

ALMA MATER STUDIORUM · UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

Corso di Laurea in Ingegneria dei sistemi elettronici per lo sviluppo
sostenibile

STUDIO DEL CONVERTITORE BUCK BOOST NON INVERTENTE A PONTE DI INTERRUTTORI

Elaborato in

ELETTRONICA INDUSTRIALE

Relatore:

RUDI PAOLO
PAGANELLI

Presentata da:

ALAN
MENGOZZI

Sessione II

Anno Accademico 2014/2015

**CONVERTITORE
SWITCHING
INTERLEAVING
RENDIMENTO
REGOLAZIONE**

Indice

Introduzione	v
1 Buck Boost non invertente a ponte di interruttori	1
1.1 Introduzione	1
1.2 Modalità Buck	2
1.2.1 Intervallo di tempo T_{on}	2
1.2.2 Intervallo di tempo T_{off}	4
1.2.3 Equazioni costitutive	4
1.3 Modalità Boost	5
1.3.1 Intervallo di tempo T_{on}	5
1.3.2 Intervallo di tempo T_{off}	7
1.3.3 Equazioni costitutive	7
1.4 Modalità Buck-Boost	7
1.4.1 Intervallo di tempo T_{on}	8
1.4.2 Intervallo di tempo T_{off}	8
1.4.3 Equazioni costitutive	8
1.5 Considerazioni	10
2 Soluzione del problema della transizione	15
2.1 Introduzione	15
2.2 Modalità Buck/Boost	15
2.3 Scegliere come combinare le modalità	16
2.3.1 $V_{in} > V_{u0}$	18
2.3.2 $V_{in} < V_{u0}$	20

2.4	Consumo di potenza	22
2.5	Simulazioni	22
3	Studio della modalità Buck/Boost	35
3.1	Introduzione	35
3.2	Analisi del duty cycle	35
3.2.1	$V_{in} > V_{u0}$	36
3.2.2	$V_{in} < V_{u0}$	37
3.2.3	Considerazioni	37
3.3	Analisi del <i>ripple</i> di corrente a V_{in} costante	39
3.3.1	Modalità Buck	39
3.3.2	Modalità Buck/Boost	39
3.3.3	Modalità Boost	41
3.3.4	Considerazioni	42
3.4	Analisi del <i>ripple</i> di corrente a V_{u0} costante	44
3.4.1	Modalità Buck	44
3.4.2	Modalità Boost/Boost	44
3.4.3	Modalità Boost	45
3.4.4	Considerazioni	45
4	Dimensionamento dei componenti	47
4.1	Introduzione	47
4.2	Dimensionamento componenti reattivi	47
4.2.1	Dimensionamento di L	48
4.2.2	Dimensionamento di C_u	49
4.2.3	Dimensionamento di C_{in}	50
4.3	Dimensionamento degli interruttori	51
4.3.1	Analisi della potenza dissipata	53
5	Conclusioni	57

Elenco delle figure

1.1	Schema elettrico del convertitore Buck-Boost non invertente a ponte di interruttori.	2
1.2	Circuiti equivalenti nella modalità Buck.	3
1.3	Forme d' onda modalità Buck.	3
1.4	Circuiti equivalenti nella modalità Boost.	6
1.5	Forme d' onda modalità Boost.	6
1.6	Circuiti equivalenti nella modalità Buck-Boost.	9
1.7	Forme d' onda modalità Buck-Boost.	9
1.8	Caratteristiche ideali nelle tre modalità Buck, Boost e Buck-Boost.	10
1.9	Caratteristica ideale del convertitore in modalità Buck e Boost.	11
1.10	Caratteristica reale del convertitore in modalità Buck e Boost.	13
1.11	Caratteristica reale del convertitore che opera in modalità Buck, Boost e Buck-Boost per $V_{in} \simeq V_{u0}$	13
2.1	Forme d' onda modalità Buck/Boost con $V_{in} = V_{u0}$	17
2.2	Forme d' onda modalità Buck/Boost con $V_{in} > V_{u0}$	19
2.3	Forme d' onda modalità Buck/Boost con $V_{in} < V_{u0}$	21
3.1	Caratteristiche del convertitore che opera in modalità Buck, Boost e Buck/Boost per $V_{in} \simeq V_{u0}$	38
3.2	Andamento del <i>ripple</i> di corrente in funzione di V_{u0}/V_{in} a V_{in} costante.	42

3.3	Andamento del <i>ripple</i> di corrente in funzione di V_{u0}/V_{in} con il convertitore che opera a $f/2$ in modalità Buck/Boost a V_{in} costant.	43
3.4	Andamento del <i>ripple</i> di corrente in funzione di V_{u0}/V_{in} a V_{u0} costante.	46
3.5	Andamento del <i>ripple</i> di corrente in funzione di V_{u0}/V_{in} con il convertitore che opera a $f/2$ in modalità Buck/Boost a V_{u0} costante.	46

Introduzione

Lo scopo di questa tesi è studiare il convertitore Buck Boost non invertente a ponte di interruttori.

Questo convertitore è in grado di operare sia in discesa che in salita e di fornire in uscita una tensione ben regolata e non invertita. Questa caratteristica lo rende la scelta più conveniente nel caso in cui si abbia la necessità di realizzare un convertitore in grado di operare con tensioni in ingresso che possono assumere valori sia superiori che inferiori della tensione desiderata in uscita.

Il convertitore è costituito da due LEG collegati dal componente magnetico che si occupa del trasferimento di energia: i LEG possono essere pilotati in modo indipendente ed in particolare possono essere fatti commutare anche solo uno alla volta, se il rapporto V_{u0}/V_{in} lo consente (operazioni solo in salita o solo in discesa). Esiste quindi il problema di gestire la transizione e/o la regolazione di tensioni molto vicine alla zona di transizione ($V_{in} \simeq V_{u0}$).

Il documento è organizzato come segue: nel primo capitolo viene studiato il funzionamento del convertitore nelle varie modalità; nel secondo capitolo viene proposta una soluzione al problema che si riscontra nel passaggio da una modalità all'altra mediante l'introduzione di una nuova modalità denominata Buck/Boost; nel capitolo tre viene analizzato il duty cycle e il *ripple* di corrente per diversi valori del rapporto tra la tensione di uscita e quella in ingresso; nel capitolo quattro vengono fornite delle equazioni per il dimensionamento dei componenti del circuito ed una attenta analisi delle potenze dissipate sui vari componenti. Infine verranno tratte le conclusioni.

