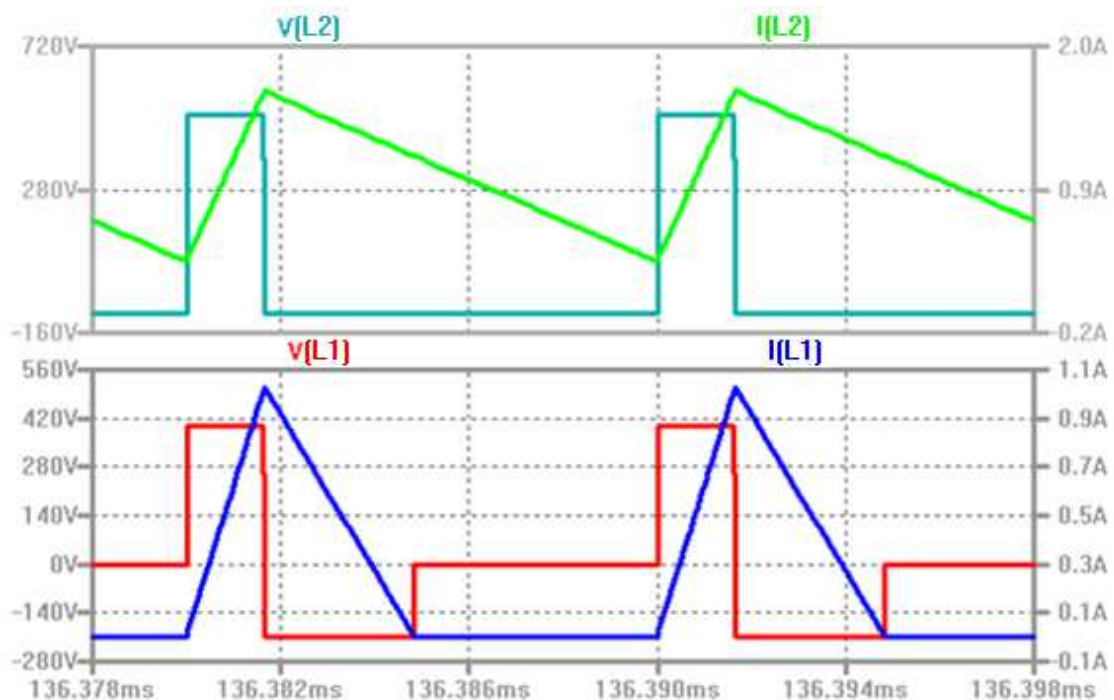


Fig. 3.17 Forme d'onda di corrente e tensione delle due induttanze del circuito

Come si può facilmente notare dalla figura sovrastante, l'induttanza L1 lavora in regime DCM, mentre la L2 in CCM.

Ricaviamo ora le equazioni analitiche dei parametri fondamentali del circuito. Per prima cosa possiamo impostare la solita equazione di stato sull'induttore L1

$$V_{IN} \cdot D = V_C \cdot \Delta$$

dove con Δ abbiamo indicato il tempo (normalizzato rispetto a T_s) che trascorre tra l'inizio del T_{off} e l'azzerarsi della corrente I_{L1} .

Possiamo impostare una seconda equazione di stato per la $L2$:

$$(V_{IN} + V_C - V_{OUT}) \cdot D = V_{OUT} \cdot (1 - D)$$

Possiamo riscrivere le due equazioni precedenti come segue:

$$V_C = V_{IN} \cdot \frac{D}{\Delta} \quad (37)$$

$$(V_{IN} + V_C) \cdot D = V_{OUT} \quad (38)$$

A questo punto possiamo impostare una terza equazione di stato sul condensatore di disaccoppiamento C_c :

$$I_{OUT} \cdot D = \frac{\widehat{I}_{L1}}{2} \cdot \Delta \quad (39)$$

dove \widehat{I}_{L1} rappresenta la corrente di picco della $L1$.

Ora possiamo sviluppare la 39 come segue:

$$\begin{aligned} \Delta &= 2 \frac{I_{OUT}}{\widehat{I}_{L1}} \cdot D = \left(\text{con } \widehat{I}_{L1} = \frac{V_{IN}}{L_1} T_{ON} \right) \\ &= \frac{2I_{OUT}D}{\frac{V_{IN}}{L_1} T_{ON}} = \left(\text{con } I_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R} \right) \\ \Delta &= \frac{2V_{OUT}L_1}{V_{IN} RT} \quad (40) \end{aligned}$$

Abbiamo quindi trovato una relazione che lega il Δ con V_{out} e V_{in} .

Ora possiamo proseguire sostituendo la 37 nella 38 ottenendo:

$$V_{OUT} = V_{IN} D \left(1 + \frac{D}{\Delta} \right) \quad (41)$$

da cui

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D\Delta + D^2}{\Delta} \quad (42)$$

Questa relazione ingresso/uscita è stata verificata mediante LTSpice e possiamo confermare che i risultati teorici ricalcano esattamente quelli ottenuti dalle simulazioni

Possiamo proseguire ora sostituendo la 40 nella 41, ottenendo così:

$$V_{OUT} = V_{IN}D \left(1 + \frac{DV_{IN}RT}{2L_1V_{OUT}} \right)$$

Sviluppando questa relazione, si nota che V_{out} è espresso tramite una equazione di secondo grado. Delle due soluzioni possibili, l'unica con significato pratico è quella riportata di seguito:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}D}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2RT}{L_1}} \right) = \frac{V_{IN}D}{2} \alpha \quad (43)$$

Con $\alpha = 1 + \sqrt{1 + \frac{2RT}{L_1}}$.

Ora che abbiamo trovato una espressione analitica per la V_{out} , possiamo andarla a sostituire nelle equazioni precedenti.

Sostituendo la 43 nella 40 otteniamo una espressione analitica anche per il Δ :

$$\Delta = \frac{DL_1}{RT} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2RT}{L_1}} \right) = \frac{DL_1}{RT} \alpha \quad (44)$$

L'ultima incognita rimasta è la V_c ovvero la tensione sul condensatore di bypass. Per ricavarne una formulazione analitica possiamo riformulare la 37 come segue:

$$V_{IN} = V_C \cdot \frac{\Delta}{D}$$

Sostituendo quest'ultima nella 38 possiamo ricavare:

$$V_C = \frac{V_{OUT}}{D + \Delta}$$

Sostituendo ora la V_{out} con la 43, otteniamo la relazione analitica cercata:

$$V_C = \frac{V_{IN}RT \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2RT}{L_1}} \right)}{2 \left(RT + L_1 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2RT}{L_1}} \right) \right)} = \frac{V_{IN}RT\alpha}{2(RT + L_1\alpha)} \quad (45)$$

L1 e L2 in funzionamento DCM

Come nel caso appena trattato, mostriamo uno screenshot preso dalle simulazioni LTSpice del circuito in esame.

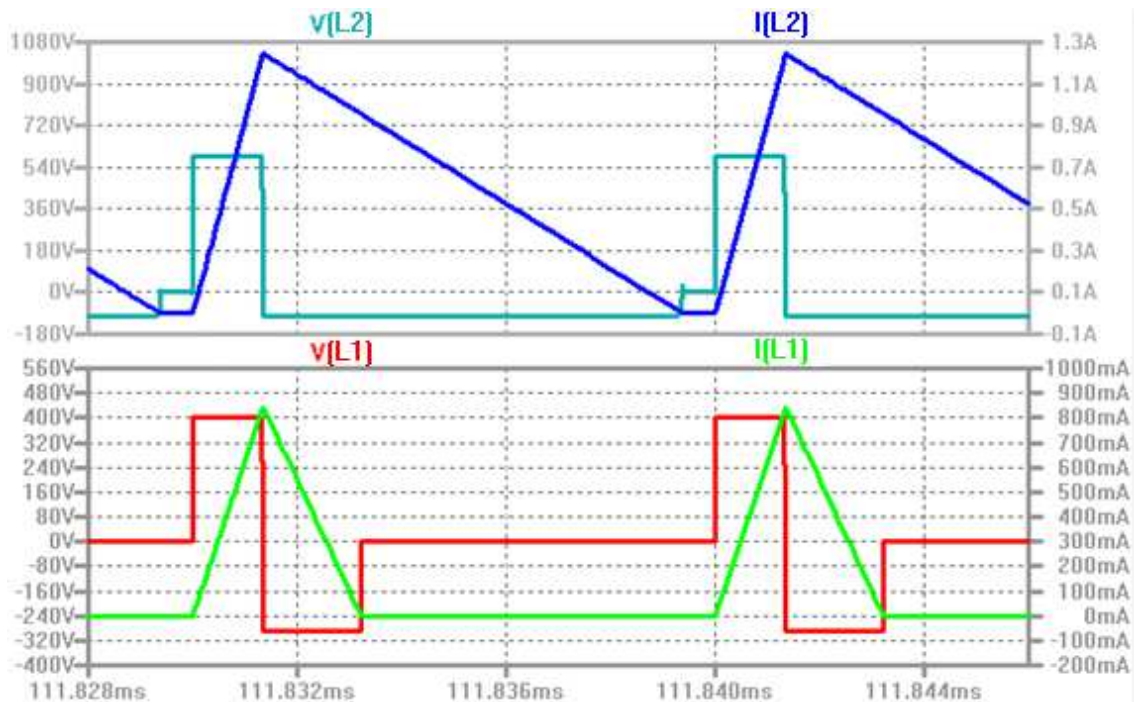


Fig. 3.18 Forme d'onda di corrente e tensione delle due induttanze del circuito

Come si può ben notare dalla Fig. 3.18, entrambe le L lavorano in regime DCM. Come per il caso DCM-CCM ricaviamo ora le relazioni fondamentali del sistema. Partiamo con l'impostare l'equazione di stato sulla L1:

$$V_{IN} \cdot D = V_C \cdot \Delta_1$$

dove con Δ_1 abbiamo indicato il tempo trascorso (normalizzato rispetto al periodo di commutazione T_s) dall'inizio del T_{off} all'azzerarsi della I_{L1} .

Impostiamo ora l'equazione di stato per la L2:

$$(V_{IN} + V_C - V_{OUT}) \cdot D = V_{OUT} \cdot \Delta_2$$

dove con Δ_2 abbiamo indicato il tempo che trascorre dall'inizio del T_{off} all'azzerarsi della I_{L2} . Riscriviamo ora le due equazioni precedenti come segue:

$$V_C = V_{IN} \cdot \frac{D}{\Delta_1} \quad (46)$$

$$(V_{IN} + V_C) \cdot \frac{D}{D + \Delta_2} = V_{OUT} \quad (47)$$

A questo punto, possiamo impostare l'equazione di stato sul condensatore Cc.

$$\frac{I_{OUT}}{D + \Delta_2} \cdot D = \frac{\widehat{I}_{L1}}{2} \cdot \Delta_1$$

dove il primo termine rappresenta il valor medio della corrente i_{L2} sul periodo D. Con le relazioni ed equazioni ora a nostra disposizione, non siamo stati in grado di dare una formulazione di Δ_1 e Δ_2 che dipendessero solo dalle specifiche di progetto (V_{in} , V_{out} , R, L1, L2, ecc).

Possiamo però dare una soluzione al problema per un caso approssimato, ovvero quando la L2 lavora si in DCM, ma il periodo Δ_2 è molto prossimo al periodo Toff (ovvero quando la L2 cade in DCM per un periodo molto breve). In questo caso il termine $D + \Delta_2$ ha un valore molto vicino ad 1, giustificando così la seguente semplificazione:

$$\frac{I_{OUT}}{D + \Delta_2} \approx I_{OUT} \quad (48)$$

Possiamo ora più facilmente dare una formulazione di Δ_1 e Δ_2 .

Applicando la semplificazione (48) all'equazione di stato del condensatore Cc:

$$I_{OUT} \cdot D = \frac{\widehat{I}_{L1}}{2} \cdot \Delta_1$$

Sviluppiamo ora l'equazione mettendo in evidenza il termine Δ_1 :

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= 2 \frac{I_{OUT}}{\widehat{I}_{L1}} \cdot D = \left(\text{con } \widehat{I}_{L1} = \frac{V_{IN}}{L_1} T_{ON} \right) \\ &= \frac{2I_{OUT}D}{\frac{V_{IN}}{L_1} T_{ON}} = \left(\text{con } I_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R} \right) \\ \Delta_1 &= \frac{2V_{OUT}L_1}{V_{IN} RTs} \end{aligned} \quad (49)$$

esattamente come nel caso precedente (L1 in DCM e L2 in CCM). Per ricavare il Δ_2 possiamo sostituire la 49 nella 46, e il risultato inserirlo nella 47, ottenendo:

$$V_{OUT} = \left(V_{IN} + \frac{V_{IN}D}{\frac{2V_{OUT}L_2}{V_{IN} RT}} \right) \cdot \frac{D}{D + \Delta_2}$$

dalla quale posso ricavare il termine Δ_2 :

$$\Delta_2 = \frac{D}{V_{OUT}} \left(V_{IN} - V_{OUT} + \frac{V_{IN}^2 D R T s}{2V_{OUT} L_2} \right) \quad (50)$$

Utilizzo di L di valore diverso tra loro

La seconda strategia che abbiamo adottato per eliminare il ricircolo di corrente è stata quella di imporre un diverso valore di induttanza per le due L del convertitore. Lo scopo di questa modifica è quello di sbilanciare le componenti di ripple delle bobine in modo che si annullino nello stesso momento. Ovviamente, questo può avvenire in modo esatto solo nella condizione nominale.

Per ottenere il giusto rapporto tra i valori delle L abbiamo seguito questo ragionamento. Per prima cosa abbiamo impostato l'equazione sulla variabile di stato delle L, ovvero la tensione.

$$V_{IN} \cdot T_{ON} = V_{OUT} \cdot T_{DIODO} \quad (51)$$

Dato che stiamo lavorando in modalità discontinua, il periodo T_{off} si può suddividere in due sottointervalli, ovvero T_{DIODO} e T_{IDLE} , dove T_{DIODO} rappresenta il tempo trascorso dall'inizio del T_{off} al momento in cui la corrente dell'induttanza si annulla, e T_{IDLE} rappresenta il tempo in cui la corrente dell'induttanza rimane costantemente nulla fino alla fine del periodo. Ora possiamo normalizzare l'equazione rispetto al periodo T_s :

$$V_{IN} \cdot D = V_{OUT} \cdot \Delta \quad (52)$$

dove logicamente $\Delta = T_{DIODO}/T_s$. Da questa relazione possiamo ricavare la seguente:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D}{\Delta} > \frac{D}{1-D} \quad (53)$$

dalla quale possiamo dedurre che se il funzionamento è DCM, la tensione di uscita è più elevata che nel caso CCM, a parità di ciclo di lavoro D.

Ora impostiamo lo studio sulla corrente I_{Cc} del condensatore C_c , che in una situazione di regime deve avere il valor medio nullo. Affinché questo si verifichi, occorre che l'area sottesa dalla I_{Cc} durante il T_{ON} , sia pari a quella sottesa durante il T_{DIODO} . Possiamo imporre questa condizione con il seguente ragionamento:

$$\frac{\hat{I}_{L2}}{2} D T_s = \frac{\hat{I}_{L1}}{2} \Delta T_s \quad (54)$$

dove \hat{I}_{L2} e \hat{I}_{L1} rappresentano il valore di picco della I_{L2} e I_{L1} rispettivamente.

Normalizzando rispetto T_s e mettendo in evidenza il rapporto tra le due correnti di picco otteniamo:

$$\frac{\hat{I}_{L2}}{\hat{I}_{L1}} = \frac{\Delta}{D}$$

Possiamo sostituire il rapporto Δ su D con l'espressione trovata in precedenza, quindi otteniamo:

$$\frac{\hat{I}_{L2}}{\hat{I}_{L1}} = \frac{\Delta}{D} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

Esprimendo i termini \hat{I}_{L2} e \hat{I}_{L1} come:

$$\hat{I}_{L1} = \frac{V_{IN}}{L_1} T_{ON}$$

$$\hat{I}_{L2} = \frac{V_{IN}}{L_2} T_{ON}$$

e sostituendoli nella relazione precedente, otteniamo:

$$\frac{\hat{I}_{L2}}{\hat{I}_{L1}} = \frac{\frac{V_{IN}}{L_2} T_{ON}}{\frac{V_{IN}}{L_1} T_{ON}} = \frac{L_1}{L_2} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (55)$$

Quindi se chiamiamo K il rapporto tra V_{IN} e V_{OUT} , possiamo riscrivere la precedente come: $L_1 = K L_2$

Per avere una I_{cc} di valor medio nullo occorre che la precedente relazione sia verificata. Infatti se il rapporto tra il valore di induttanza delle due bobine è pari a K , abbiamo la certezza che l'energia assorbita dalla seconda bobina durante il T_{ON} è pari all'energia rilasciata dalla prima bobina durante il T_{DIODO} . In altre parole possiamo dire che abbiamo la certezza che sia la i_{L1} che la i_{L2} si azzerano contemporaneamente alla fine del T_{DIODO} (in questo attimo il diodo D si spegne) e rimangono costantemente nulle fino alla fine del T_{OFF} rendendo impossibile il ricircolo di corrente.

Data la relazione $L_1 = K L_2$, possiamo evincere che nel caso in cui sia necessario realizzare le due bobine su uno stesso nucleo magnetico (per contenere lo spazio

occupato), occorre che la L_1 abbia un numero di avvolgimenti \sqrt{K} volte maggiore rispetto alla L_2 .

Nel nostro caso, dato che dobbiamo lavorare con una V_{in} pari a 400V ed una V_{out} pari a 100V, il coefficiente di proporzionalità risulta essere 4. Questa trattazione ci dice quindi che se utilizziamo una L_1 pari a 4 volte L_2 abbiamo la certezza che il ricircolo di corrente negativa venga eliminato, permettendo un funzionamento DCM ideale.

Quello che non ci dice però è come scegliere il valore delle bobine tale per cui il circuito non vari le sue caratteristiche (V_{out} , e D devono rimanere invariati). Per determinare questo particolare valore abbiamo seguito la procedura descritta di seguito. Per prima cosa abbiamo imposto che la corrente d'ingresso non vari dal caso con $L_1=L_2$ al caso con $4L_x=L_x$

$$I_{IN} = [\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}]_{L1=L2} = [\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}]_{Lx=4Lx} \quad (56)$$

A questo punto possiamo esprimere ΔI_{L1} e ΔI_{L2} come:

$$\Delta I_{L1} = \frac{D \cdot T_s \cdot V_{IN}}{L1} \quad (57)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{D \cdot T_s \cdot V_{IN}}{L2} \quad (58)$$

ora sostituiamo le 57 e 58 nella 56:

$$\frac{D \cdot T_s \cdot V_{IN}}{L1} + \frac{D \cdot T_s \cdot V_{IN}}{L2} = \frac{D \cdot T_s \cdot V_{IN}}{4Lx} + \frac{D \cdot T_s \cdot V_{IN}}{Lx}$$

Sostituendo i valori numerici, e ricordando che $L_1=L_2$, possiamo ora ricavare il valore di induttanza L_x :

$$Lx = \frac{5}{8} \cdot L1 = \frac{5}{8} \cdot 800e - 9 = 500nF \quad (59)$$

Quindi per non avere variazioni nei parametri del circuito ed eliminare il ricircolo di corrente negativa basta utilizzare questi valori di induttanza:

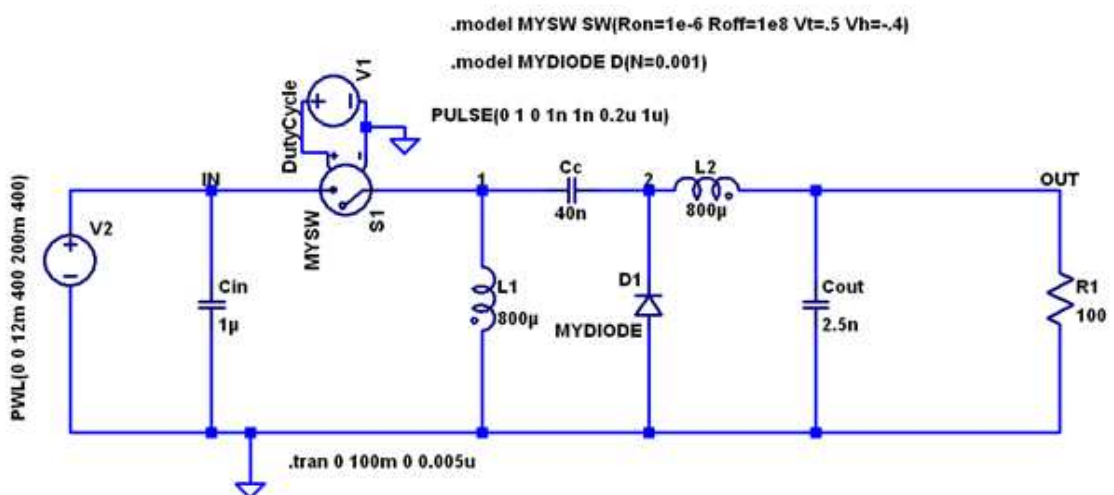
$$L1 = 4 \cdot Lx = 2\mu H$$

$$L2 = Lx = 500nH$$

Capitolo 4

Convertitore Zeta in CCM-UFE

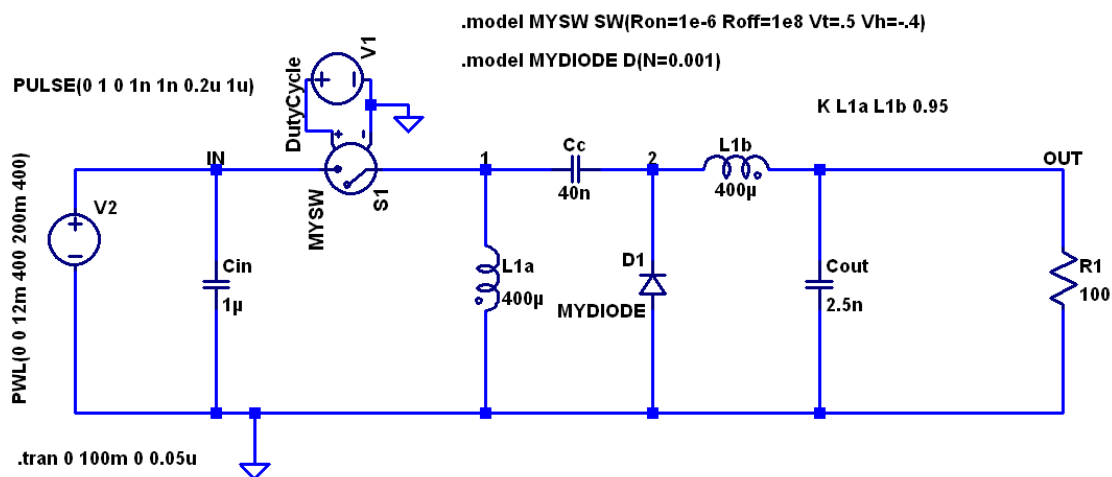
Per approfondire la conoscenza di questo convertitore siamo partiti con la simulazione della modalità CCM (Continuous Conduction Mode), imponendo le specifiche di progetto già mostrate nei capitoli precedenti. Come già anticipato, abbiamo la possibilità di accoppiare o disaccoppiare le due bobine L1 e L2. Di seguito mostreremo entrambe le varianti.



Schema 1 Zeta in CCM-UFE con bobine Disaccoppiate

I valori dei componenti del circuito sono quelli calcolati nei precedenti capitoli sulla base delle specifiche di progetto. Come tensione d'ingresso abbiamo imposto un livello costante di 400V pari al valor massimo della sinusoide di rete raddrizzata.

Per raggiungere meglio la condizione di regime abbiamo preferito raggiungere il valore di V_{in} desiderato facendo salire gradualmente la tensione da 0 a 400V in 12ms. In questo modo molti fenomeni transitori si attenuano e le simulazioni convergono più facilmente senza che si osservino improbabili andamenti.



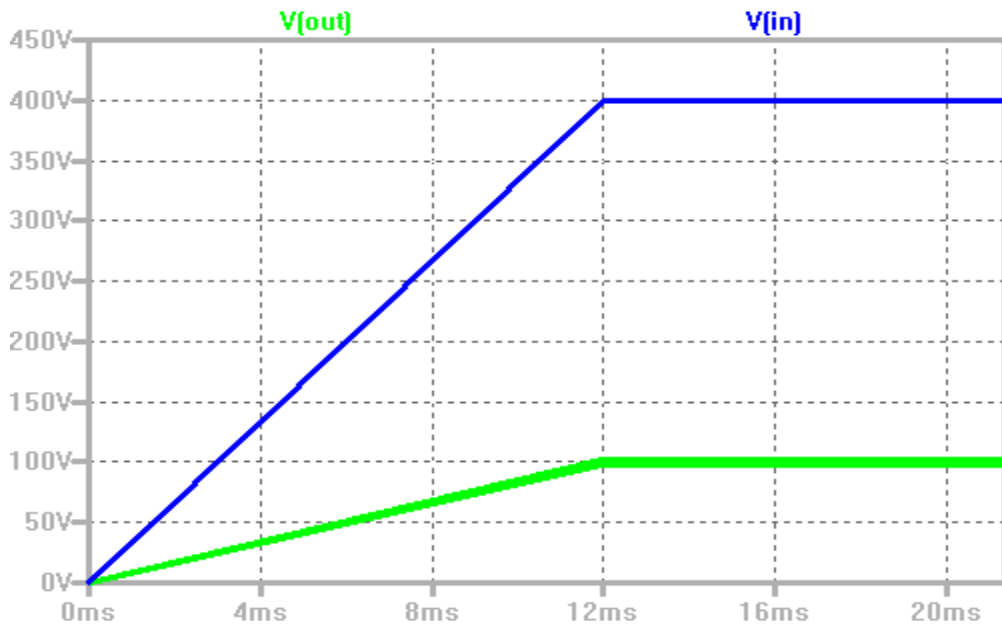
Schema 2 Zeta in CCM-UFE con bobine Accoppiate

A differenza dello Schema 1, nello Schema 2 è presente la direttiva Spice per accoppiare gli avvolgimenti “K L1a L1b 0.95”; le due bobine accoppiate sono state chiamate rispettivamente L1a ed L1b. Da notare che, come precedentemente spiegato, nel caso di bobine accoppiate abbiamo un valore metà rispetto al caso disaccoppiato.

Anche in questo caso abbiamo raggiunto il valore di V_{in} facendo salire la tensione gradualmente, anziché imporre da subito il valore finale.

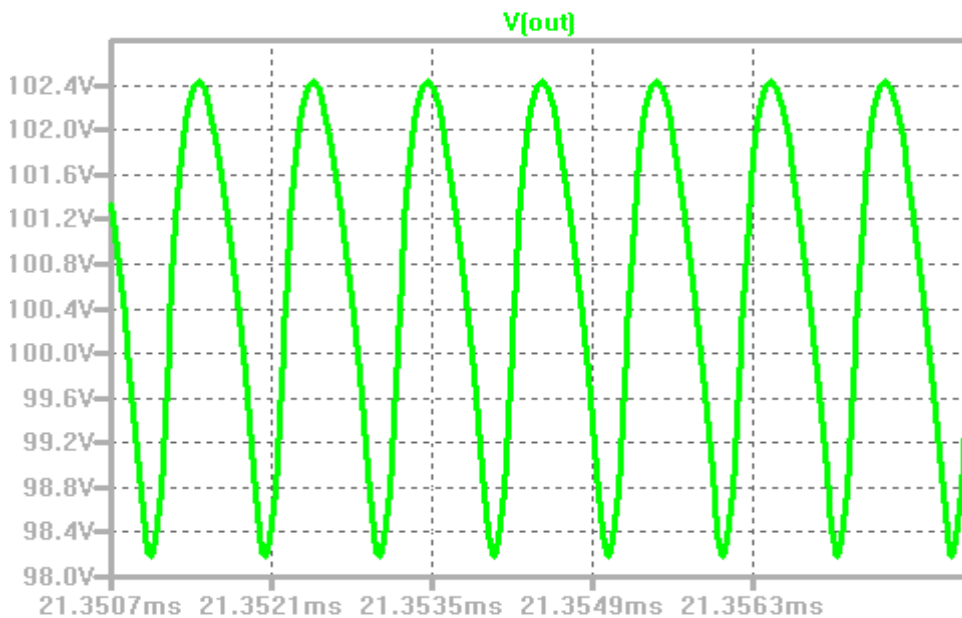
Di seguito riporteremo alcuni screenshot significativi delle simulazioni dei due schematici appena proposti.

Zeta Decoupled in CCM-UFE



Simulazione Schema 1.1 Vin e Vout per Zeta in CCM-UEF Decoupled

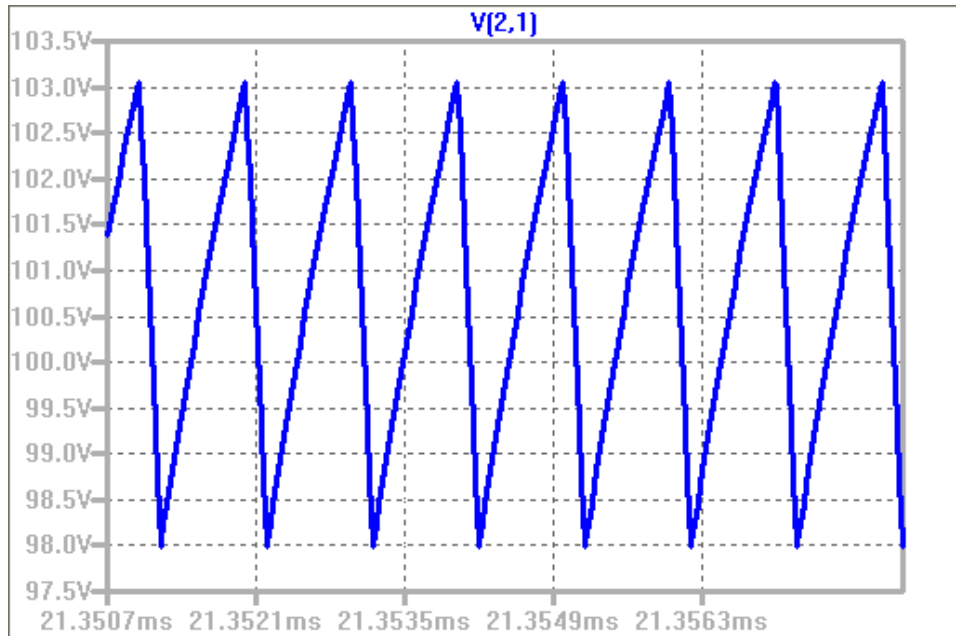
Come anticipato, il livello prestabilito di 400V di Vin viene applicato facendo salire gradualmente la tensione da 0 a 400V in 12ms. La tensione d'uscita segue lo stesso andamento portandosi al valore finale di valor medio 100V nello stesso intervallo di tempo.



Simulazione Schema 1.2 Ripple di tensione su Vout

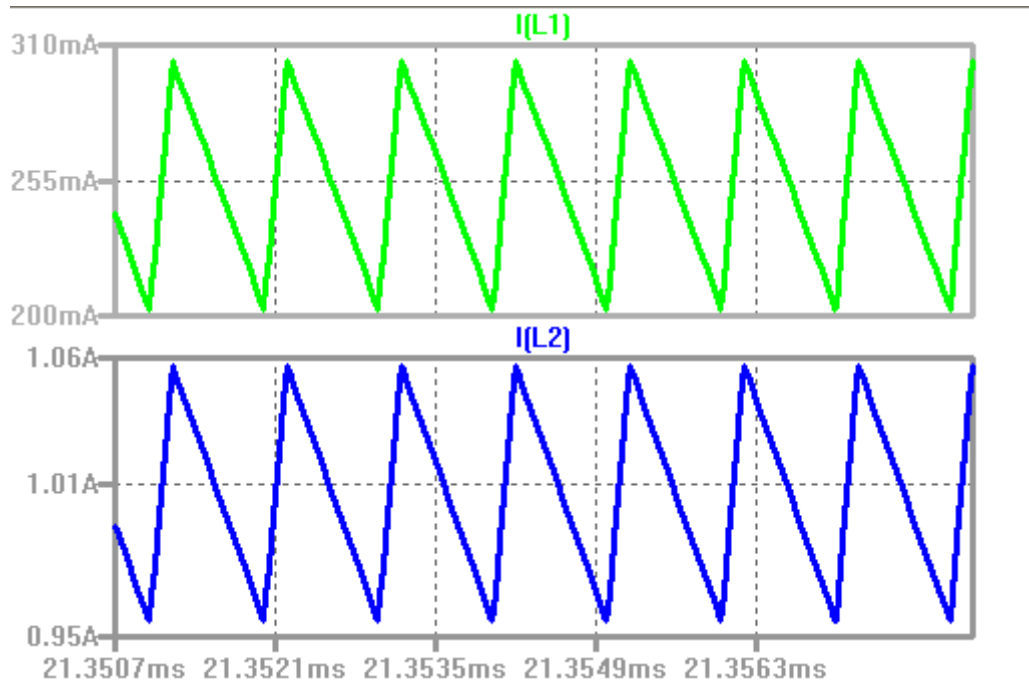
Le specifiche di progetto richiedevano un ripple di tensione d'uscita pari al 5% di V_{out} , ovvero 5V. Come possiamo notare dalla Simulazione 1.2, il ripple di tensione risulta addirittura minore di quello desiderato (circa 4.3V).

Il valor medio della V_{out} risulta di 100,66V, valore assolutamente accettabile.



Simulazione Schema 1.3 Ripple di tensione sul condensatore C_c

Come mostrato nei precedenti capitoli, il condensatore C_c è sempre carico ad una tensione pari a V_{out} . Nelle specifiche di progetto è richiesto un ripple di tensione su questo componente pari al 5% della sua tensione media, ovvero 5% di V_{out} (5V). Possiamo notare che anche in questo caso la specifica è stata rispettata, così come la tensione media ai suoi capi (circa 100.63V).



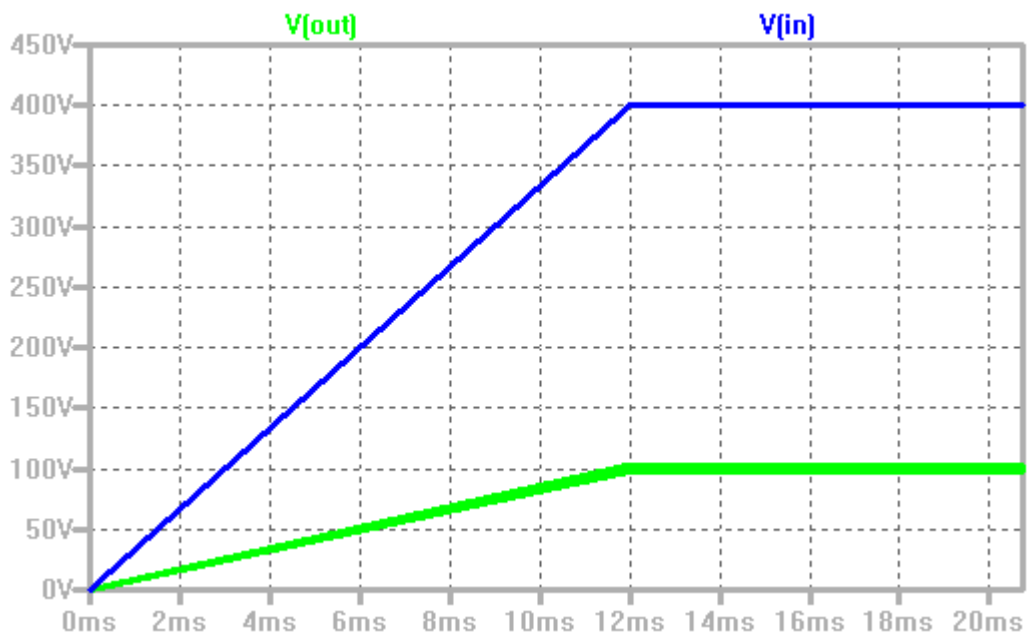
Simulazione 1.4 Correnti delle bobine L1 ed L2

Passando ora alle correnti, possiamo notare dalla simulazione 1.4 che entrambe le correnti delle bobine si mantengono sempre maggiori di 0, quindi possiamo confermare che il convertitore lavora in CCM-UEF.

Le specifiche di progetto richiedevano un ripple di corrente sulle bobine pari al 40% del valor medio della corrente d'ingresso, il ch  significa un ripple di 100mA, specifica che, come mostra la simulazione 1.4,   stata soddisfatta.

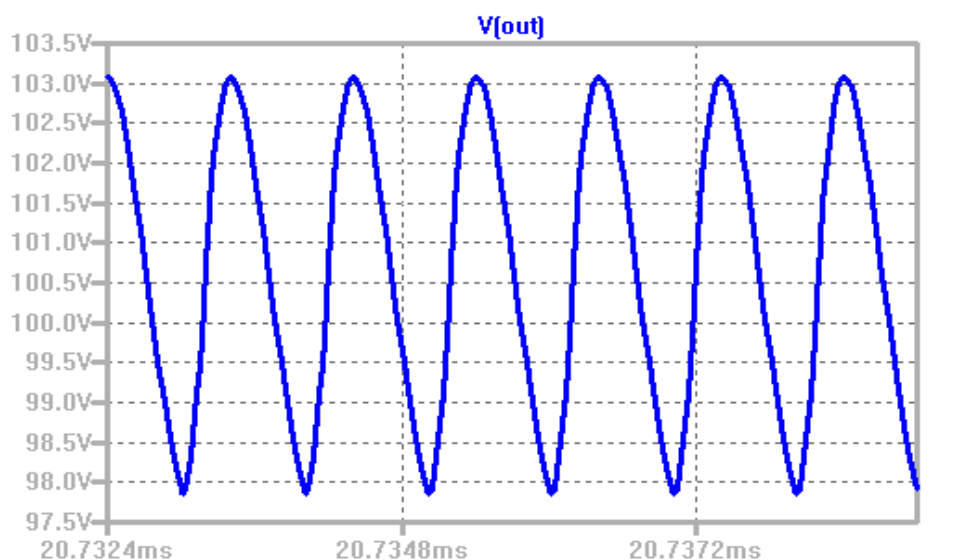
Si pu  altres  notare che anche i valori medi di entrambe le correnti sono coerenti con quelli desiderati ($I_{L1}IL1=I_{IN}I_{in}=250\text{mA}$ e $I_{L2}IL2=I_{OUT}I_{out}=1\text{A}$).

Zeta Coupled in CCM-UFE



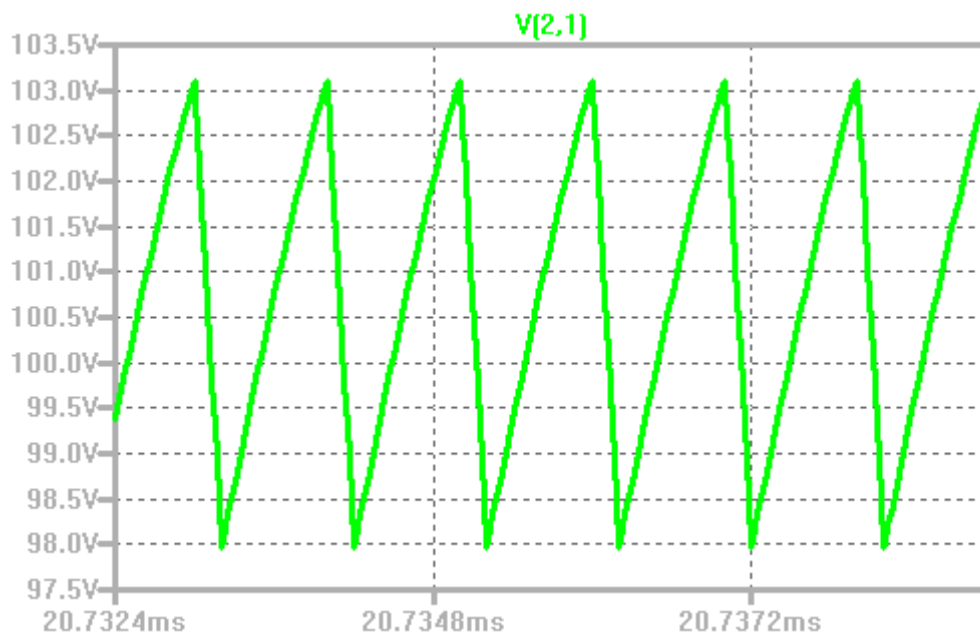
Simulazione Schema 2.1 Vin e Vout per Zeta in CCM Coupled

Come per il caso Decoupled, mostriamo la simulazione del circuito mettendo in evidenza la Vout e la Vin. Anche in questo caso sia Vout che Vin raggiungono il loro livello di regime gradualmente così da eliminare gli effetti transitori. Come si può ben notare il valor medio di Vout è proprio 100V come da specifica.