Capitolo 1

Buck Boost non invertente a ponte di interruttori

1.1 Introduzione

In questo primo capitolo introdurremo il convertitore Buck Boost non invertente a ponte di interruttori, mostrandone il circuito e spiegandone il funzionamento.

La proprietà fondamentale di questo convertitore è quella di poter operare sia in salita che in discesa; esso è in grado di fornire in uscita la desiderata tensione ben regolata e non invertita, sia per valori di tensione in ingresso V_{in} maggiori che minori della tensione media in uscita V_{u0} . Il circuito consiste semplicemente nella cascata di un convertitore Buck e un convertitore Boost come rappresentato in fig. 1.1 nella pagina seguente. Il convertitore è in grado di operare in diverse modalità di funzionamento: per tensioni in uscita minori della tensione in ingresso può operare in modalità Buck (in discesa), per tensioni in uscita maggiori di quella in ingresso in modalità Boost (in salita), oppure può lavorare in una modalità Buck-Boost (discesa-salita) dove è in grado di fornire la tensione di uscita desiderata per tensione in ingresso sia minori che maggiori della tensione in uscita. Di seguito verrà analizzato il funzionamento del convertitore nelle tre diverse modalità.

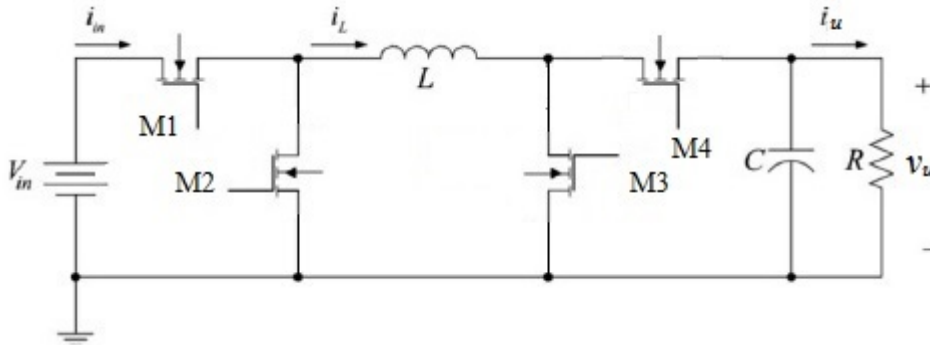


Figura 1.1: Schema elettrico del convertitore Buck-Boost non invertente a ponte di interruttori.

1.2 Modalità Buck

In questa modalità di funzionamento l'interruttore M3 è sempre aperto, M4 è sempre chiuso. L'interruttore principale è M1 (MOS) e M2 è quello asservito (Diodo o MOS sincrono). Per semplificare lo studio del funzionamento del convertitore verranno fatte le seguenti ipotesi: interruttori ideali, tensione in uscita costante $v_u(t) \simeq V_{u0}$ e corrente che scorre sull'induttanza che non si annulla mai. Inoltre è conveniente studiare il circuito nei due diversi intervalli di tempo T_{on} e T_{off} .

1.2.1 Intervallo di tempo T_{on}

Durante questa fase l'interruttore M1 è chiuso, mentre l'interruttore M3 è aperto. Dal circuito equivalente rappresentato in fig. 1.2a nella pagina successiva si può notare che l'ingresso sta fornendo energia all'induttanza, al condensatore e al carico. La tensione ai capi dell'induttore vale:

$$v_L(t) = \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{u0}$$

Essendo V_{in} maggiore di V_{u0} , $v_L(t)$ è costante e positiva, ciò significa che la corrente ha un andamento linearmente crescente ed è pari alla corrente in ingresso $i_L(t) = i_{in}(t)$.

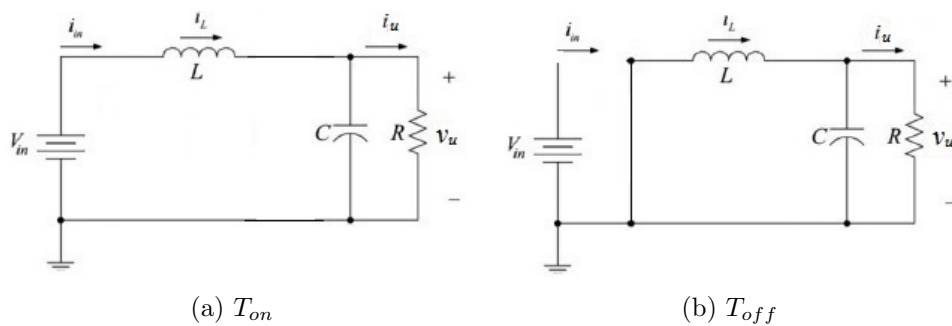


Figura 1.2: Circuiti equivalenti nella modalità Buck.

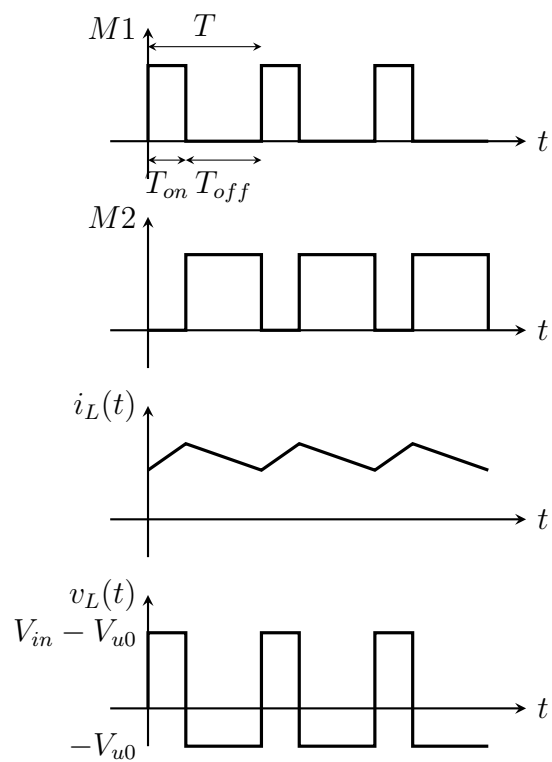


Figura 1.3: Forme d' onda modalità Buck.