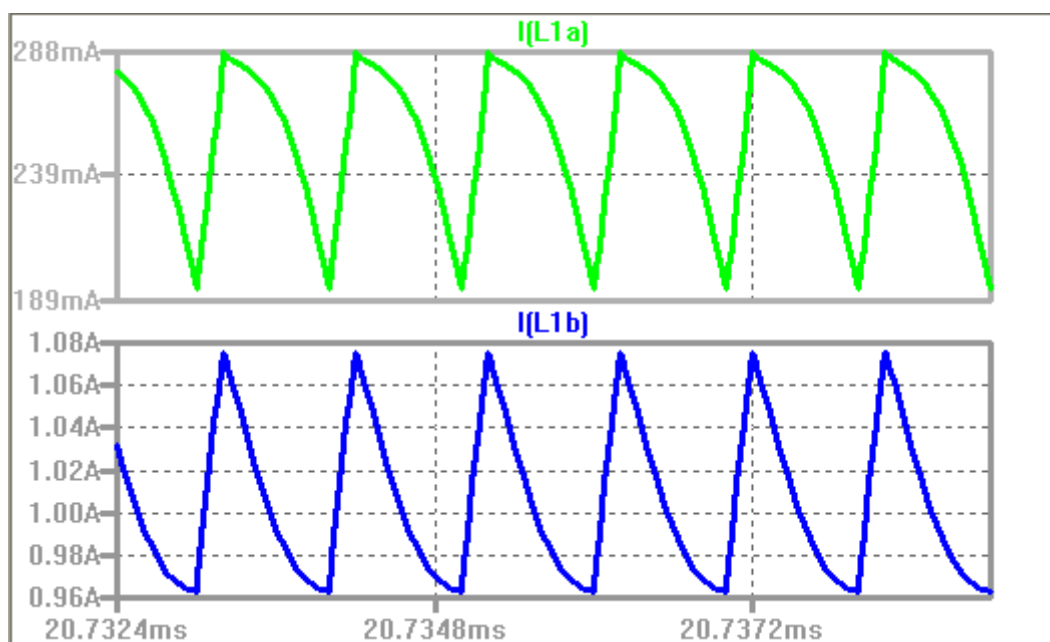
Simulazione Schema 2.2 Ripple di tensione su Vout

Anche in questo caso è stata rispettata sia la specifica di valor medio pari a 100V, sia quella relativa al ripple di 5V.



Simulazione Schema 2.3 Ripple di tensione sul condensatore Cc

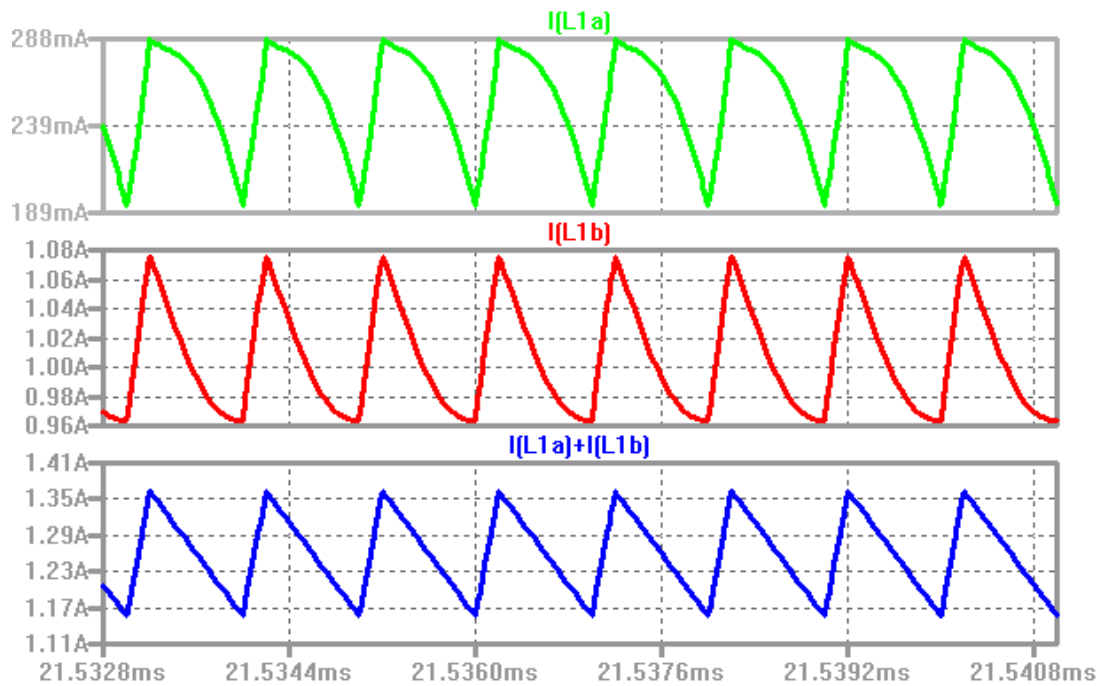
Anche per la tensione su Cc il valor medio di 100V e ripple di tensione pari a 5V sono stati rispettati.



Simulazione Schema 2.4 Correnti delle bobine L1a e L1b

Come si può notare, a differenza del caso disaccoppiato, le forme d'onda di corrente non sono delle onde triangolari. Da notare invece che la concavità dei vari tratti è complementare tra le due bobine; i tratti a pendenza positiva sono a concavità verso l'alto per la I_{L1} e verso il basso per la I_{L2} , mentre vale l'esatto contrario per i tratti a pendenza negativa. Se andiamo a graficare la forma

$I_{L1} + I_{L2}$ otteniamo una forma d'onda perfettamente triangolare. Presumiamo che le forme d'onda concave e convesse per le correnti derivino dal ripple sul condensatore C_c che insiste in modo opposto sulle induttanze disperse.



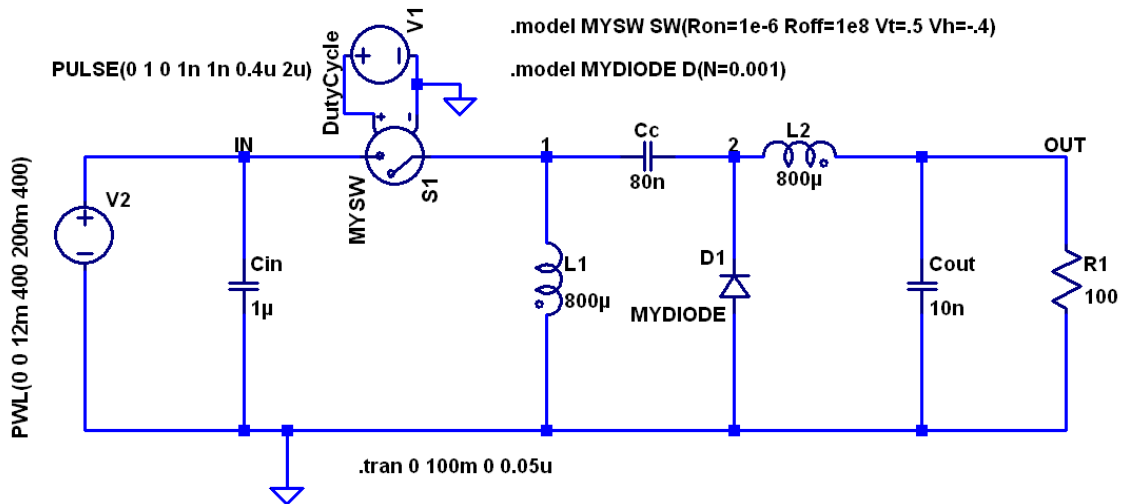
Simulazione Schema 2.5 Correnti I_{L1} , I_{L2} e magnetizzante ($I_{L1} + I_{L2}$)

Come si può ben vedere la magnetizzante (la somma delle correnti sugli avvolgimenti) è un'onda triangolare perfetta, così come lo stato energetico nel circuito magnetico.

Assodato che la forma d'onda ideale sarebbe una triangolare, possiamo notare che le specifiche di corrente media di 1A per I_{L2} e 0.25A per I_{L1} e la specifica di 100mA di ripple di corrente sono state soddisfatte anche in questo caso.

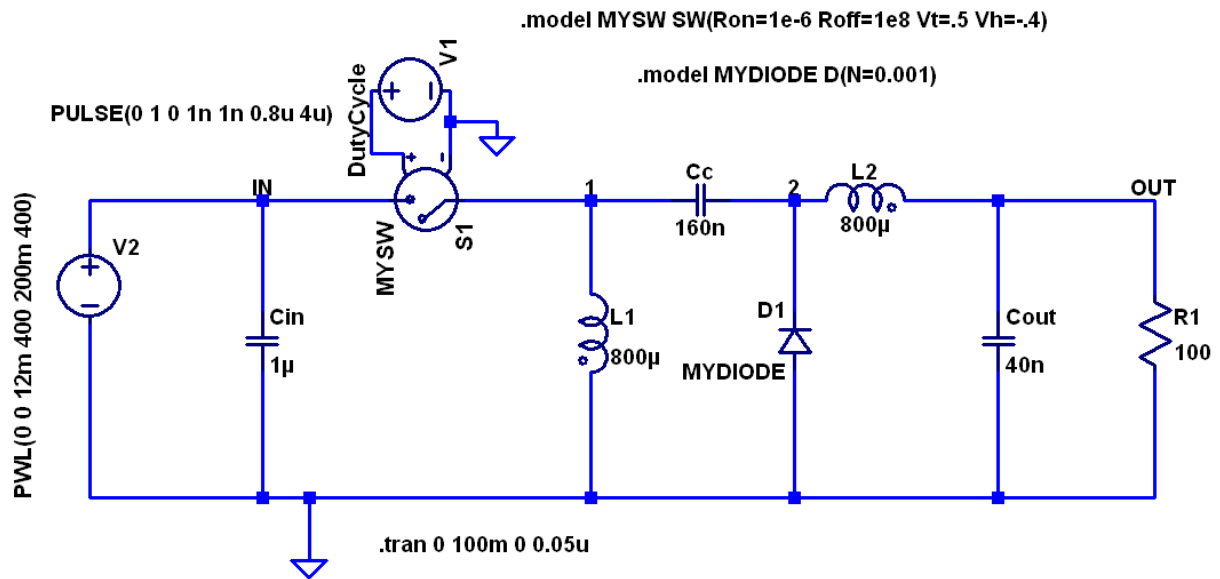
Convertitore Zeta in CCM-UFE verso la BEF e in BEF

Di seguito mostreremo tre simulazioni riguardanti la modalità CCM-UFE, ma nelle quali la frequenza di lavoro è stata diminuita gradualmente fino a portarsi alla condizione di BEF (Boundary Energy Flow).



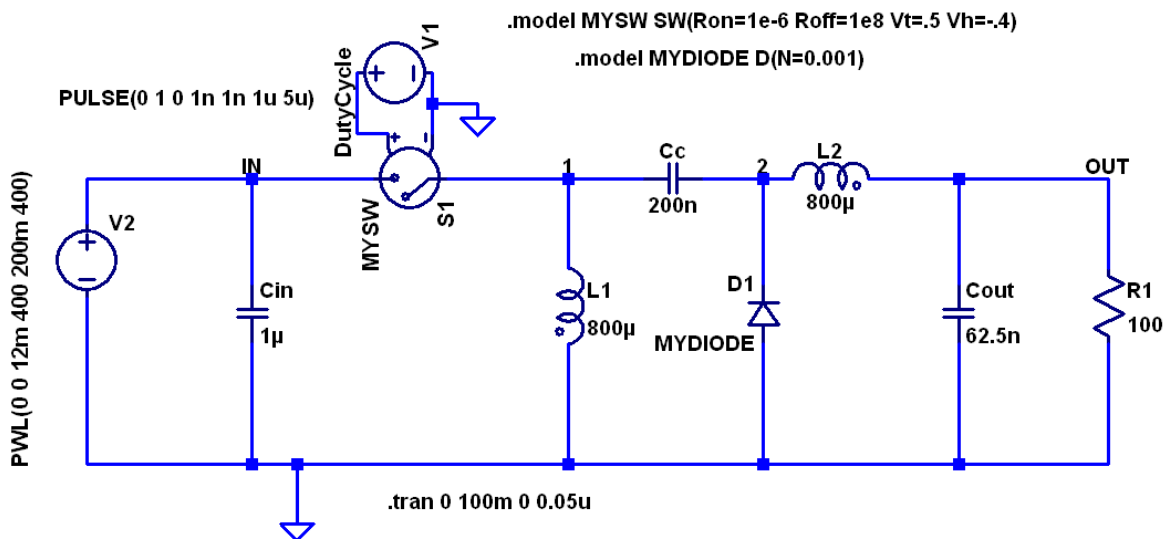
Schema 3 Zeta Decoupled in CCM-UFE verso la BEF con frequenza $\frac{1}{2}$ della fondamentale

Lo schema 3 mostra lo Zeta a frequenza dimezzata, $f = 500\text{kHz}$, rispetto alla frequenza utilizzata per calcolare il valore dei componenti durante lo studio teorico. Diminuendo la frequenza e mantenendo inalterati i valori delle due induttanze, il circuito si porta progressivamente verso al condizione di BEF, ovvero la condizione di confine in cui la corrente I_{L1} si azzerà solamente per un attimo rimanendo comunque sempre positiva. A parità di ripple di tensione, se dimezzo la frequenza è necessario raddoppiare il valore del condensatore Cc e quadruplicare quello del filtro di uscita Cout.



Schema 4 Zeta Decoupled in CCM-UFE verso la BEF con frequenza $\frac{1}{4}$ della fondamentale

Lo schema 4 mostra una seconda fase intermedia tra la condizione teorica e la BEF. La frequenza è stata ancora una volta dimezzata, arrivando ad un quarto della fondamentale, ovvero 250kHz.

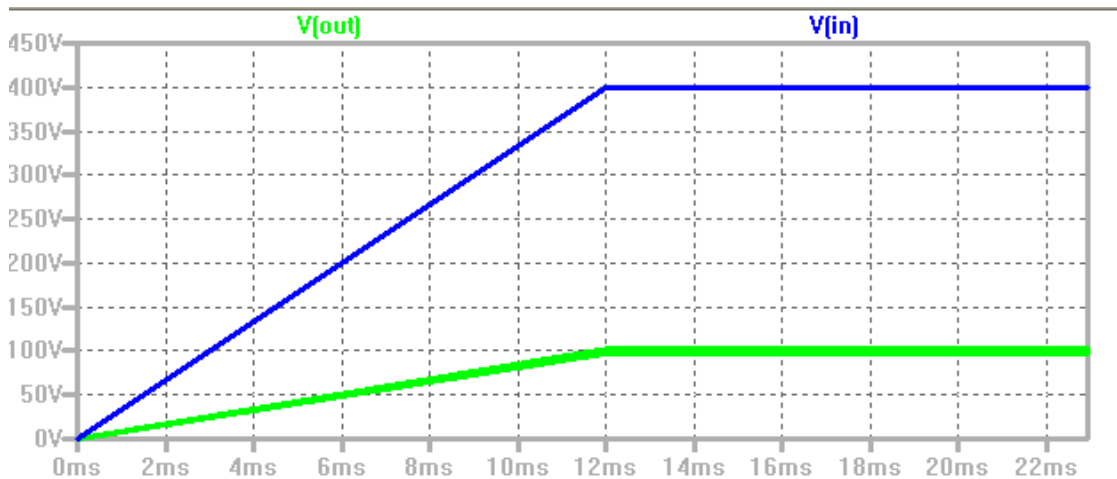


Schema 5 Zeta Decoupled in Boundary Energy Flow

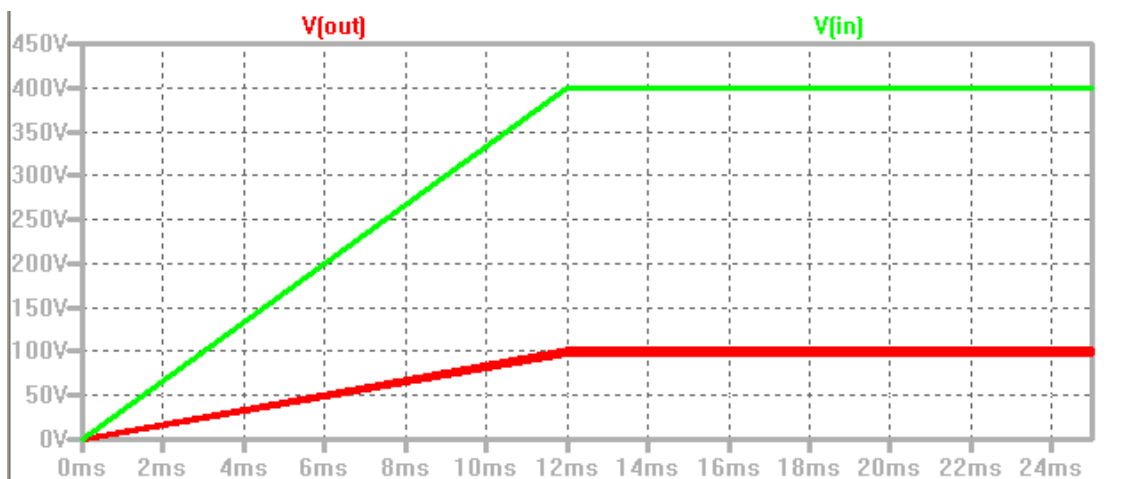
Il quinto schema proposto mostra il convertitore Zeta nella condizione di confine tra la CCM unidirezionale (o ideale con corrente delle bobine sempre maggiore di zero) e la CCM bidirezionale (o ibrida con corrente che può anche invertirsi). Questo particolare funzionamento rappresenta il confine tra la modalità di massimo rendimento del circuito e le modalità ibride in cui il rendimento si

degrada. Infatti solo se la modalità fosse DCM ideale, il circuito avrebbe un rendimento comunque massimo. Negli altri casi ibridi l'energia erogata dalla sorgente viene palleggiata all'interno del circuito e a volte rimandata addirittura verso la sorgente. Tutto questo porta logicamente una diminuzione del rendimento del circuito.

Zeta Decoupled verso la BEF

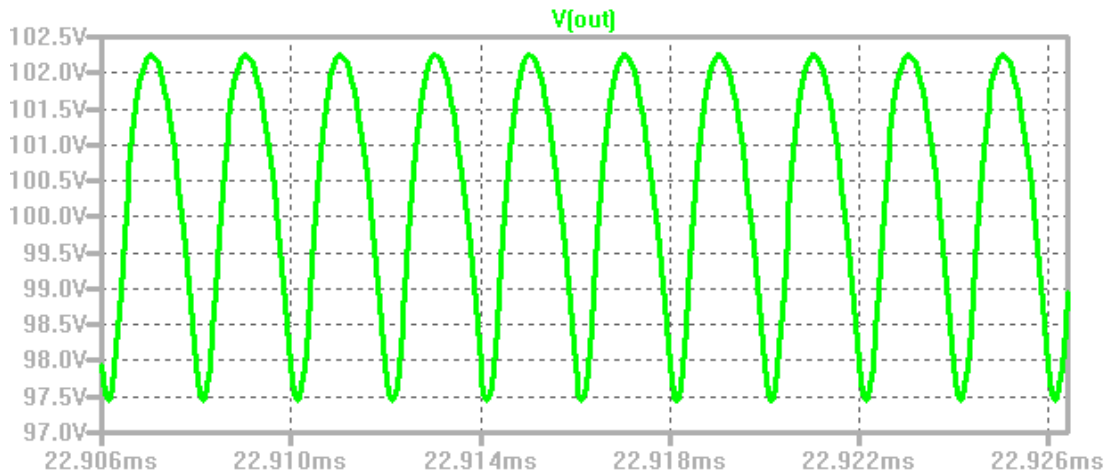


Simulazione Schema 3.1 Tensione d'ingresso e d'uscita a $f/2$

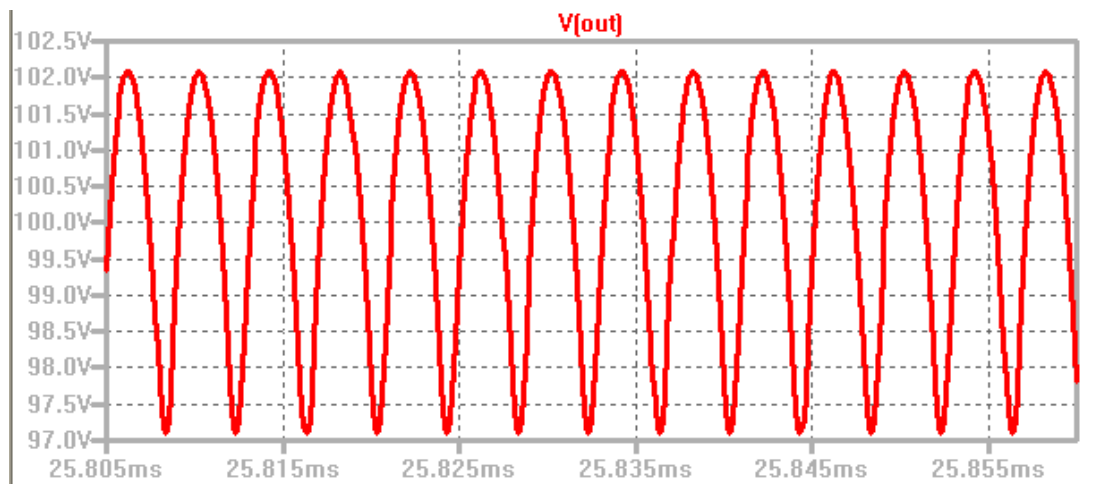


Simulazione Schema 4.1 Tensione d'ingresso e d'uscita a $f/4$

Come si può notare in entrambi i casi la funzione di trasferimento ingresso uscita è ancora valida. Infatti con $D = 20\%$ si ottiene una V_{out} di 100V da una V_{in} di 400V.