1.2.2 Intervallo di tempo T_{off}

In questo periodo di funzionamento il circuito assume la topologia illustrata in fig. 1.2b nella pagina precedente. L' interruttore M1 è aperto, mentre M2 è chiuso. In questo caso l' induttore e il condensatore, rilasciando l' energia accumulata nell' intervallo T_{on} , forniscono energia al carico. La tensione ai capi del componente magnetico in questo caso vale: $v_L(t) = -V_{u0}$. Visto che abbiamo supposto la tensione in uscita costante, la corrente che scorre attraverso l' induttanza è linearmente decrescente (con pendenza elevata nel caso per noi più interessante di tensione di ingresso solo leggermente più alta di quella di uscita). La corrente in ingresso invece è nulla.

Dato che si ipotizza di operare su un carico resistivo sarebbe possibile utilizzare un semplice diodo asservito al posto di M2. In realtà M2 non è altro che un interruttore sincrono che si deve accendere in corrispondenza delle accensioni del proprio diodo in antiparallelo, conducendo una corrente di canale negativa ed eliminando le più elevate perdite di conduzione del diodo (a meno del *blanking-time*).

1.2.3 Equazioni costitutive

È possibile ricavare la relazione tra la tensione in ingresso V_{in} e la tensione in uscita V_{u0} uguagliando a zero l' integrale in un periodo T della tensione $v_L(t)$:

$$\begin{aligned}
 (V_{in} - V_{u0})T_{on} - V_{u0}T_{off} &= 0 \\
 V_{u0} \underbrace{(T_{on} + T_{off})}_{=T} &= V_{in}T_{on} \\
 V_{u0} &= V_{in} \frac{T_{on}}{T} \\
 V_{u0} &= V_{in}D \tag{1.1}
 \end{aligned}$$

Uguagliando la potenza in ingresso e in uscita si ricava:

$$V_{in}I_{in0} = V_{u0}I_{u0}$$

$$I_{u0} = \frac{V_{in}}{\underbrace{V_{u0}}_{=\frac{1}{D}}} I_{in0}$$

$$I_{u0} = I_{in0} \frac{1}{D}$$

Dall' espressione (1.1) si intuisce che la relazione tra V_{u0}/V_{in} e il duty cycle è di tipo lineare, come si può osservare in fig. 1.8 a pagina 10.

1.3 Modalità Boost

Quando il convertitore opera in salita gli l' interruttore M1 è sempre chiuso, M2 è sempre aperto. L'interruttore principale è M3 (MOS) e M4 è quello asservito (Diodo o MOS sincrono). Anche in questo caso si fanno le ipotesi che sono state fatte nello studio del convertitore operante in discesa e si studia il circuito nei due intervalli di tempo T_{on} e T_{off} .

1.3.1 Intervallo di tempo T_{on}

Per il circuito elettrico equivalente si faccia riferimento alla fig. 1.4a nella pagina seguente. L' interruttore M3 è chiuso, mentre M4 è aperto. Come si può notare dallo schema l' induttanza è direttamente connessa all' ingresso quindi accumula energia, e ha tensione e corrente pari a quelle in ingresso. Essendo V_{in} costante e positiva $i_L(t)$ ha un andamento linearmente crescente (con pendenza elevata nel caso per noi più interessante di tensione di ingresso solo leggermente inferiore a quella di uscita). La corrente in uscita è data dalla scarica del condensatore quindi ha un andamento esponenziale decrescente, ma essendo la costante di tempo RC molto maggiore di T_{on} è lecito approssimare l' esponenziale con una retta. L' energia che il condensatore fornisce al carico è stata accumulata durante la precedente fase T_{off} .

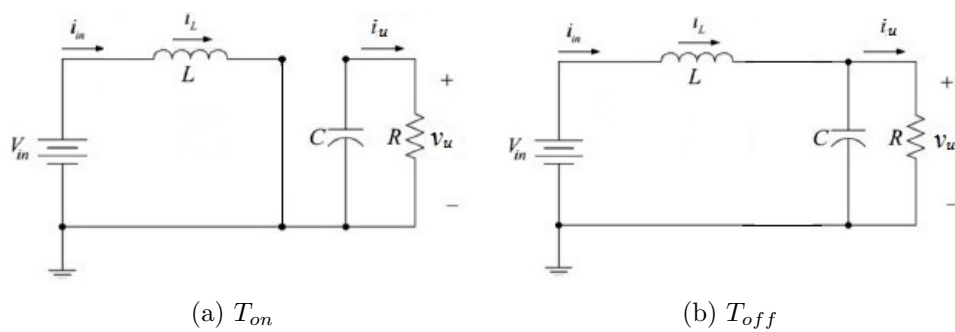


Figura 1.4: Circuiti equivalenti nella modalità Boost.

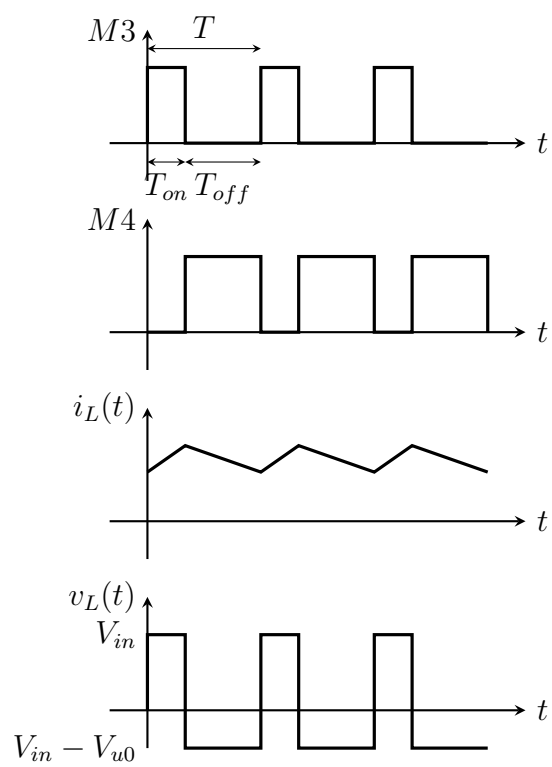


Figura 1.5: Forme d' onda modalità Boost.

1.3.2 Intervallo di tempo T_{off}

In questa fase l' interruttore M3 è aperto mentre M4 è chiuso. La tensione ai capi dell' induttanza vale: $v_L(t) = V_{in} - V_{u0}$ essendo V_{in} minore di V_{u0} , $v_L(t)$ risulta negativa e la corrente decresce linearmente. Questo significa che l' induttanza sta restituendo l' energia che aveva accumulato durante il periodo T_{on} quindi assieme alla sorgente fornisce energia al condensatore, caricandolo, e al carico. Il circuito equivalente è rappresentato in fig. 1.4b nella pagina precedente.

Dato che si ipotizza di operare su un carico resistivo sarebbe possibile utilizzare un semplice diodo asservito al posto di M4. In realtà M4 non è altro che un interruttore sincrono che si deve accendere in corrispondenza delle accensioni del proprio diodo in antiparallelo, conducendo una corrente di drain negativa ed eliminando le più elevate perdite di conduzione del diodo (soprattutto nella fase Buck).

1.3.3 Equazioni costitutive

Anche in questo caso le relazioni tra ingresso e uscita di tensione e corrente si può ricavare come è già stato fatto per il funzionamento in modalità Buck. In questo caso risulta:

$$\begin{aligned} V_{u0} &= \frac{V_{in}}{1 - D} \\ I_{u0} &= I_{in0}(1 - D) \end{aligned} \quad (1.2)$$

In questo caso l' andamento di $\frac{V_{u0}}{V_{in}}/D$ in funzione del duty cycle è non lineare come si osserva in fig. 1.8 a pagina 10.

1.4 Modalità Buck-Boost

In questa modalità di funzionamento il convertitore opera come un classico Buck-Boost, con la differenza che la tensione in uscita non risulta invertita rispetto a quella in ingresso. La differenza fondamentale tra questa modalità e le due appena viste è che in questo caso a commutare sono tutti e quattro

gli interruttori. Facciamo le stesse ipotesi utilizzate per lo studio delle altre due modalità e procediamo con l'analisi nei due periodi di funzionamento.

1.4.1 Intervallo di tempo T_{on}

Durante questo periodo gli interruttori M1 e M3 sono chiusi, mentre M2 e M4 sono aperti. L'induttanza assorbe energia dalla sorgente e ha tensione e corrente rispettivamente uguali a V_{in} . Essendo la tensione in ingresso costante la corrente cresce linearmente nel tempo con la rampa molto pendente, tipica del convertitore Boost e l'induttore sta velocemente immagazzinando energia. L'uscita è invece scollegata dalla sorgente e viene alimentata dall'energia presente nel condensatore che deve essersi caricato nell'intervallo di tempo precedente. Il circuito equivalente è quello rappresentato in fig. 1.6a nella pagina successiva.

1.4.2 Intervallo di tempo T_{off}

In questa fase invece sono gli interruttori M2 e M4 ad essere chiusi, mentre M1 e M3 sono aperti. L'ingresso è scollegato quindi la corrente è nulla $i_{in} = 0$, mentre l'uscita è direttamente connessa all'induttanza che rilascia molto velocemente l'energia precedentemente accumulata, caricando la capacità e fornendo energia al carico. Il circuito in questa fase assume la topologia illustrata in fig. 1.6b a fronte.

1.4.3 Equazioni costitutive

Anche in questo caso la relazione può essere ricavata uguagliando a zero l'integrale su un periodo della tensione ai capi dell'induttanza:

$$V_{in}T_{on} - V_{u0}T_{off} = 0$$

$$V_{u0} = \frac{T_{on}}{T_{off}}V_{in}$$

$$V_{u0} = V_{in} \frac{D}{(1-D)}$$

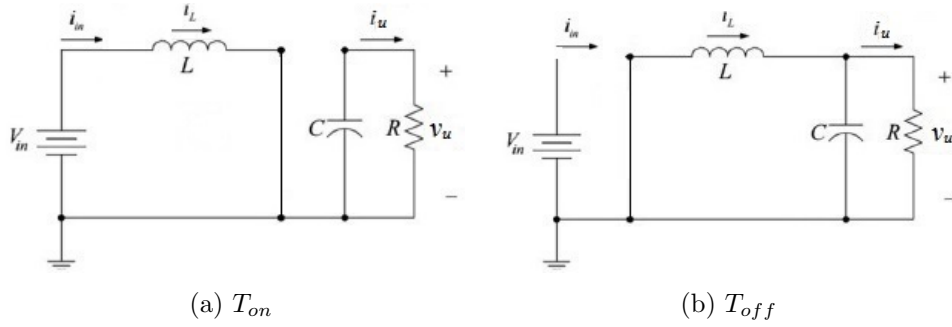


Figura 1.6: Circuiti equivalenti nella modalità Buck-Boost.

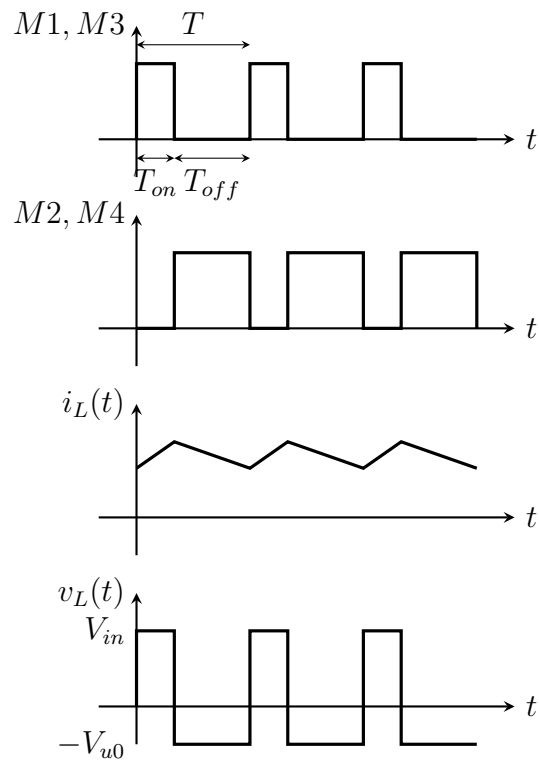


Figura 1.7: Forme d' onda modalità Buck-Boost.