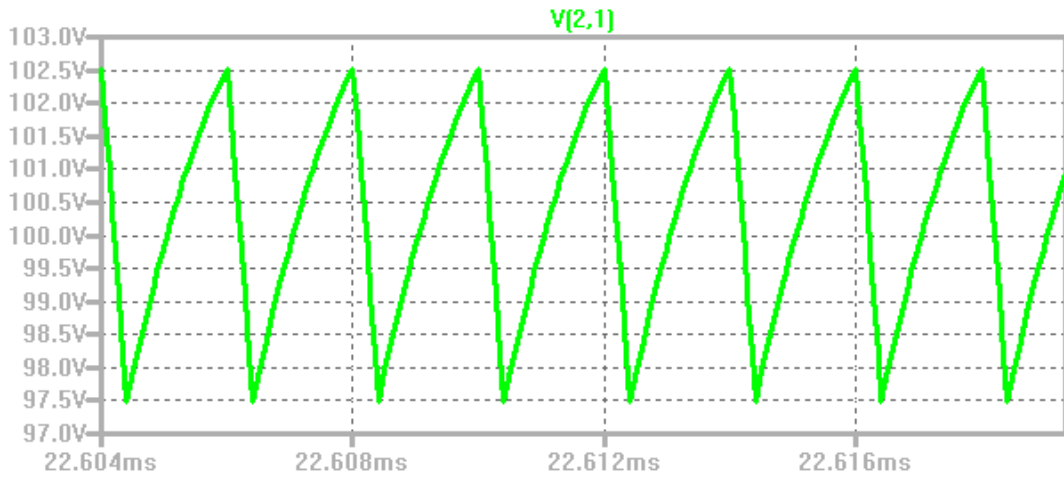


Simulazione Schema 3.2 Ripple di tensione sull'uscita a $f/2$

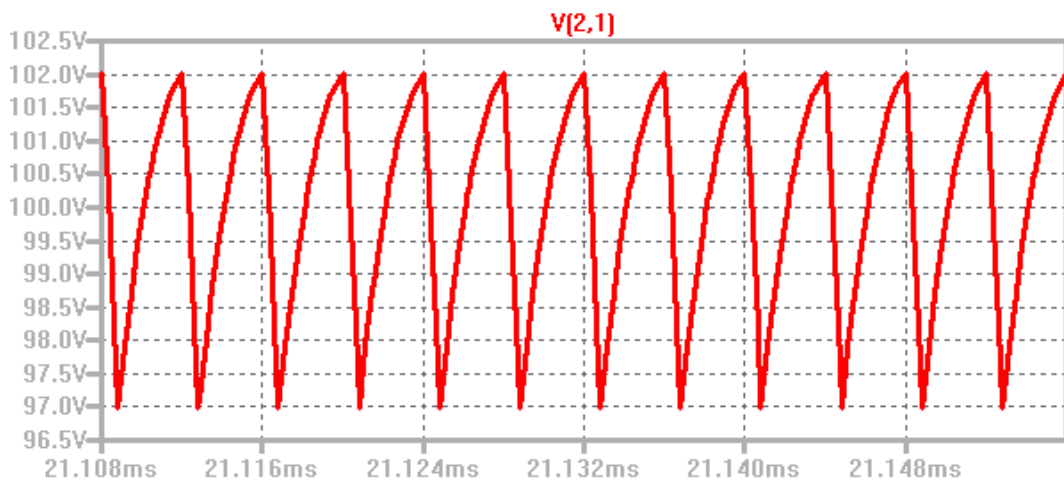


Simulazione Schema 4.2 Ripple di tensione sull'uscita a $f/4$

Come si può notare la specifica di ripple di tensione è ancora una volta soddisfatta, ma è interessante notare che perché questo avvenga è necessario utilizzare un condensatore C_{out} che cresce quadraticamente con il rapporto di proporzione fra i periodi. In altri termini: se chiamiamo n il divisore della frequenza fondamentale (nel nei due casi qui trattati sarebbe 2 e 4) il condensatore C_{out} deve essere preso n^2 volte maggiore. Come verrà mostrato in seguito questa caratteristica sarà valida per le varie frequenze utilizzate nelle simulazioni successive.

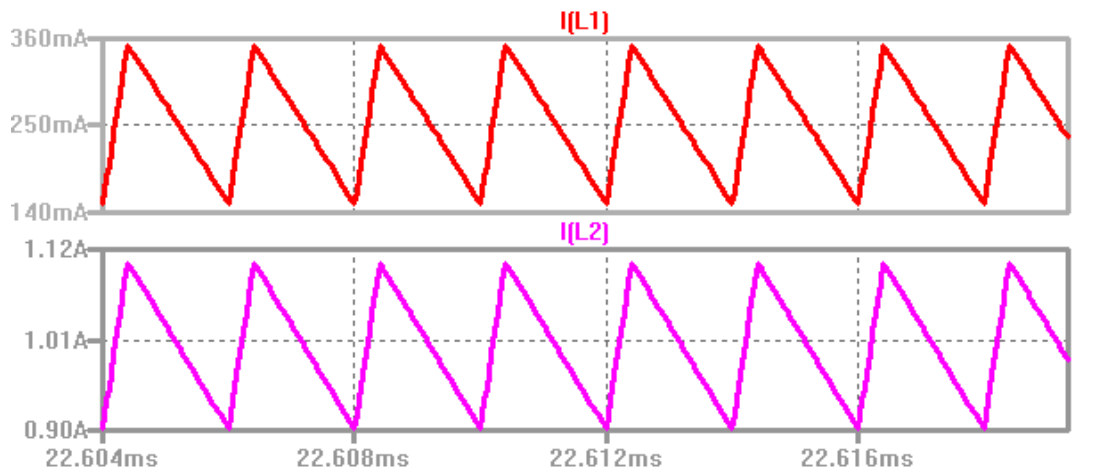


Simulazione Schema 3.3 Ripple di tensione sul condensatore Cc

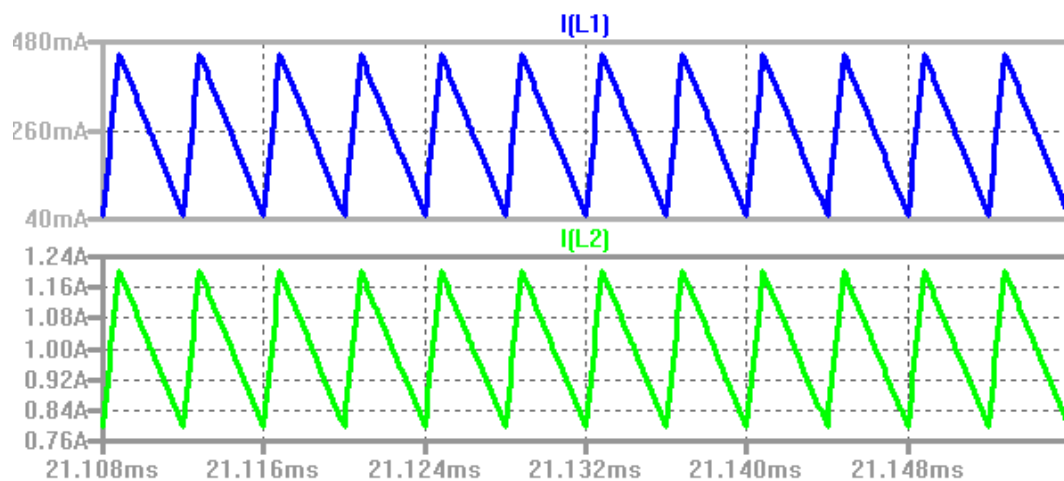


Simulazione Schema 4.3 Ripple di tensione sul condensatore Cc

Il ripple di tensione di 5V e il valor medio di 100V sul condensatore Cc sono stati rispettati, e, al contrario di Cout, è bastato raddoppiare (o quadruplicare) il valore di capacità. Quindi in questo caso la proporzionalità tra il divisore della frequenza e l'aumento della capacità è lineare così come previsto.



Simulazione Schema 3.4 Ripple di corrente sulle induttanze

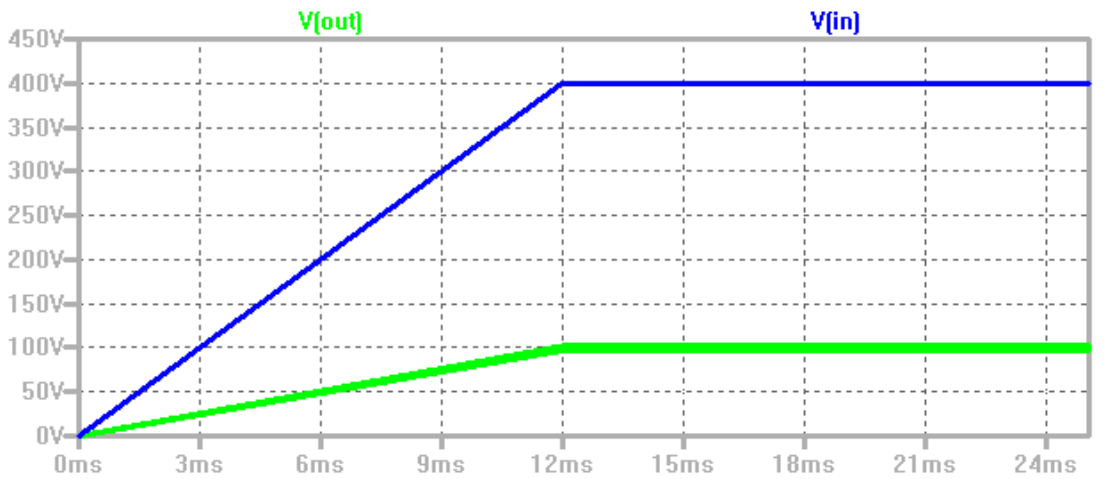


Simulazione Schema 4.4 Ripple di corrente sulle induttanze.

Le due simulazioni appena proposte mostrano il ripple di corrente delle due induttanze nei casi a $f = 500\text{kHz}$ e $f = 250\text{kHz}$.

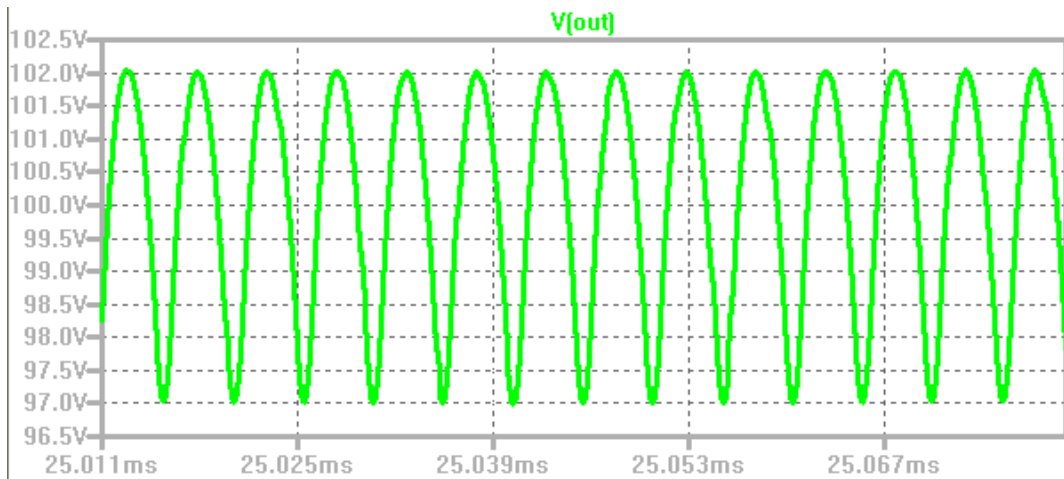
Come si può notare il valor medio di delle I_{L1} è sempre di 250mA, mentre quello delle I_{L2} è sempre di 1A. Quello che risulta differente è il ripple picco-picco. Infatti diminuendo la frequenza e lasciando inalterato il valore delle induttanze il ripple di corrente aumenta proporzionalmente alla diminuzione della frequenza (se la frequenza è scalata di n rispetto alla fondamentale, il ripple aumenta di n volte). Aumentando il ripple della corrente I_{L1} ci avviciniamo sempre più alla condizione di BEF così come appunto ci attendiamo.

Zeta Decoupled in BEF

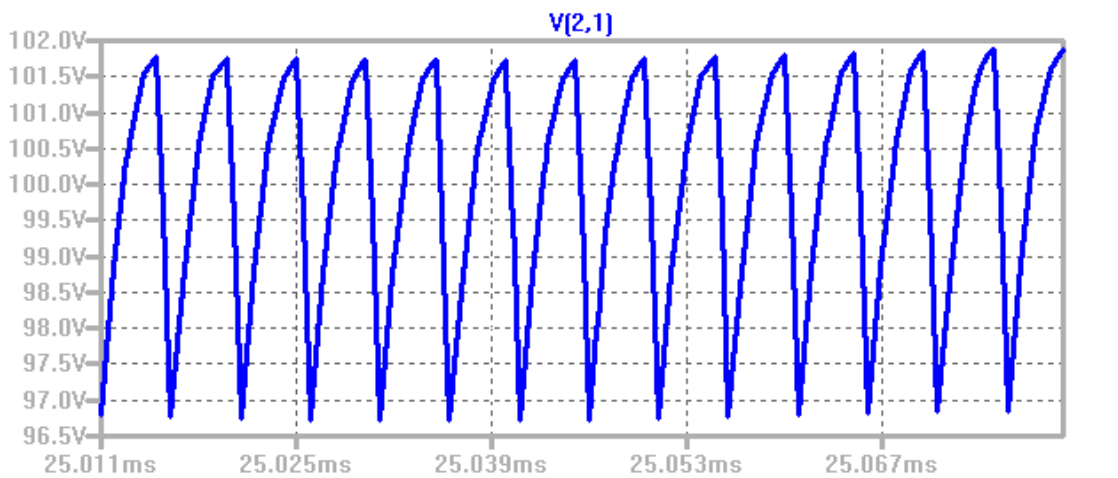


Simulazione Schema 5.1 Tensione di ingresso e uscita in BEF

Anche nel caso di BEF la funzione di trasferimento risulta ancora valida.



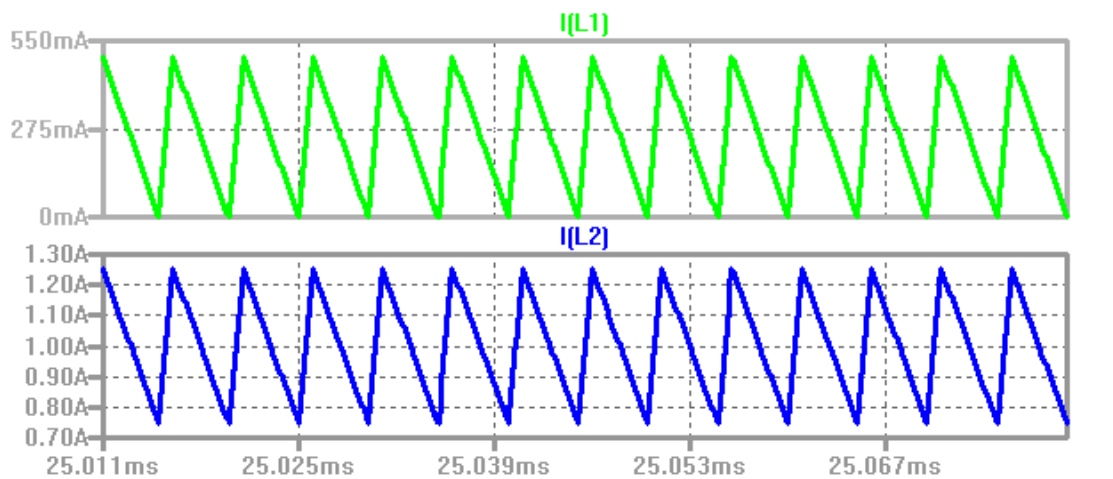
Simulazione Schema 5.2 Ripple di tensione sull'uscita in BEF



Simulazione Schema 5.3 Ripple di tensione sul condensatore C_c in BEF

Ripple di tensione di 5V e valor medio di 100V sono stati soddisfatti pienamente sia sull'uscita che sul condensatore di filtro.

Anche in questo caso abbiamo dovuto aumentare il valore di capacità di entrambi i condensatori (C_{out} e C_c) secondo le regole già dette in precedenza (frequenza scalata di un fattore 5, C_{out} moltiplicato per 25 e C_c per 5).



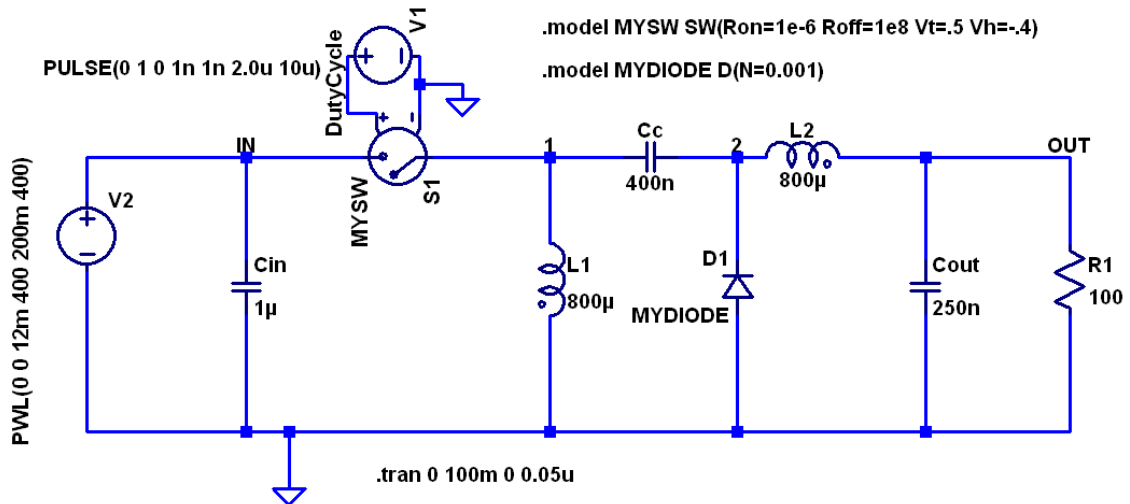
Simulazione Schema 5.4 Ripple di corrente sulle induttanze

Come si può ben notare, la corrente sull'induttanza L1 si mantiene sempre maggiore di 0 e si azzerava solo per un attimo. Questa è la condizione limite che pone il confine tra la CCM unidirezionale e la CCM bidirezionale.

Si noti che il valor medio delle correnti è rimasto invariato, mentre il ripple picco-picco è quasi 5 volte quello di specifica (dato che la frequenza è 1/5 della fondamentale).

Convertitore Zeta in CCM-BFE e BCM

Mostreremo ora le simulazioni riguardanti le modalità CCM bidirezionale e Condizione di Boundary.



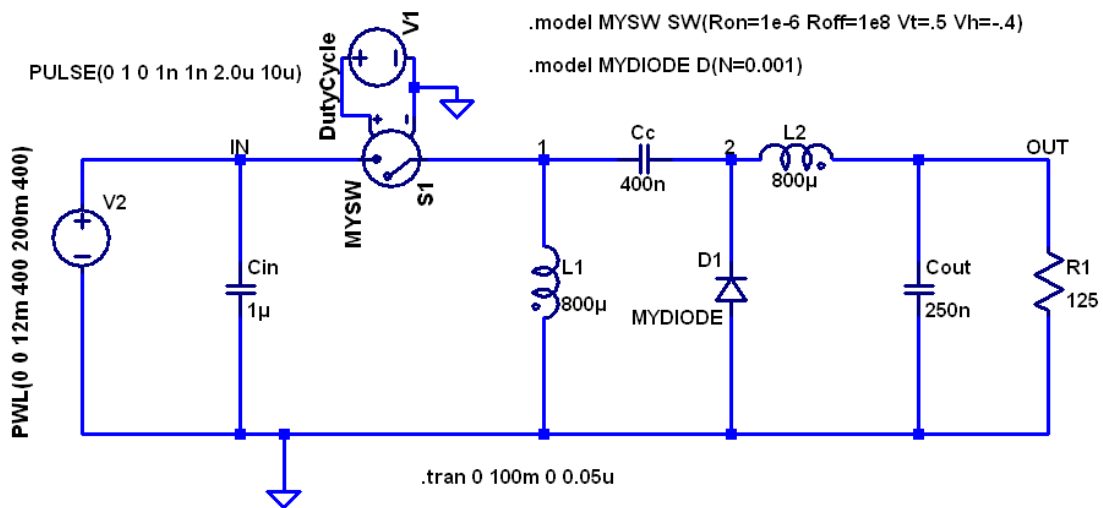
Schema 6 Zeta Decoupled in CCM-BFE

Per portare il convertitore oltre le BEF abbiamo diminuito la frequenza di un ordine di grandezza rispetto la fondamentale: da 1MHz siamo passati a 100kHz. I valori di induttanza delle bobine sono rimasti invariati e i condensatori sono stati modificati con la solita regola già descritta.

Per poter ottenere invece la condizione di BCM dobbiamo fare in modo che il convertitore si avvicini ancora di più alla DCM e per far questo possiamo procedere in due modi:

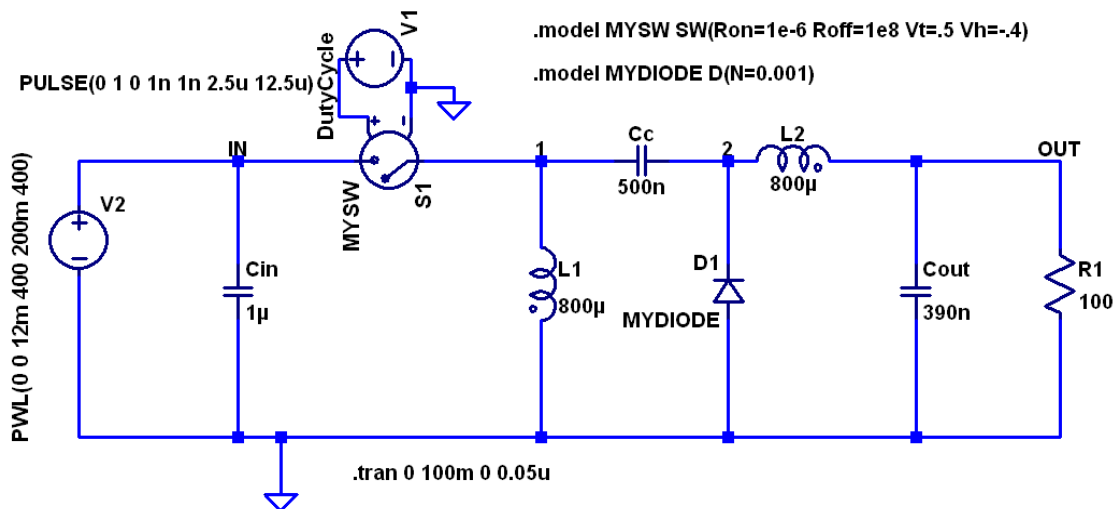
1. Diminuire ulteriormente la frequenza;
2. Aumentare il valore di resistenza di carico sull'uscita (ovvero diminuire la potenza assorbita dal carico)

Per completezza entrambi i casi sono stati simulati, anche se la possibilità 1 sarebbe più svantaggiosa in una ipotetica realizzazione pratica del sistema dato che una frequenza di commutazione minore di 100kHz non è sempre gestita dai vari controllori. Quindi per brevità riporteremo i risultati del solo caso 2, ribadendo che i risultati sono i medesimi anche utilizzando l'opzione 1.



Schema 7 Zeta Decoupled in BCM con R variabile

Lo schema appena proposto mostra il caso in cui la frequenza viene mantenuta fissa a 100kHz e viene aumentato il carico sull'uscita da 100 a 125 Ohm.

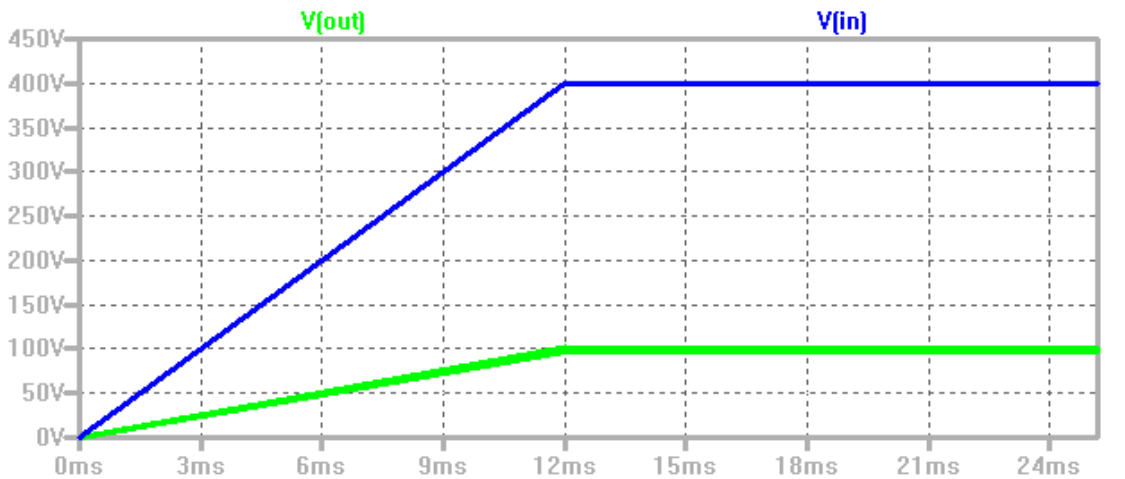


Schema 8 Zeta Decoupled in BCM con f variabile

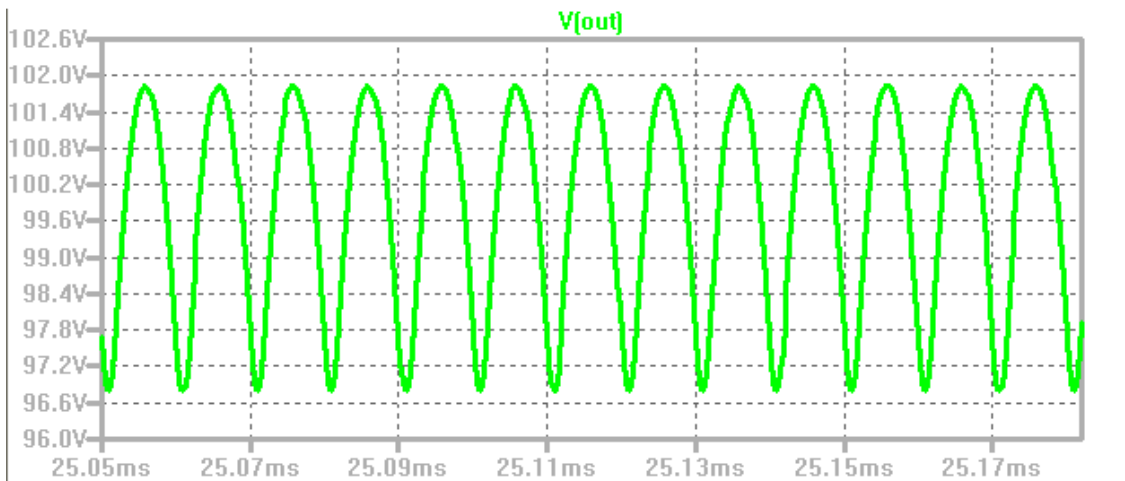
Come da seconda ipotesi, qui è stata diminuita ulteriormente la frequenza di commutazione del circuito a 80kHz mantenendo invece invariato il carico sull'uscita.

Da notare che in tutti e tre i casi il duty cycle resta sempre al 20%, quindi la funzione di trasferimento rimane valida.

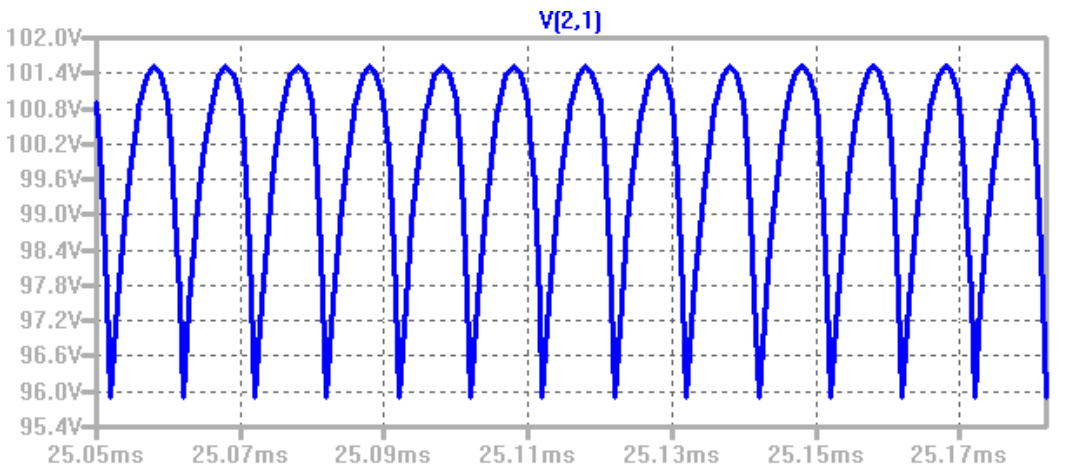
Zeta Decoupled in CCM-BFE



Simulazione Schema 6.1 Tensione d'ingresso e uscita

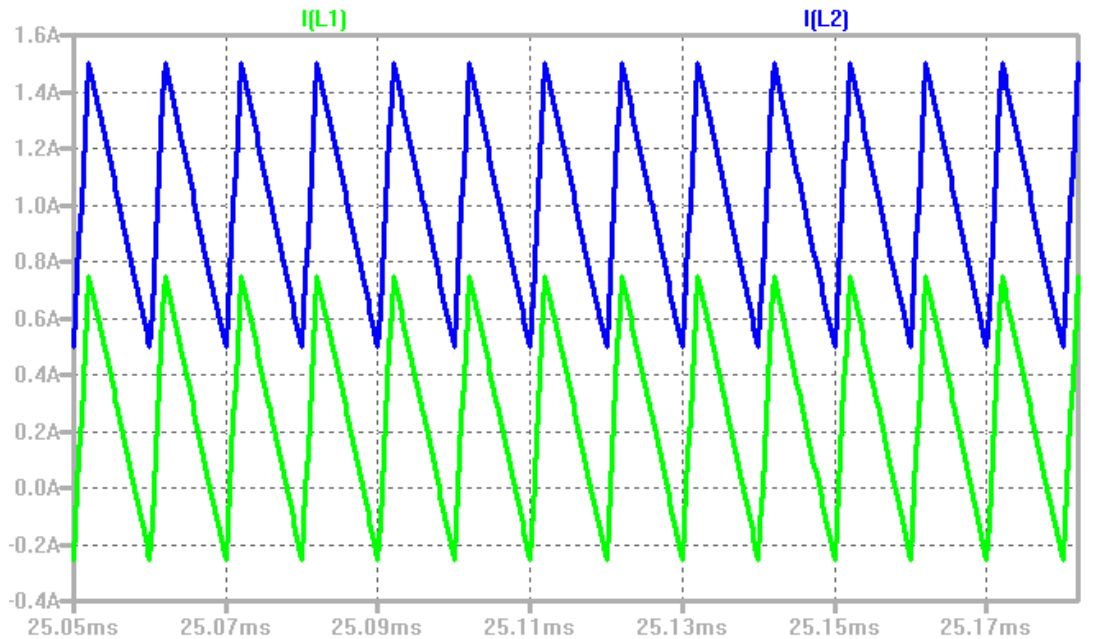


Simulazione Schema 6.2 Ripple di tensione sull'uscita



Simulazione Schema 6.3 Ripple di tensione sul condensatore Cc.

Le simulazione riportate mostrano che le specifiche di tensione e di ripple di tensione sono state rispettate.

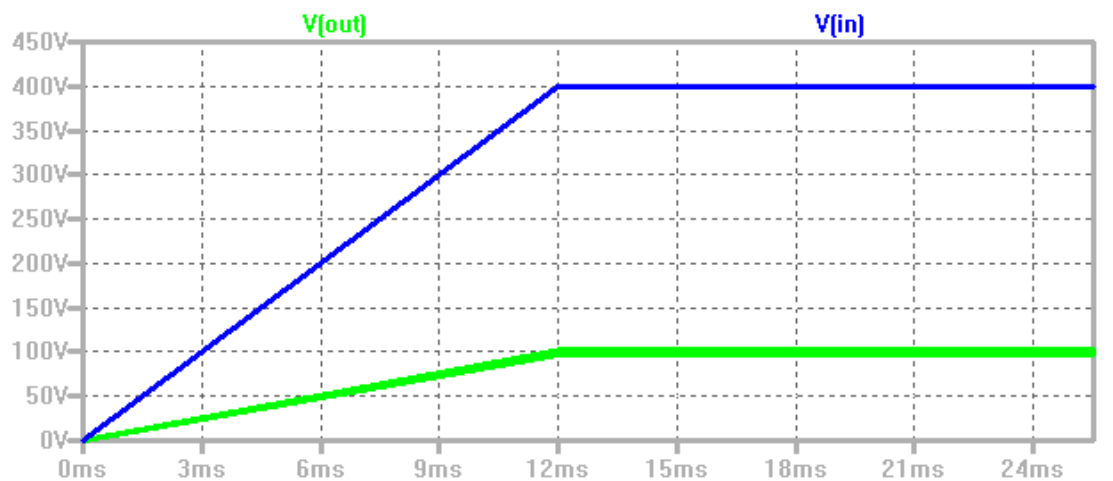


Simulazione Schema 6.4 Ripple di corrente sulle induttanze

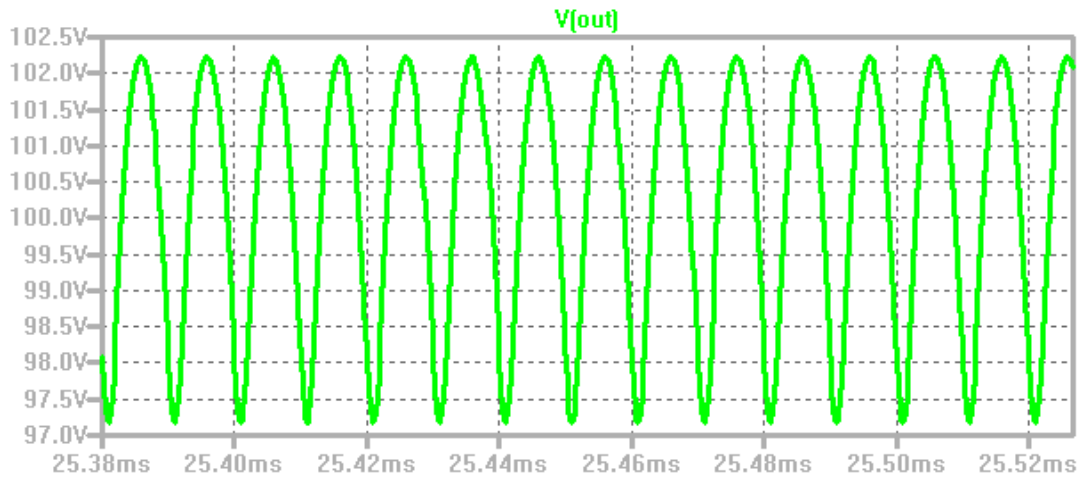
Come si può ben notare, entrambe le correnti sono ancora delle onde triangolari e non vi sono periodi in cui le correnti rimangono costanti. Tuttavia si nota come la corrente I_{L1} si inverte dopo il passaggio per lo 0.

Possiamo quindi affermare di trovarci in una modalità ibrida che abbiamo chiamato CCM (dato che la corrente non rimane costante, che il diodo non si spegne mai, e che il magnetico non si scarica mai del tutto) Bidirectional Flow Energy (dato che la corrente può invertirsi).

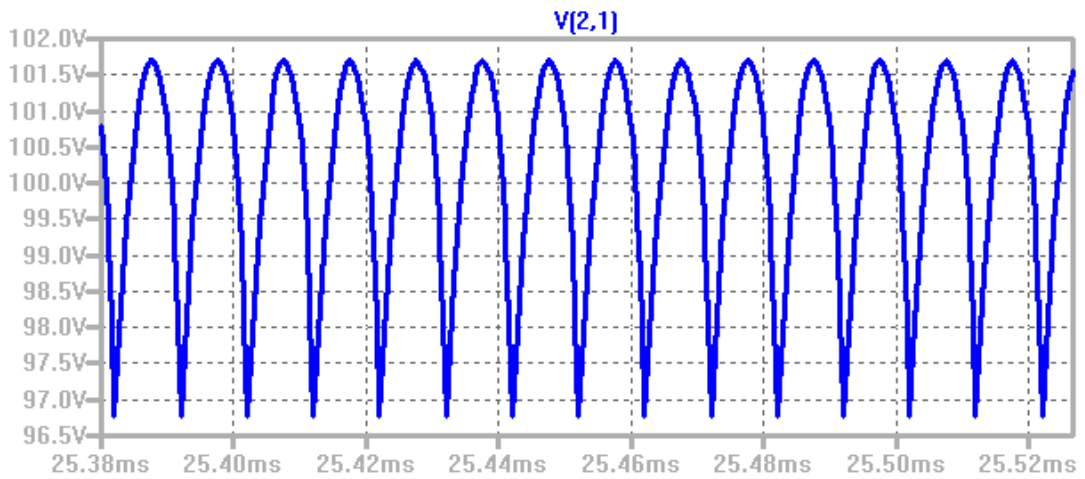
Zeta Decoupled in BCM a R Variabile



Simulazione Schema 7.1 Tensione d'ingresso e uscita

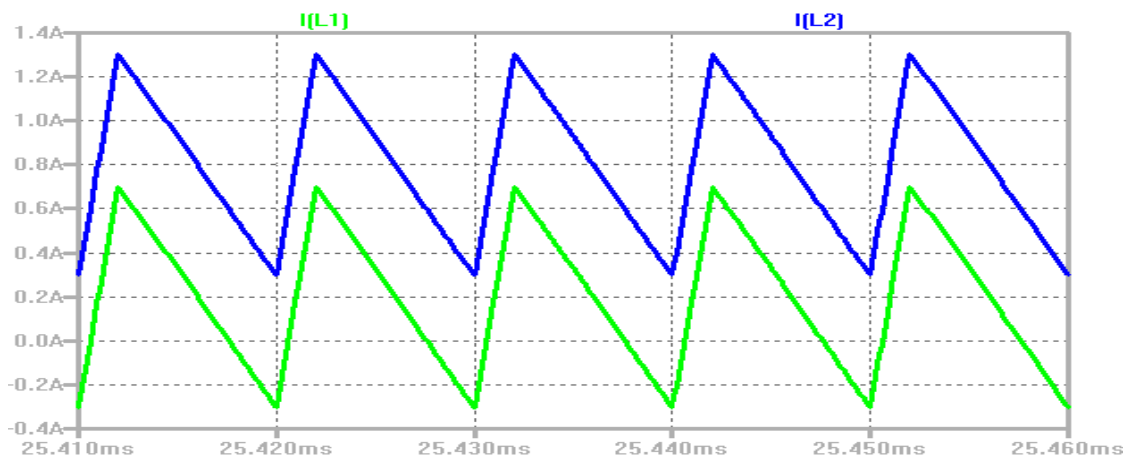


Simulazione Schema 7.2 Ripple di tensione sull'uscita



Simulazione Schema 7.3 Ripple di tensione sul condensatore Cc

Come nei precedenti casi, si può notare che le simulazioni soddisfano pienamente le specifiche di tensione media e ripple sia sull'uscita che sul condensatore di bypass.