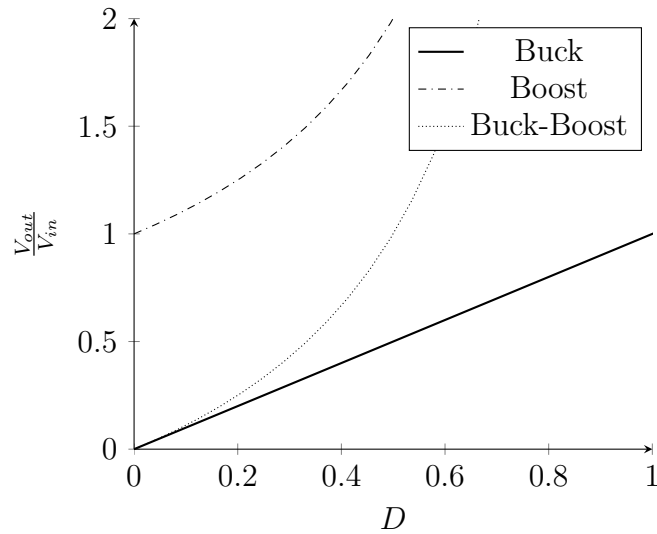


Figura 1.8: Caratteristiche ideali nelle tre modalità Buck, Boost e Buck-Boost.

Mentre la corrente vale:

$$V_{in}I_{in0} = V_{u0}I_{u0}$$

$$I_{u0} = I_{in0} \frac{V_{in}}{V_{u0}}$$

$$I_{u0} = I_{in0} \frac{(1-D)}{D}$$

Anche in questo caso la caratteristica $\frac{V_{u0}}{V_{in}}/D$ è non lineare ed è rappresentata in fig. 1.8.

Dato che si ipotizza di operare su un carico resistivo sarebbe stato possibile utilizzare dei semplici diodi asserviti al posto di M2 e M4. Si osservi inoltre che lo *swing* di tensione sull'induttore è massimo quando si commutano in sincrono M1 ed M3, rendendo quindi molto dissipative le commutazioni e rapide le rampe di corrente (maggiore *ripple*).

1.5 Considerazioni

Dallo studio appena effettuato è facile intuire che, nel caso in cui si debba operare in discesa, se la tensione in uscita deve essere nulla il duty cycle del

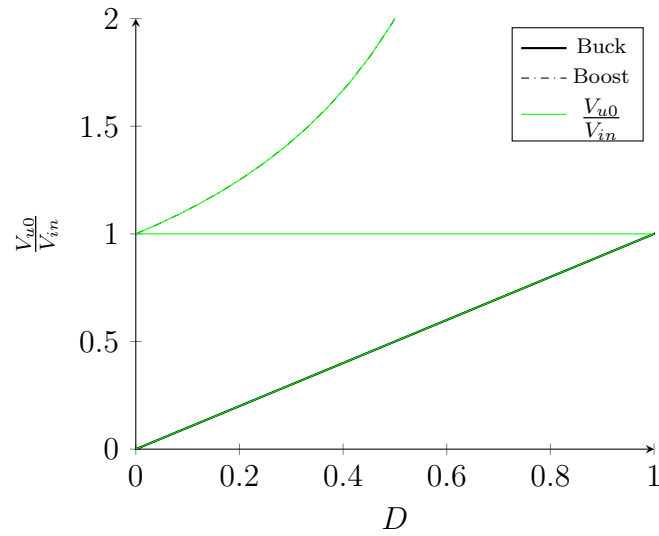


Figura 1.9: Caratteristica ideale del convertitore in modalità Buck e Boost.

segnale di controllo deve valere zero, mentre se la tensione deve valere esattamente V_{in} (il massimo valore possibile) il duty cycle deve essere uno. Nella pratica queste due condizioni sono estreme e non devono verificarsi a causa della non idealità degli interruttori che introduce un transitorio durante le commutazioni. Il valore minimo (m) e massimo ($1 - m$) che può assumere il duty cycle dipende dal tempo di commutazione dei dispositivi di potenza. Questo problema chiaramente si verifica anche lavorando in salita: quindi anche in questo caso il duty cycle non può scendere sotto un certo valore e non può superarne un altro.

Considerando solamente le modalità Buck e Boost la curva caratteristica del convertitore nel piano V_{u0}/V_{in} (asse delle ordinate) in funzione di D (asse delle ascisse) è una combinazione della caratteristica di un Buck e di un Boost, quindi ha un andamento lineare finché la tensione di uscita è minore della tensione in ingresso e non lineare per tensioni d'uscita maggiori di quella in ingresso. Con una caratteristica del genere il convertitore sarebbe in grado di fornire una tensione in uscita uguale a quella in ingresso sia nella modalità Buck che in quella Boost, come si può osservare in fig. 1.9. Se però si tiene conto della non idealità degli interruttori la caratteristica presenta una

“discontinuità” nel punto in cui avviene la transizione tra il funzionamento in discesa e in salita: in questo caso il convertitore è in grado di fornire una tensione d’uscita $V_{u0} = V_{in}$ solo se opera in modalità Buck-Boost, in modalità Buck è in grado di fornire una tensione solo inferiore a quella in ingresso, mentre in modalità Boost una V_{u0} solo superiore a V_{in} . Questa discontinuità nella pratica si traduce in un salto nella caratteristica di controllo della tensione in uscita. La caratteristica reale del convertitore che opera solo in modalità Buck e Boost è rappresentata in fig. 1.10 nella pagina successiva.

Una soluzione a questo problema consiste nell’inserire una modalità di funzionamento Buck-Boost intermedia alle modalità Buck e Boost così da non perdere mai il perfetto controllo della tensione in uscita. Così facendo la caratteristica V_{u0}/V_{in} in funzione di D diventa quella mostrata in fig. 1.11 a fronte. Introdurre questa nuova modalità però causa una diminuzione dell’efficienza perché in questa fase abbiamo ben quattro interruttori che commutano e non solo due (come invece accade nelle altre due modalità): questo causa un aumento della potenza dissipata e quindi a un calo dell’efficienza.

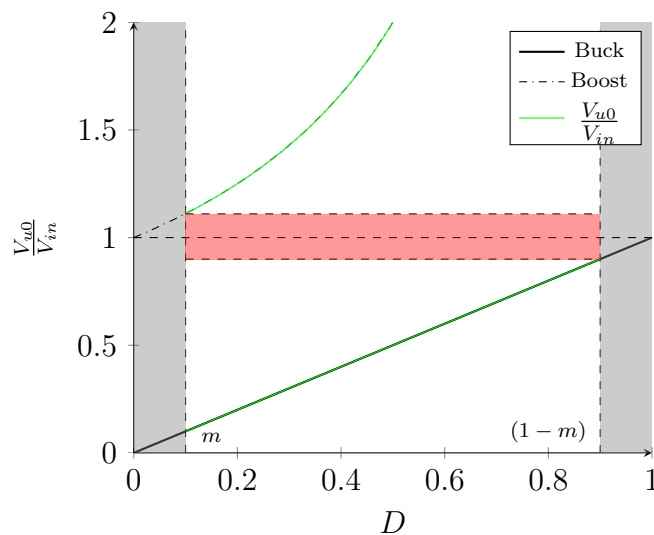


Figura 1.10: Caratteristica reale del convertitore in modalità Buck e Boost.