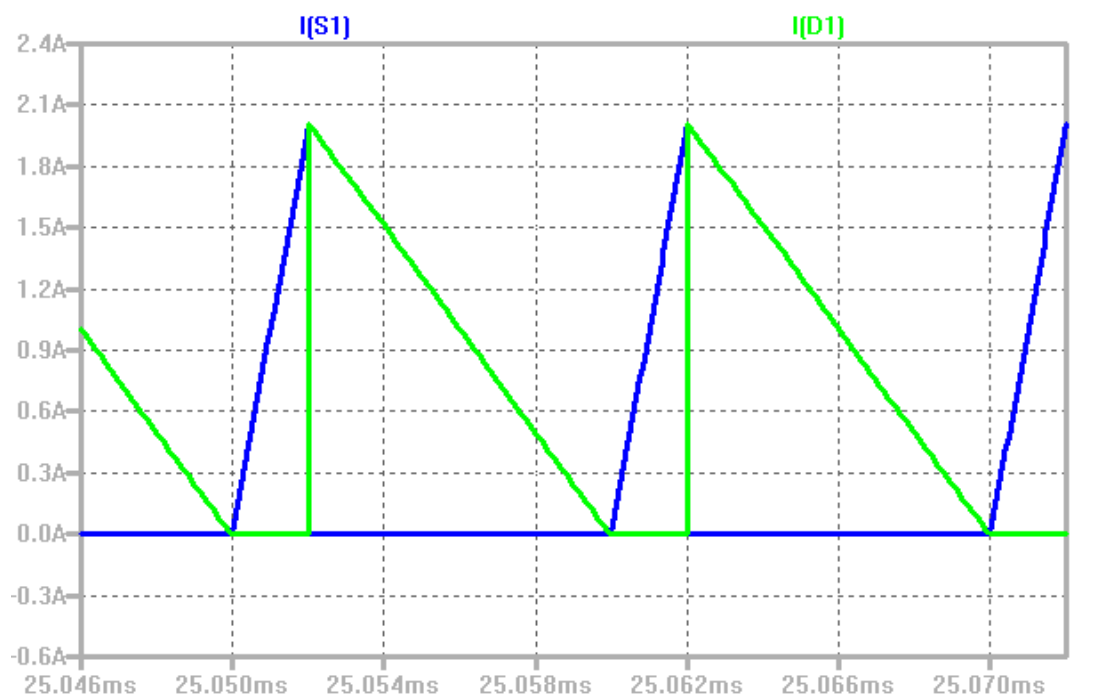


Simulazione Schema 7.4 Ripple di corrente sulle induttanze

Anche in questo caso si nota che la corrente I_{L1} si inverte. Questa situazione risulta essere di confine dato che aumentando (anche di poco) la resistenza di carico d'uscita la corrente I_{L1} non diminuisce di valore, ma rimane costante dando vita al Ricircolo di Corrente Negativa già trattato nel capitolo 3.

Come detto nel capitolo 3, il ricircolo di corrente si verifica quando la corrente I_{L1} raggiunge un modulo pari e contrario a quello della I_{L2} . Questa condizione la si può verificare dalla simulazione 7.4. Se la corrente raggiunge questo valore esattamente alla fine del periodo T_{off} , ci troviamo nella condizione di BCM.

Altra conferma che siamo in modalità di confine, la si trova osservando le correnti su interruttore e diodo.



Simulazione Schema 7.5 Corrente del commutatore e del diodo di ricircolo

Il commutatore (forma d'onda blu) si accende nell'esatto momento in cui il diodo di ricircolo (forma d'onda verde) si spegne. Questo fa sì che non vi possa essere la condizione di ricircolo.

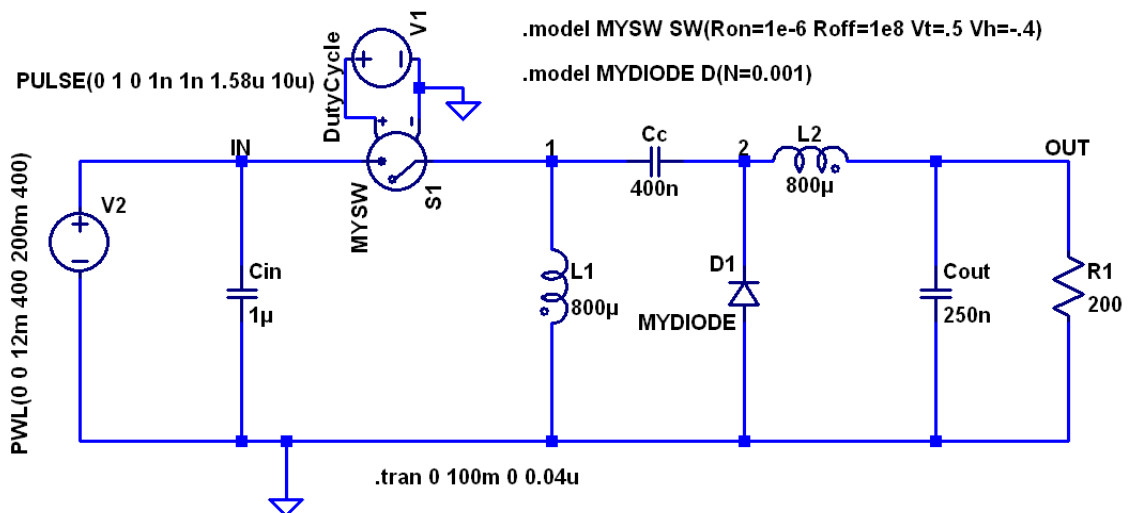
Convertitore Zeta in DCM con Ricircolo di corrente Negativa e soluzioni

Mostreremo ora le simulazioni del convertitore Zeta affetto da ricircolo di corrente negativa. Mostreremo anche le simulazioni riguardanti le possibili soluzioni ipotizzate per scongiurare questo effetto indesiderato.

Ancora una volta, questa modalità di lavoro può essere raggiunta sia diminuendo ulteriormente la frequenza, sia aumentando la resistenza di carico d'uscita.

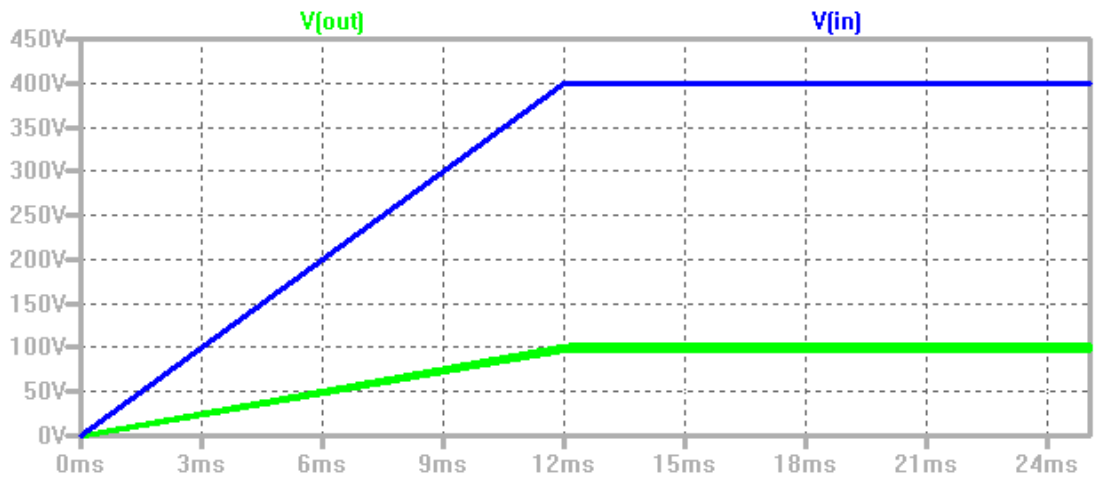
Per brevità tratteremo solo il caso in cui viene aumentata la resistenza di carico d'uscita, confermando però che i risultati sono del tutto equivalenti a quelli ottenuti diminuendo la frequenza di commutazione.

Zeta Decoupled in DCM con ricircolo

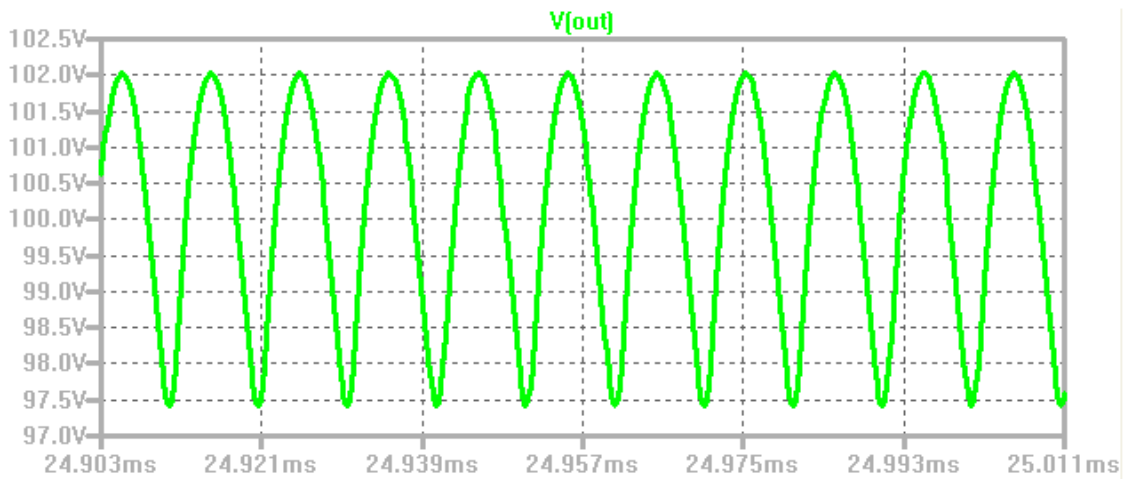


Schema 9 Zeta Decoupled in DCM con ricircolo a R variabile

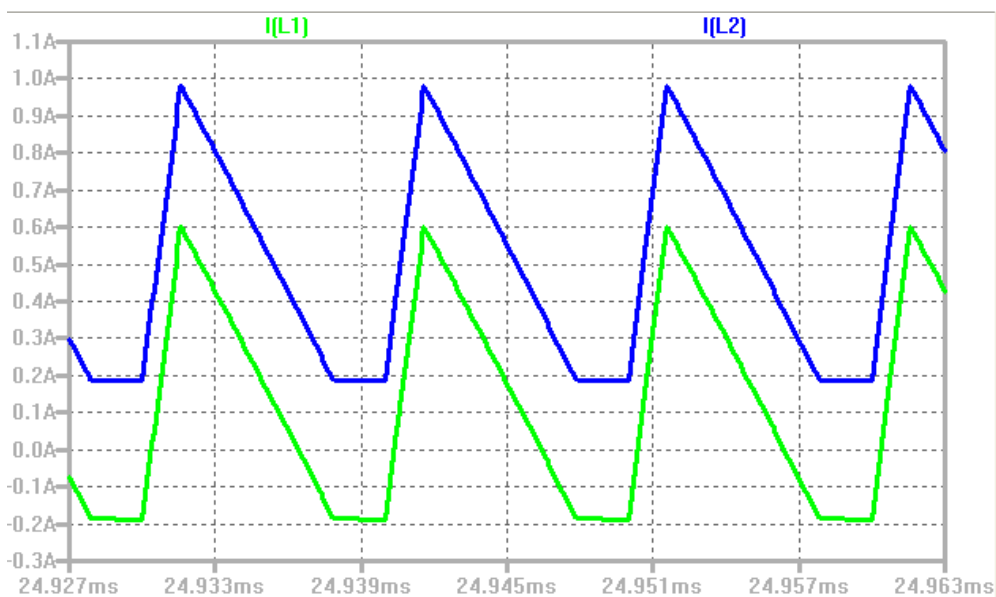
Come anticipato per portare il convertitore in modalità DCM con ricircolo, la resistenza R è stata aumentata fino a 200Ω (assorbendo quindi $50W$ anziché $100W$, ovvero con un carico più leggero). Da notare che in questa modalità non è più valida la funzione di trasferimento ingresso-uscita valida per la CCM. Come dimostrato nel capitolo 3, a pari duty cycle in DCM si ottiene una V_{out} più elevata, ragion per cui abbiamo dovuto modificare il duty (dal 20% al 15.8%) per avere la tensione d'uscita sempre a $100V$.



Simulazione Schema 9.1 Tensione d'ingresso e d'uscita

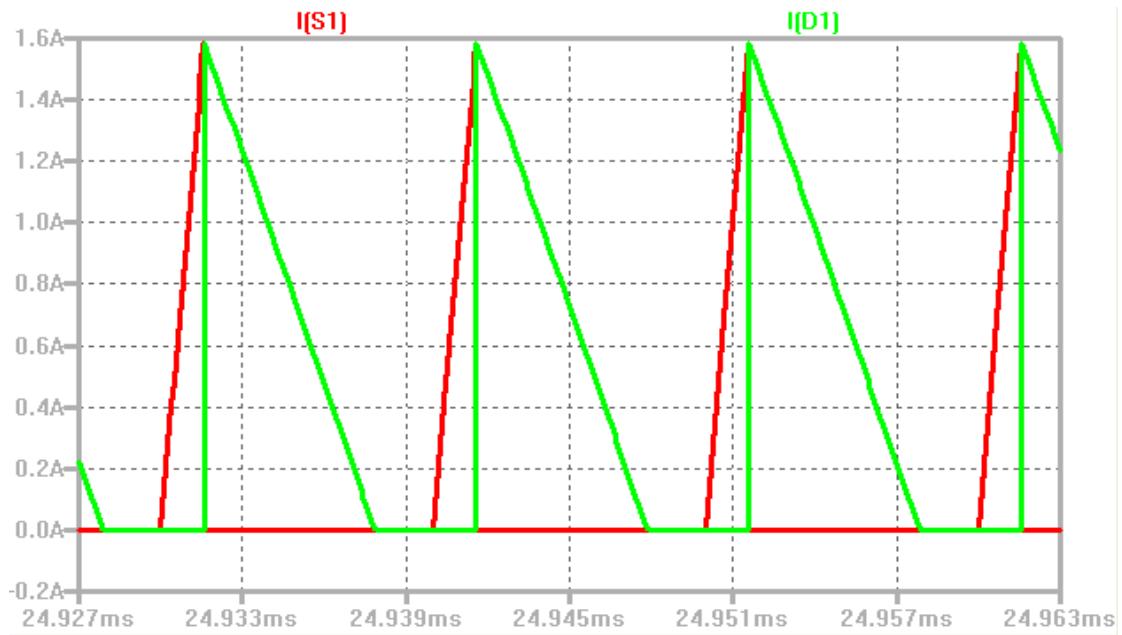


Simulazione Schema 9.2 Ripple di tensione sull'uscita



Simulazione Schema 9.3 Ripple di corrente sulle induttanze.

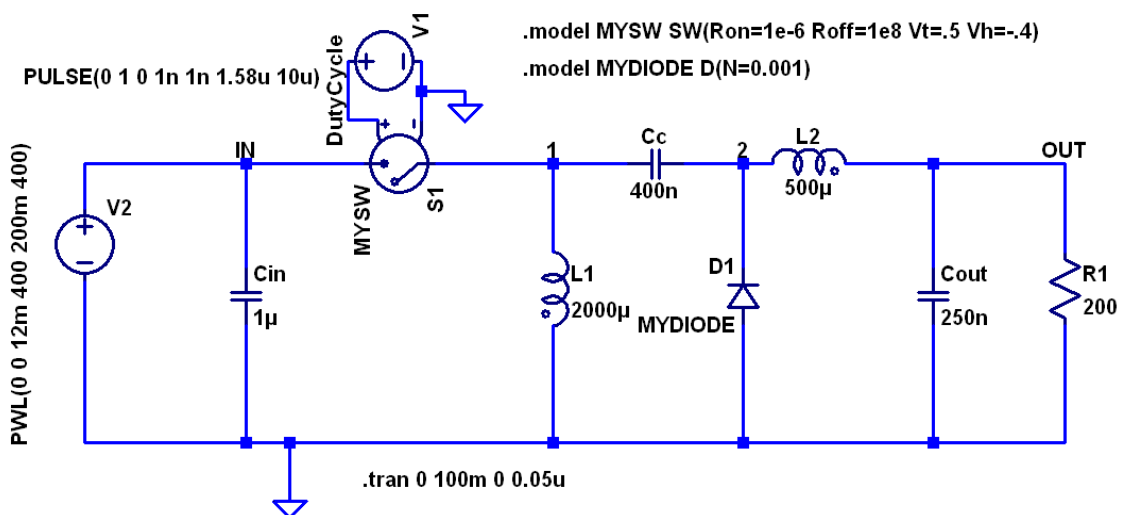
La simulazione 9.3 conferma la presenza del Ricircolo di Corrente Negativa. Infatti la corrente I_{L1} dopo essere diventata negativa rimane costante una volta raggiunto un modulo pari e contrario a quello della I_{L2} .



Simulazione 9.4 Corrente del commutatore e del diodo di ricircolo

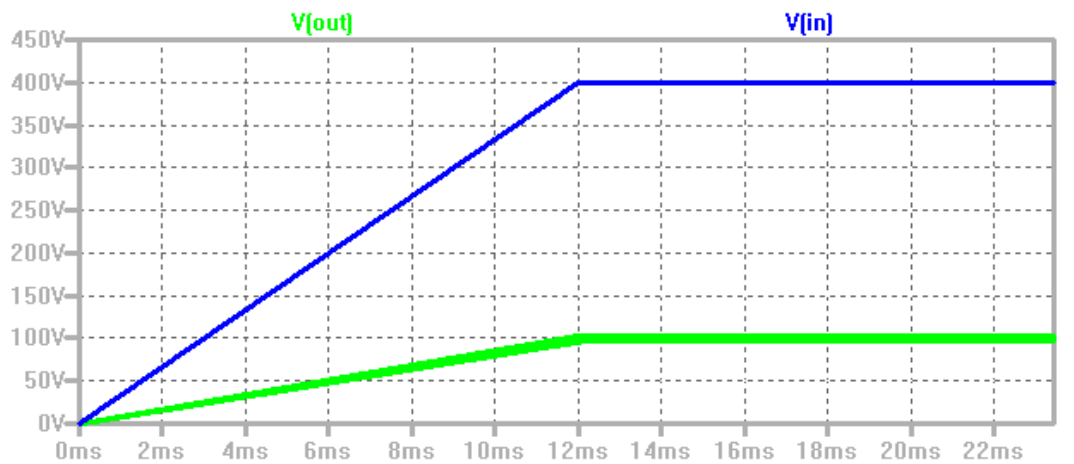
A differenza della simulazione 7.5, qui si può notare che tra lo spegnimento del diodo e l'accensione del commutatore, intercorre un intervallo di tempo. Questo fa sì che vi sia una maglia chiusa composta dai componenti $L1$, C_{out} , $L2$, C_c nella quale la corrente (negativa su $L1$) può ricircolare fino alla fine del periodo T_{off} .

Zeta Decoupled in DCM con Zero Ricircolo e L a rapporto

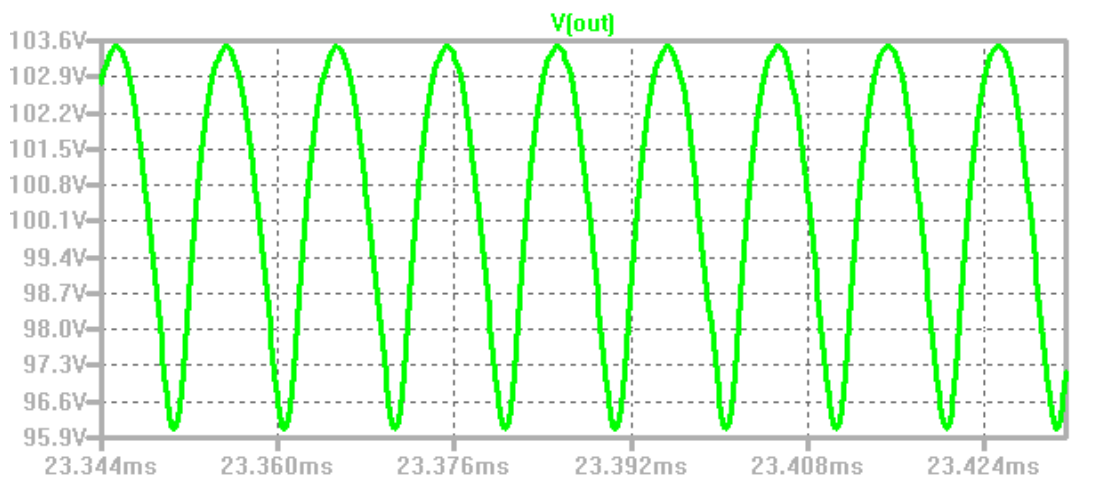


Schema 10 Zeta Decoupled con Zero Ricircolo e L a rapporto

La prima soluzione ipotizzata per eliminare il ricircolo di corrente negativa è stata quella di utilizzare due induttanze di valore 1:4 (come dimostrato nel capitolo 3). Anche in questo caso si può notare che è stato necessario utilizzare un duty cycle del 15.8% (come nel caso DCM con ricircolo) per avere una tensione d'uscita pari a 100V.

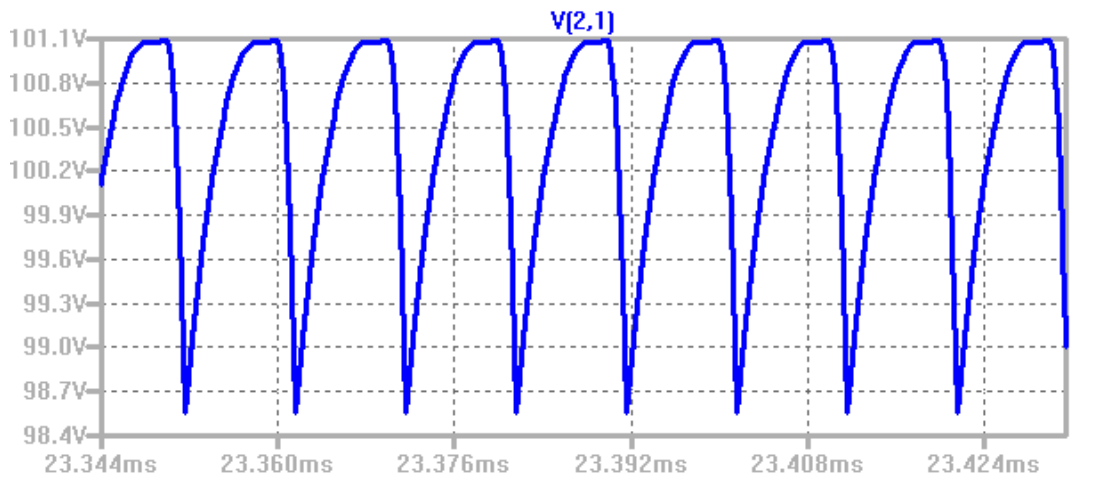


Simulazione Schema 10.1 Tensione d'ingresso e uscita



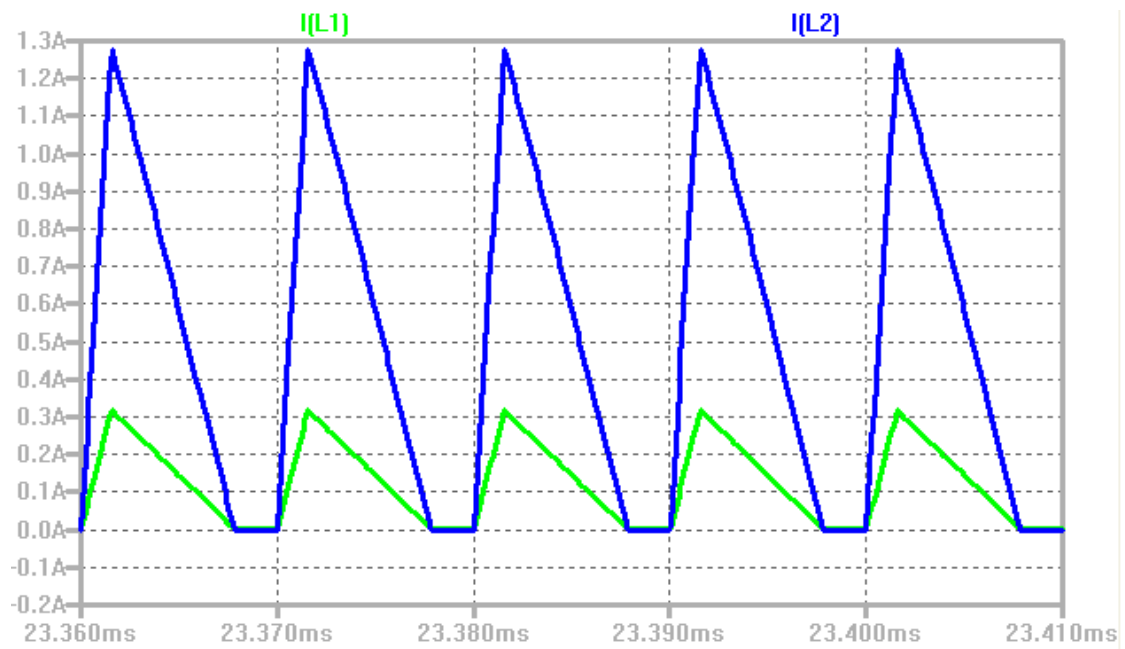
Simulazione Schema 10.2 Ripple di tensione sull'uscita

Si può notare che in questo caso il ripple di tensione è maggiore di quello desiderato (circa 7.5V). Dato che il 5% di ripple di tensione è quello minimo accettabile (il range normalmente va dal 5% al 40%), non vale la pena cambiare il Cout. Un ripple di tensione maggiore è giustificato dal fatto che la L2 ha un valore minore di quello utilizzato finora quando si prendeva in considerazione un identico numero di avvolgimenti per le due bobine.



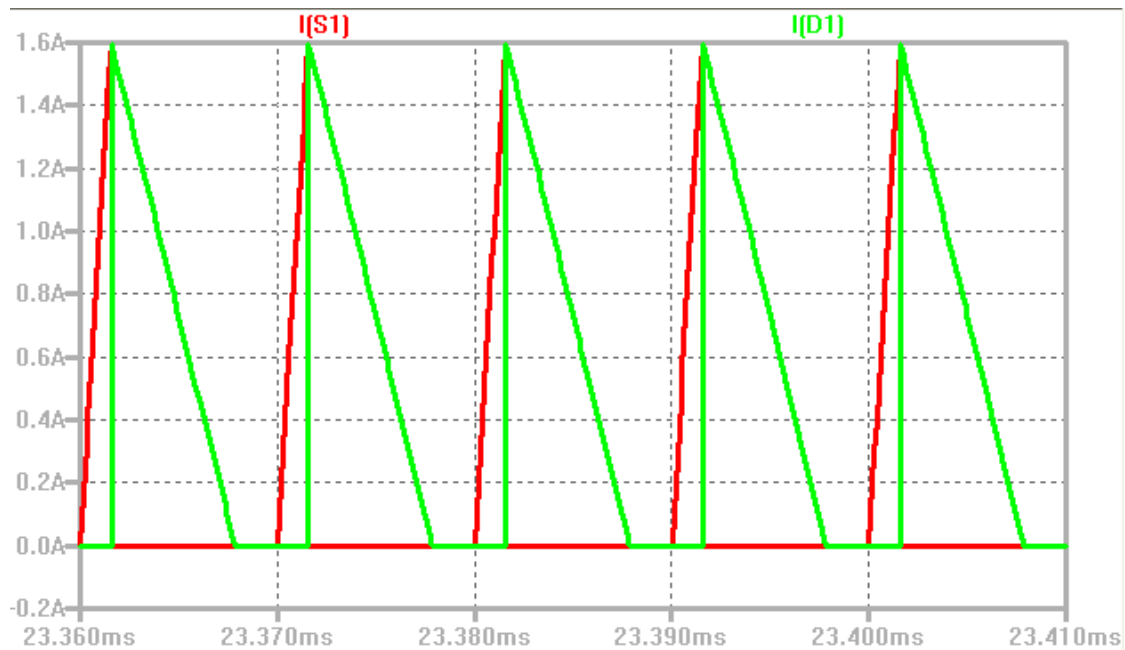
Simulazione Schema 10.3 Ripple di tensione sul condensatore Cc

Al contrario della V_{out} , la tensione sul condensatore Cc ha un ripple molto minore di quello di specifica (circa 3.6V). Infatti, al contrario della L2, la L1 ha un valore molto maggiore di quello utilizzato fino ad ora.



Simulazione 10.4 Ripple di corrente sulle induttanze

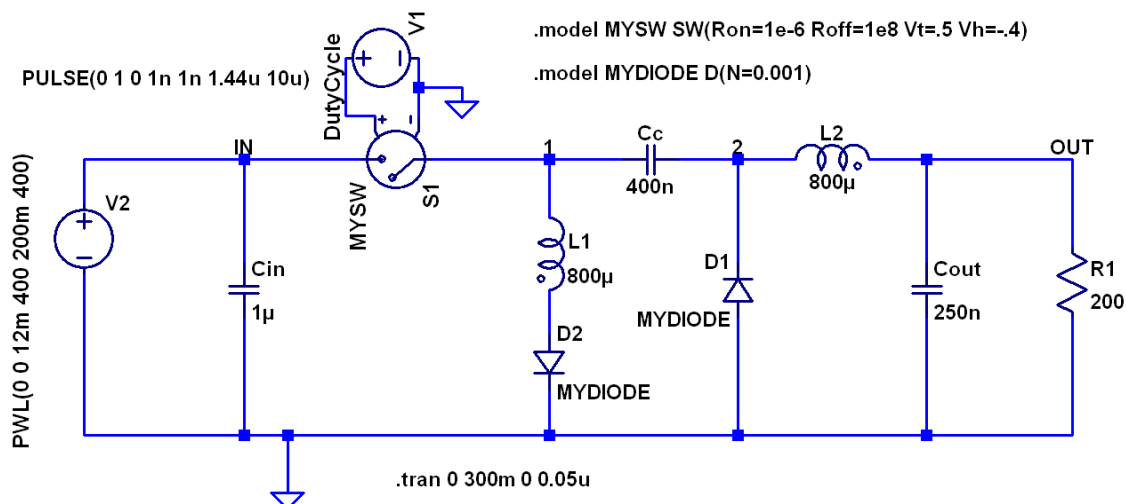
Come atteso, la corrente sulle induttanze non si inverte mai; una volta arrivata a zero rimane costantemente nulla fino alla fine del T_{off} . Quindi, possiamo affermare che il Ricircolo di Corrente Negativa è stato eliminato correttamente.



Simulazione Schema 10.5 Corrente sul commutatore e sul diodo di ricircolo

Come atteso, la corrente in ingresso nel commutatore non varia dal caso con ricircolo al caso senza ricircolo, infatti sia nella simulazione 9.4 che nella 10.5, la I_{SW} ha sempre valore massimo di 1.6A così come imposto dalla scelta delle due induttanze secondo il vincolo della eq. (59) nel capitolo 3.

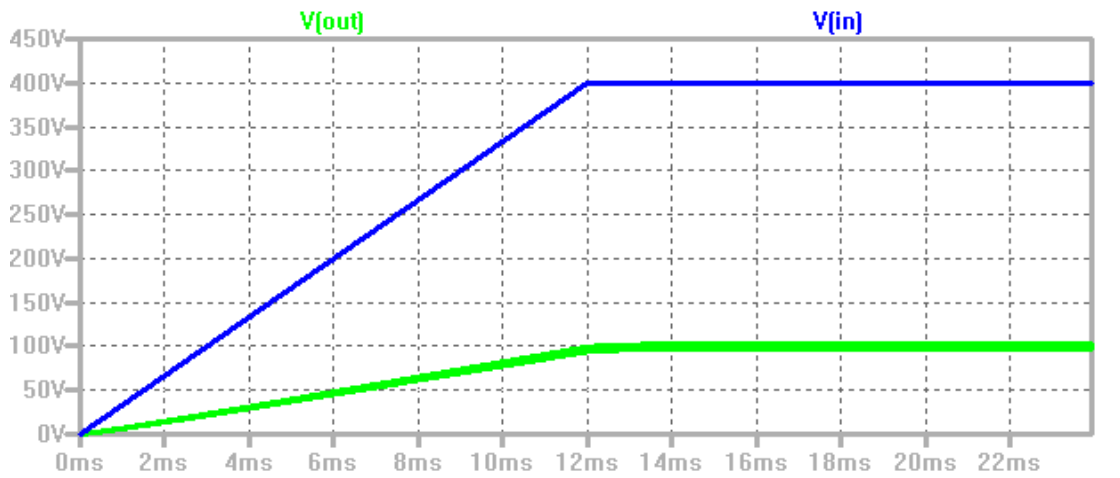
Zeta Decoupled con diodo aggiunto e L2 in BCM



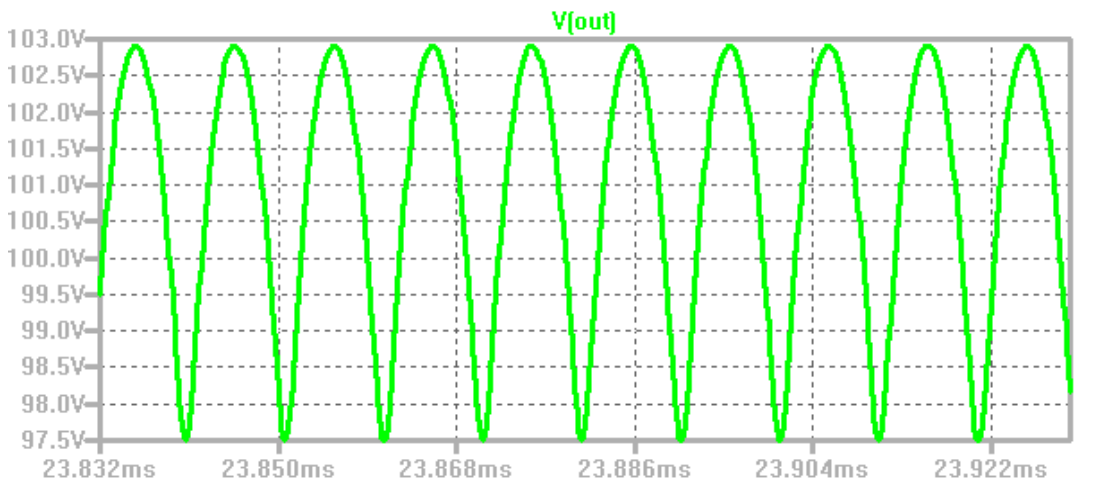
Schema 11 Zeta Decoupled con diodo aggiunto e Zero Ricircolo

Come dimostrato nel capitolo 3, anche in questo caso, non è più valida la relazione ingresso-uscita utilizzata finora. Per avere la medesima tensione

d'uscita dobbiamo diminuire il duty cycle fino al 14.4% (ancora di più che nel caso precedente).



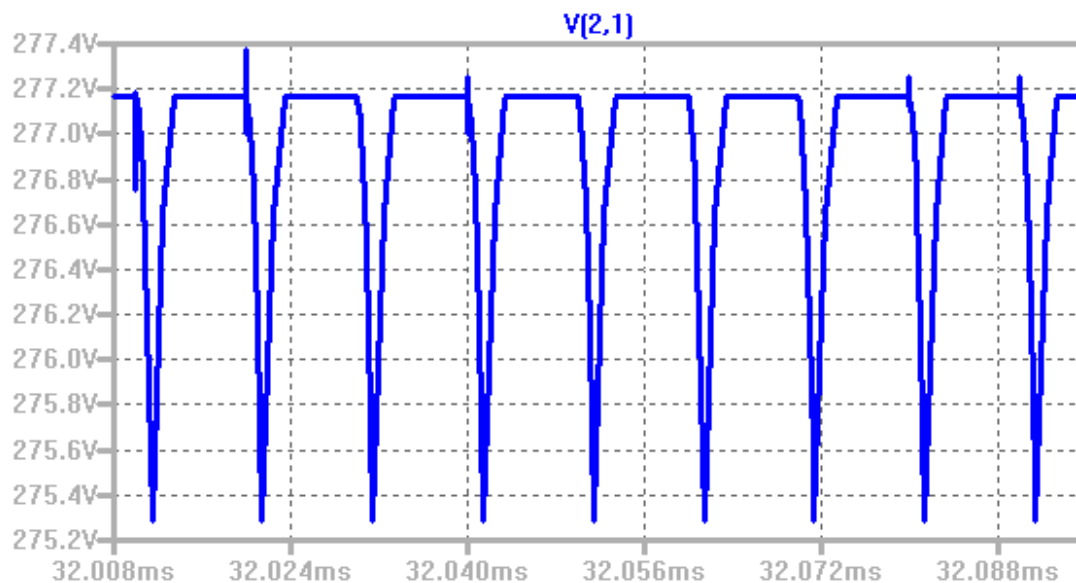
Simulazione Schema 11.1 Tensione d'ingresso e uscita



Simulazione Schema 11.2 Ripple di tensione sull'uscita

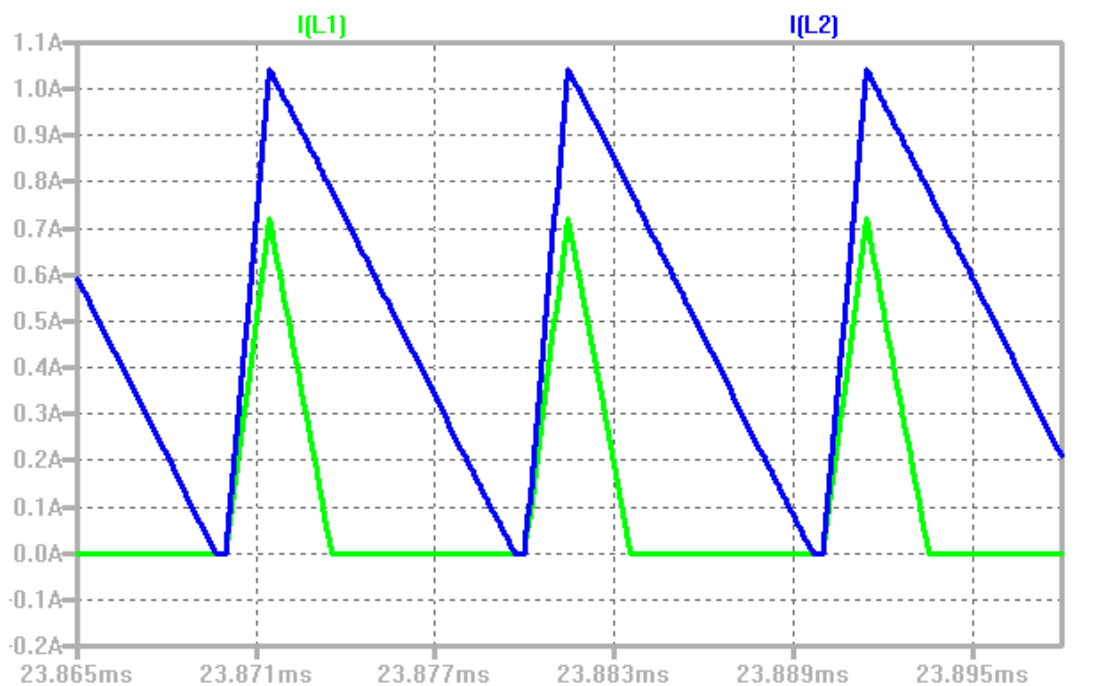
Al contrario del caso con L a rapporto, qui il ripple di tensione è appena maggiore di quello richiesto (circa 5.5V) perchè non si è modificato il valore delle induttanze e dei relativi ripple di corrente.

In questo caso non è più valida la relazione $V_{Cc} = V_{out}$, quindi, come abbiamo potuto appurare nel capitolo 3, dobbiamo aspettarci una V_{Cc} più alta di V_{out} .



Simulazione Schema 11.3 Ripple di tensione sul condensatore.

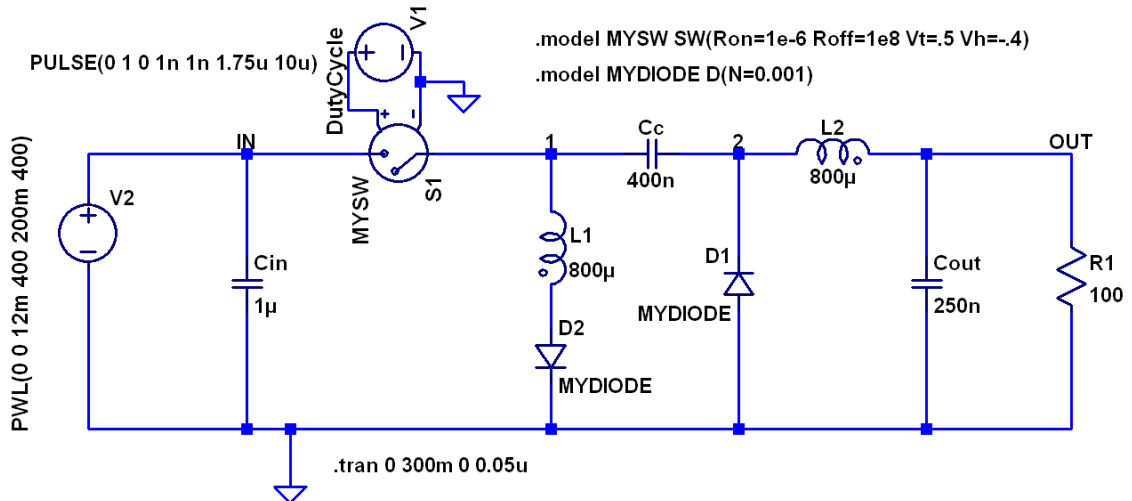
Utilizzando le formule 46 e 49 del capitolo 3, possiamo ricavare una V_{Cc} teorica di 288 V. La simulazione ci restituisce al contrario una tensione minore di circa 277 V. Dato che le formule 46 e 49 sono frutto di una approssimazione (abbiamo assunto che la L2 cada in DCM per un periodo trascurabile), ci aspettavamo una discordanza tra il risultato teorico e quello pratico, dato che in questo particolare caso, la L2 cade in DCM per un periodo non proprio trascurabile rispetto all'intero Toff.