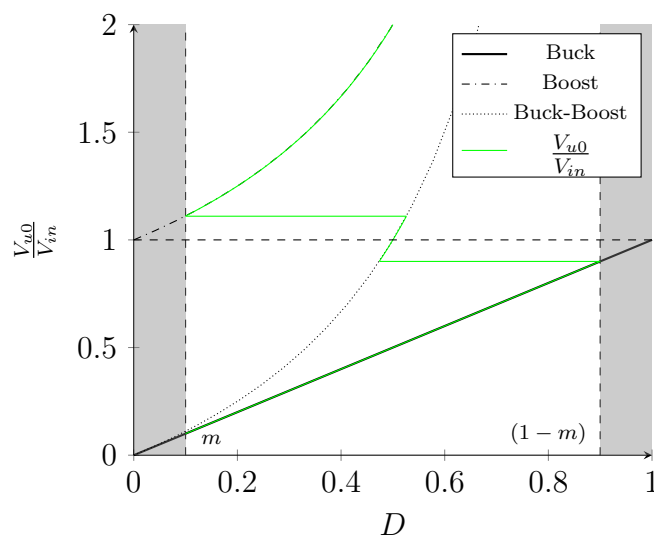


Figura 1.11: Caratteristica reale del convertitore che opera in modalità Buck, Boost e Buck-Boost per $V_{in} \simeq V_{u0}$.

Capitolo 2

Soluzione del problema della transizione

2.1 Introduzione

Nel capitolo precedente è stato spiegato il funzionamento del convertitore ed è stato introdotto il problema che si riscontra nel caso in cui la tensione da regolare in uscita assuma un valore simile a quello in ingresso. In questo capitolo si analizzerà una possibile soluzione teorica a questo problema.

2.2 Modalità Buck/Boost

La soluzione proposta parte dal presupposto di non far mai operare il convertitore nella modalità Buck-Boost, al fine di limitare il consumo di potenza derivante dalle commutazioni e garantire un'alta efficienza.

Purtroppo però, nella modalità di funzionamento Buck ed in quella Boost la caratteristica di controllo, ammesso anche di essere riusciti ad eliminare la discontinuità, è profondamente diversa e questo provoca una non idealità nella gestione del duty-cycle che generalmente porta a fenomeni di *ripple* in corrispondenza della transizione da una modalità all'altra. Questo fenomeno può essere ridotto rendendo meno brusca la transizione fra le due modalità di

controllo. Finché la tensione in ingresso è molto maggiore di quella in uscita il convertitore deve lavorare in modalità Buck, mentre per tensioni in ingresso molto minori di quella in uscita deve lavorare in modalità Boost. Quando le due tensioni V_{in} e V_{u0} assumono valori simili (sono dunque all'interno di un certo intervallo), il convertitore deve alternare le due modalità di funzionamento Buck e Boost, cioè entrare in una nuova modalità che chiameremo Buck/Boost; così facendo il passaggio da una modalità all'altra avviene in maniera più graduale e fa sì che il *ripple* si distribuisca su una successione di transizioni consecutive. Tuttavia alternare in questa maniera le due modalità porta il convertitore a lavorare in salita anche quando la tensione in ingresso è maggiore di quella in uscita e viceversa, con evidente aumento del *ripple* di corrente sull'induttore perché l'applicazione della modalità "sbagliata", anche se con duty-cycle minimo, porta il livello di corrente nella direzione sbagliata rispetto a quanto desiderato.

Per garantire la tensione richiesta in uscita occorre concatenare *ad hoc* le due modalità di funzionamento Buck e Boost.

2.3 Scegliere come combinare le modalità

Per garantire il buon funzionamento del convertitore mentre opera nella modalità Buck/Boost è necessario analizzare l'andamento della corrente che scorre sull'induttore. In particolare per far sì che il convertitore operi correttamente è necessario che, in un periodo, la corrente media sia esattamente quella prevista per il carico (sottoposto poi alla tensione regolata e pressoché costante imposta dal condensatore). Questa condizione è verificata sia nella modalità di funzionamento in salita che in discesa. Andando a "disegnare" la corrente $i_L(t)$ nella regione di transizione occorre far in modo che questa condizione sia ancora rispettata. Per effettuare questa analisi conviene ragionare in termini di periodo di tempo (T_{on} e T_{off}) piuttosto che in termini di modalità di funzionamento. Per questo motivo, d'ora in avanti, faremo riferimento ai periodi di funzionamento T_{on} e T_{off} della modalità Buck con