Simulazione Schema 11.4 Ripple di Corrente sulle induttanze

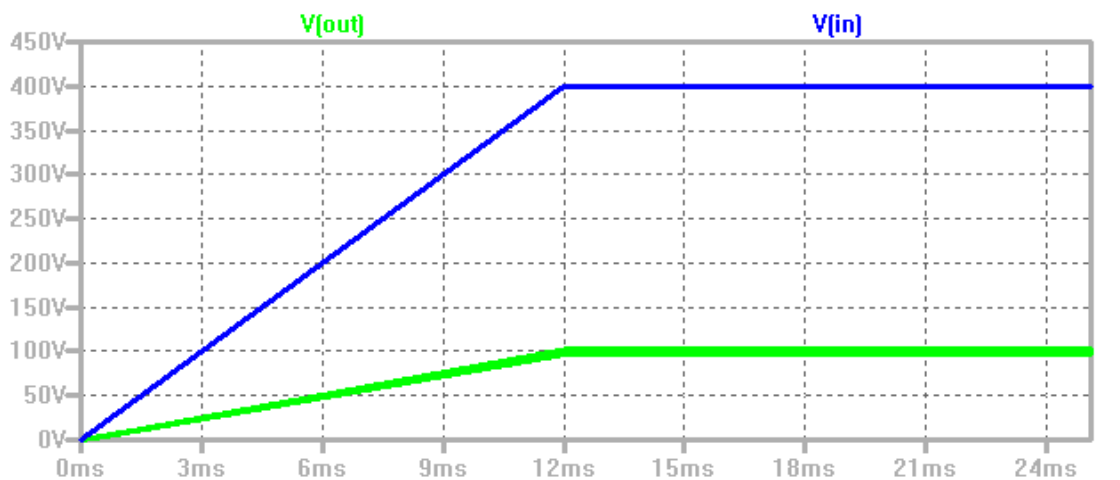
Anche in questo caso le correnti delle induttanze si mantengono sempre positive, e una volta arrivate a zero rimangono costantemente nulle fino alla fine del Toff. Anche in questo modo il Ricircolo di Corrente Negativa è stato eliminato correttamente.

Zeta Decoupled con diodo aggiunto e L2 in CCM



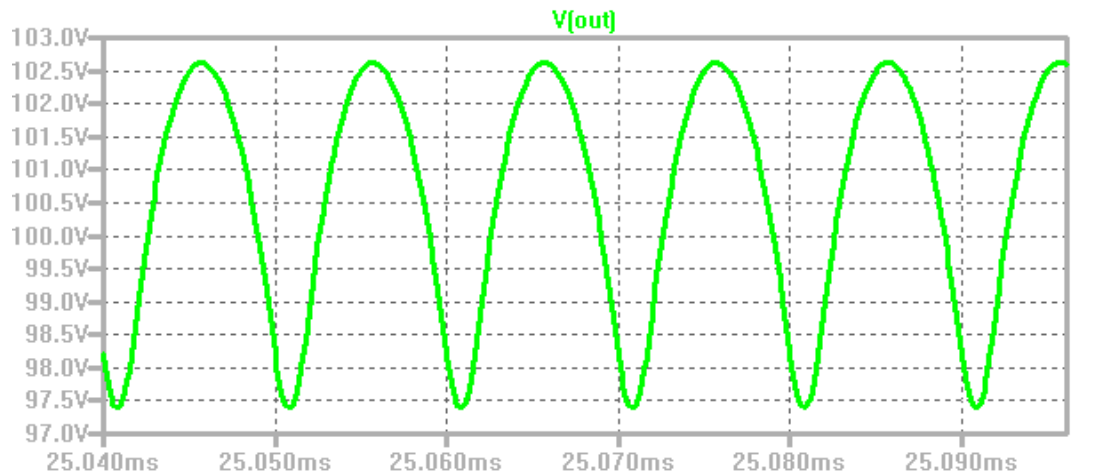
Schema 12 Zeta Decoupled con diodo aggiunto per eliminare la CCM-BFE

Nel capitolo 2 è stato suggerito che potrebbe essere una valida scelta quella di far lavorare la L1 in DCM (la modalità DCM assicura un buon PFC verso l'ingresso) e la L2 in CCM (la CCM assicura una miglior regolazione di tensione sull'uscita) Dato che queste caratteristiche sono esattamente quelle che cerchiamo, abbiamo simulato anche questa variante.



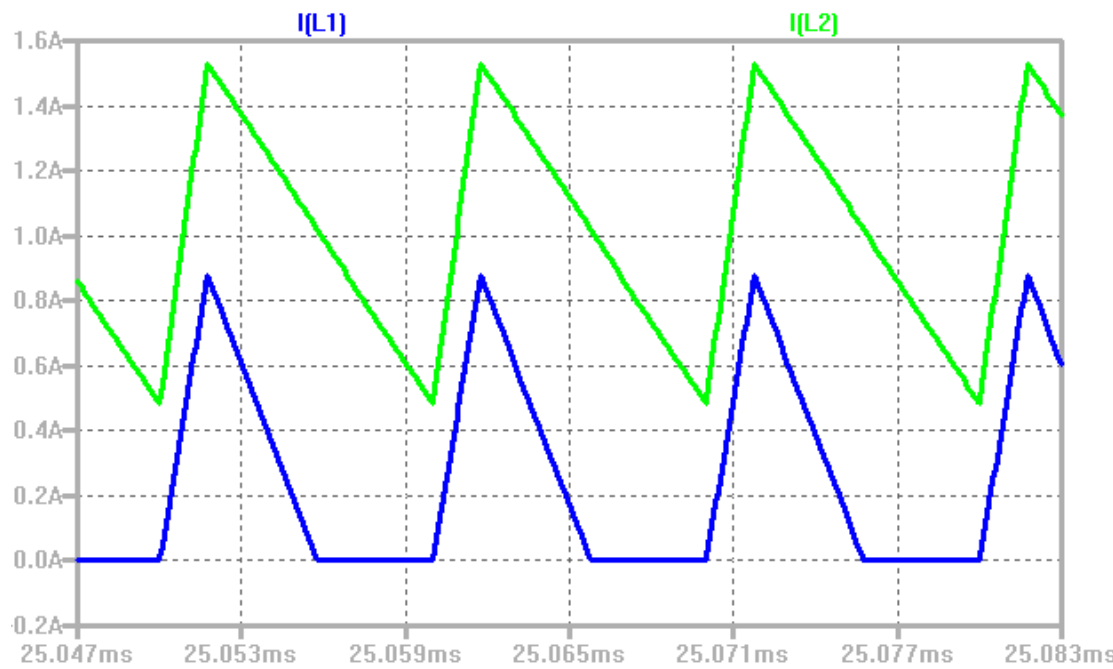
Simulazione Schema 12.1 Tensione d'ingresso e uscita

Si può notare che per avere una tensione d'uscita di 100V abbiamo dovuto diminuire il D fino al 17.5%.



Simulazione Schema 12.2 Ripple di tensione sull'uscita

Anche in questo caso la specifica di ripple di tensione è stata soddisfatta.



Simulazione Schema 12.3 Ripple di Corrente sulle induttanze

Il funzionamento atteso è verificato. La corrente I_{L1} rimane sempre positiva è in modalità DCM pura, mentre la I_{L2} lavora in CCM.

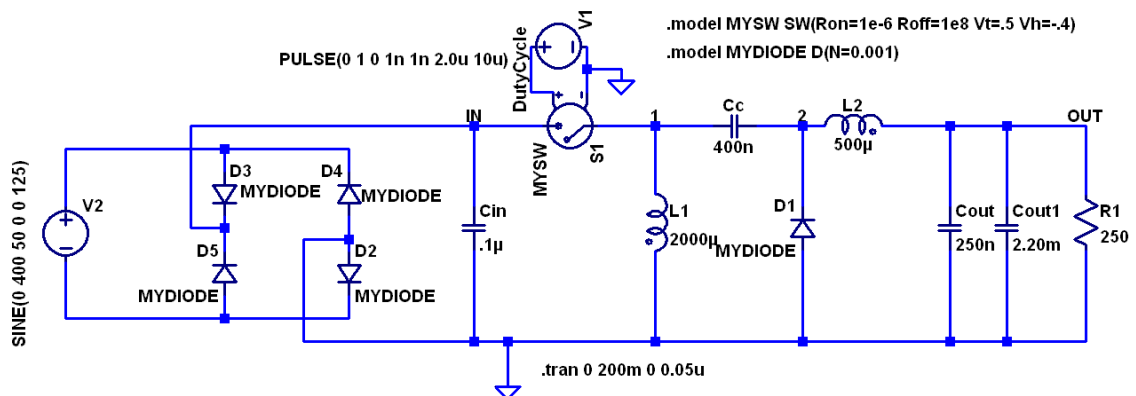
Convertitore Zeta in PFC

Dopo lo studio delle possibili modalità di funzionamento del convertitore Zeta, abbiamo simulato il funzionamento in modalità di PFC, scopo che ci eravamo prefissati sin da principio.

Abbiamo eseguito le simulazioni su due dei precedenti casi, ovvero:

- Zeta Decoupled con Zero Ricircolo e L a rapporto;
- Zeta Decoupled con diodo aggiuntivo.

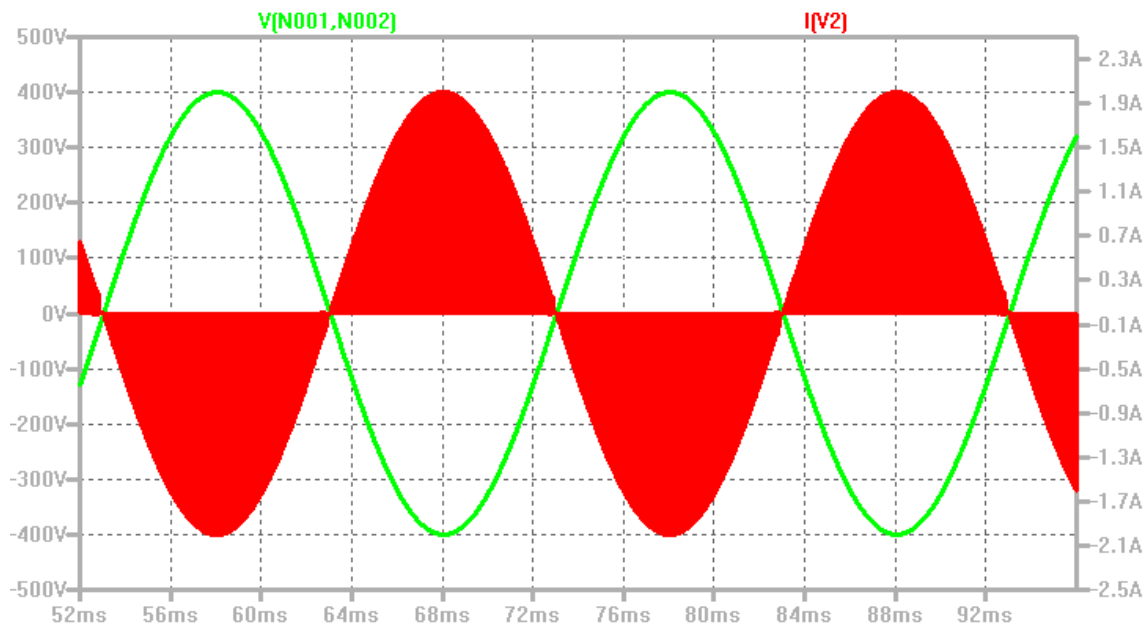
Dalle simulazioni eseguite abbiamo potuto appurare che il convertitore con le L a rapporto restituisce un PFC decisamente migliore del convertitore con diodo aggiunto. Quindi, per brevità, riporteremo le simulazioni riguardanti il solo Zeta con L a rapporto.



Schematico 13 Zeta Decoupled con L a rapporto in PFC

Come si può notare dallo schematico 13, è stato inserito un generatore di tensione sinusoidale a frequenza di rete (50Hz) e tensione di picco pari a 400V. A valle è stato inserito un raddrizzatore a diodi, quindi la nuova V_{in} non sarà più un valore costante di 400V ma una sinusoide raddrizzata di frequenza 100Hz e 400V di picco.

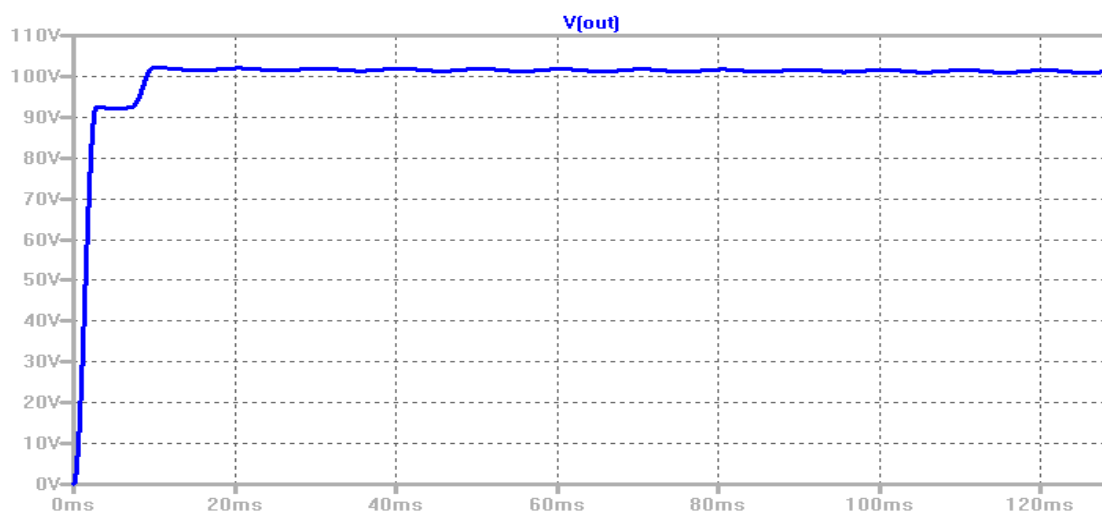
Si può notare anche l'aggiunta del condensatore Cout1 (molto più grande del Cout) per poter abbattere il ripple di tensione sull'uscita, dato che ora la V_{in} ha una variazione da 0 a 400V cento volte al secondo. Si è anche deciso di dimensionare il condensatore di ingresso a un valore di 0.1 uF (10 volte più piccolo) per migliorare il comportamento in prossimità dello zero-crossing.



Simulazione Schema 13.1 Tensione e Corrente del generatore di Segnale

Il grafico riportato mostra la tensione (onda verde) e la corrente (onda rossa) del generatore di tensione sinusoidale V2.

Come si può notare, la corrente ha un inviluppo praticamente sinusoidale e perfettamente in fase con la tensione (in figura la corrente risulta in controfase perchè si rispetta la convenzione del generatore che ci consente anche una migliore valutazione grafica). Dalla figura 13.1 si può osservare che la funzione di PFC pare svolgersi egregiamente.

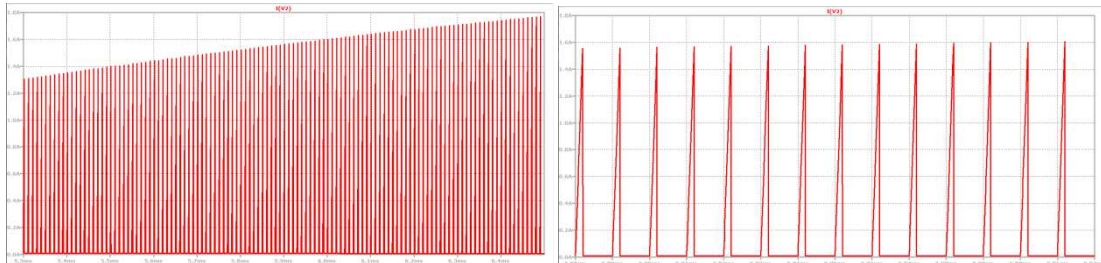


Simulazione Schema 13.2 Tensione d'uscita

Possiamo notare che oltre a soddisfare la richiesta di realizzare un buon PFC, questa simulazione rispetta anche la specifica di tensione d'uscita pari a 100V.

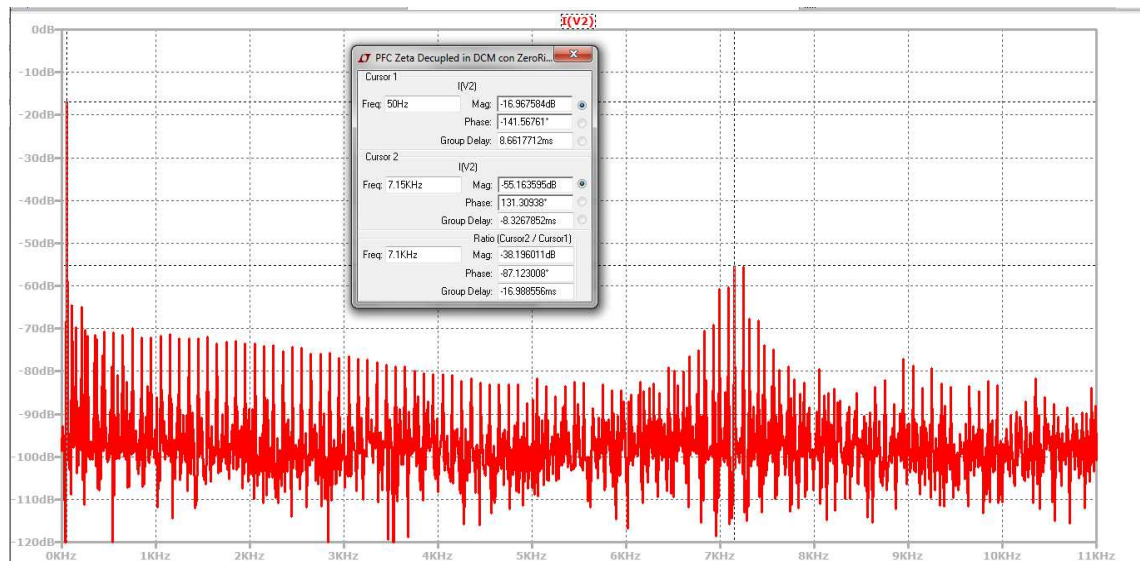
Nel caso specifico, una volta a regime, abbiamo una V_{out} di circa 101V con un ripple di circa 0.5V.

Per capire meglio la funzione PFC si riporta un dettaglio della corrente assorbita dalla fase.



Simulazione Schema 13.3 Dettagli della corrente di fase

Per avere meglio il polso di come si è riusciti a migliorare il PF è possibile effettuare la FFT della corrente e verificarne il contenuto armonico.



Simulazione Schema 13.4 Spettro della corrente di fase

Dalla Figura 13.4 si vede bene che la componente a 50 Hz è di gran lunga quella predominante (oltre 50 dB rispetto alle componenti vicine e oltre 30 dB rispetto alle componenti di commutazione ad alta frequenza). Le componenti di distorsione si collocano molto in alto in frequenza e possono essere facilmente filtrate da un filtro EMI

Conclusioni

Questa tesi ha studiato a fondo le modalità di funzionamento del convertitore ZETA. Si è visto che la presenza dei due magnetici determina una condizione di funzionamento non convenzionale (lo stesso accade nel SEPIC) poco studiata in letteratura. Questa condizione, corrispondente al modo discontinuo nei più elementari convertitori, in cui la corrente si annulla sia nel transistor che nel diodo, dà invece luogo ad un ricircolo di corrente pressochè costante in una maglia che comprende entrambe le induttanze. Questa corrente testimonia un intrappolamento di energia magnetica con relativa perdita per dissipazione che presumibilmente degrada l'efficienza del convertitore. Questo è potuto avvenire perchè non vi è nulla che impedisca il flusso di una corrente negativa sui singoli induttori quando la somma algebrica dei due risulti comunque positiva o nulla (diodo in conduzione). Questo problema si può riscontrare sia nel funzionamento in continua (sempre almeno uno fra transistor e diodo in conduzione) che in discontinua (con un intervallo di tempo in cui non conducono nessuno dei due).

Per ovviare a questo problema le soluzioni proposte in questa tesi sono quelle di aggiungere un ulteriore diodo rettificatore in serie agli avvolgimenti e/o di gestire il rapporto di induttanze dei due avvolgimenti in modo che nella condizione nominale di funzionamento raggiungano contemporaneamente la condizione di inversione della corrente.

Queste possibilità sono state esplorate con successo nell'utilizzo del convertitore ZETA per applicazioni di correzione del fattore di potenza PFC in cui si è proposto un insieme di equazioni di dimensionamento che portano al progetto del convertitore al fine di ottenere le forme d'onda desiderate.

Bibliografia

- (1) Control Techniques for Power Factor Correction Converters.
L. Rossetto – G. Spiazzi – P. Tenti
- (2) Comparison of Basic Converter Topologies for Power Factor Correction
Huai Wei – Issa Batarseh
- (3) Designing DC/DC converters based on ZETA topology
Jeff Falin – Texas Instruments Incorporated