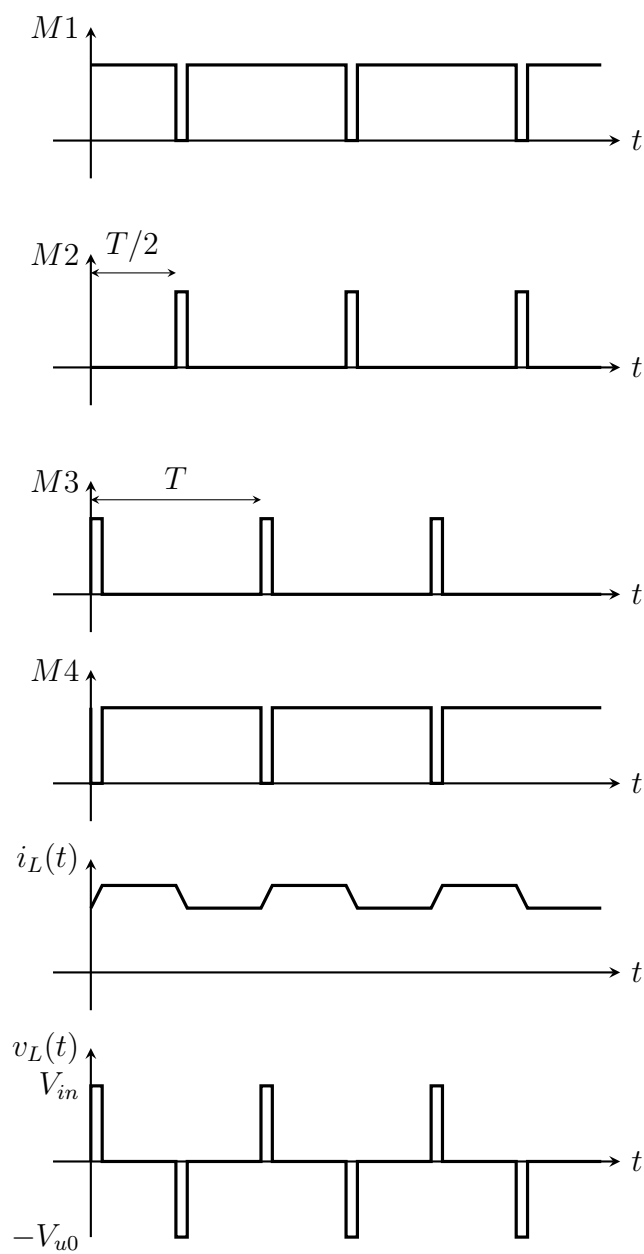


Figura 2.1: Forme d' onda modalità Buck/Boost con $V_{in} = V_{u0}$.

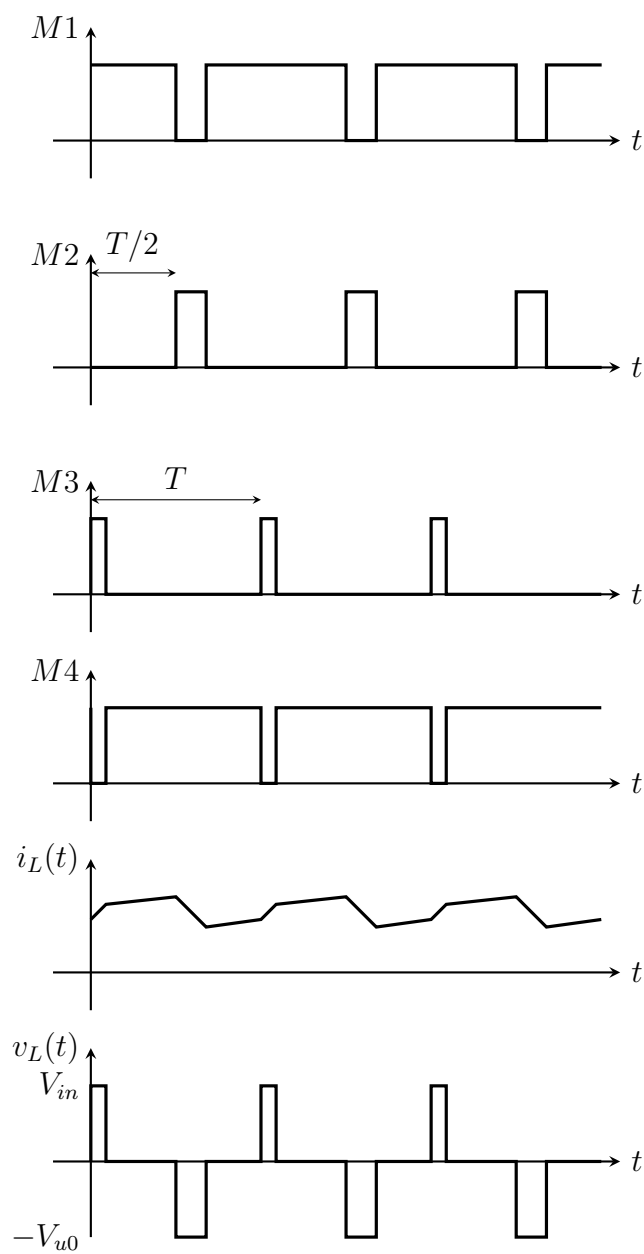
i simboli T_{on}^{Buck} e T_{off}^{Buck} , mentre per quanto riguarda la modalità in discesa useremo i simboli T_{on}^{Boost} e T_{off}^{Boost} . Mettiamoci ora nel caso in cui la tensione di ingresso sia esattamente identica a quella in uscita, pertanto vale $V_{in} - V_{u0} = 0$: ciò significa che negli intervalli T_{off}^{Boost} e T_{on}^{Buck} la corrente $i_L(t)$ è piatta, mentre durante le fasi T_{on}^{Boost} e T_{off}^{Buck} la corrente che scorre attraverso l' induttanza, nei due casi, cresce e decresce linearmente con la stessa rapidità. Questo proprio perché durante il primo intervallo di tempo $v_L(t) = V_{in}$, mentre nel secondo $v_L(t) = V_{u0} = -V_{in}$, quindi in entrambi i casi la corrente ha derivata uguale in modulo, ma con segno opposto. Considerando tutto ciò, al fine di soddisfare la condizione detta sopra, si può pensare di concatenare gli intervalli di tempo come segue: T_{on}^{Boost} , T_{off}^{Boost} , T_{off}^{Buck} e in fine T_{on}^{Buck} . L' andamento della corrente $i_L(t)$, dei segnali di controllo degli interruttori e della tensione $v_L(t)$ sono rappresentati in fig. 2.1 nella pagina precedente.

Dal ragionamento fatto sopra si ricava che per tensioni di ingresso $V_{in} \simeq V_{u0}$ il convertitore deve alternare, all' interno dello stesso periodo, una modalità Boost ad una modalità Buck, che però inizia con la fase T_{off} e termina con quella T_{on} , inversamente a quanto accade quando il convertitore opera propriamente in salita, cioè quando $V_{in} \gg V_{u0}$: questa strategia in effetti può essere attuata ipotizzando un funzionamento in antifase fra il Buck e il Boost, come osservabile dalla fig. 2.1 nella pagina precedente.

Una volta che è stato deciso come concatenare in un periodo i vari intervalli di funzionamento nella condizione $V_{in} \simeq V_{u0}$, andiamo ad osservare che andamento assume la corrente $i_L(t)$ in due casi: uno in cui $V_{in} > V_{u0}$ e un altro dove $V_{in} < V_{u0}$.

2.3.1 $V_{in} > V_{u0}$

In questa condizione il convertitore per poter fornire in uscita la tensione ben regolata richiesta dovrebbe lavorare in discesa, dato che per un certo intervallo di tempo deve operare in salita V_{u0} tenderà ad assumere un valore maggiore di quello desiderato. Per far sì che ciò non avvenga è necessario che

Figura 2.2: Forme d' onda modalità Buck/Boost con $V_{in} > V_{u0}$.

la fase di discesa compensi la fase di salita. In particolare, tra i due intervalli di tempo in cui è suddivisa la modalità Boost, quello che crea maggior problemi è il T_{on}^{Boost} perché, durante questa fase, la corrente $i_L(t)$ aumenta molto rapidamente, ciò significa che l' induttore sta immagazzinando molta energia che verrà poi trasferita al carico in uscita durante la modalità Buck. Lo stesso problema si riscontra durante la fase T_{off}^{Boost} , essendo la caduta di tensione ai capi di L maggiore di zero, ma in questo caso $v_L(t) = V_{in} - V_{u0} \simeq 0$, pertanto l' energia accumulata dall' induttanza è molto minore. Questo potrebbe portare la tensione V_{u0} ad assumere un valore maggiore di quello richiesto: per impedire che ciò avvenga l' intervallo di tempo T_{on}^{Boost} deve essere il più breve possibile, mentre il convertitore può permanere nell' intervallo T_{off}^{Boost} per un intervallo di tempo maggiore. Entrambe le fasi devono essere compensate da un lungo intervallo di tempo T_{off}^{Buck} . Durante questa fase infatti $v_L(t) = -V_{u0}$, pertanto $i_L(t)$ diminuisce praticamente con la stessa rapidità con cui aumentava nella fase T_{on}^{Boost} essendo $V_{in} \simeq V_{u0}$. Durante l' intervallo T_{on}^{Buck} il convertitore si comporta come nella fase T_{off}^{Boost} , quindi l' intervallo di tempo precedente deve compensare anche all' aumento di energia immagazzinata in L durante questa fase. Le forme d' onda relative a questa condizione di funzionamento possono essere osservate in fig. 2.2 nella pagina precedente.

2.3.2 $V_{in} < V_{u0}$

Per questi valori della tensione in ingresso comunemente il convertitore lavorerebbe in modalità Boost, inserire delle modalità di lavoro in discesa porta la tensione in uscita ad assumere un valore minore di quello richiesto, pertanto si riscontra un problema analogo a quello per $V_{in} > V_{u0}$. L' intervallo di tempo più problematico in questo caso è il T_{off}^{Buck} , dato che $v_L(t) = -V_{u0}$ la corrente che scorre attraverso L decresce molto velocemente pertanto diminuisce l' energia accumulata dall' induttore, questo naturalmente avviene anche durante il T_{on}^{Buck} , ma in maniera meno importante essendo $V_{in} \simeq V_{u0}$. In questo caso per far sì che l' area compresa tra le correnti $i_L(t)$ e I_{u0} (corrente media in uscita) sia complessivamente nulla in un periodo, l' intervallo T_{on}^{Boost}

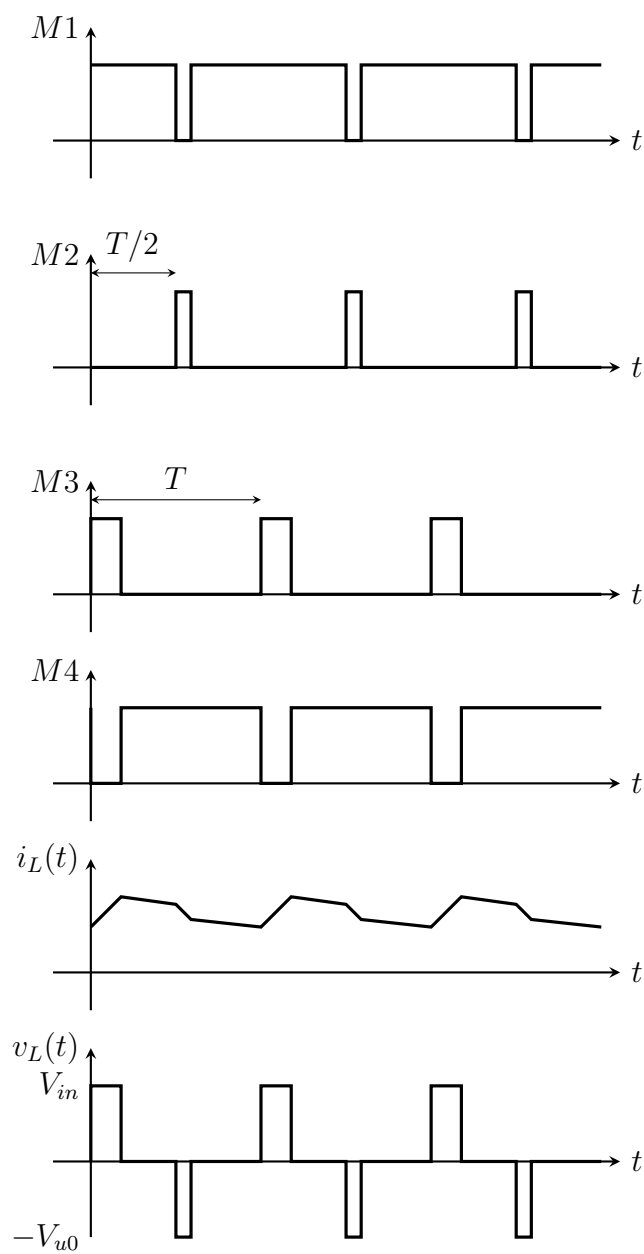


Figura 2.3: Forme d' onda modalità Buck/Boost con $V_{in} < V_{u0}$.

deve avere una durata tale da compensare il rilascio di energia di L che avviene nelle altre tre fasi di funzionamento. Si possono osservare le forme d'onda in fig. 2.3 nella pagina precedente.

2.4 Consumo di potenza

La modalità di funzionamento intermedia che prevede di alternare le due modalità Buck e Boost era stata introdotta al fine di diminuire il *ripple* della tensione in uscita senza far mai operare il convertitore nella modalità salita-discesa con lo scopo di limitare il consumo di potenza del convertitore. Infatti ricordiamo che in questa modalità gli interruttori commutano a due a due in maniera sincrona, pertanto avvengono sempre quattro commutazioni contemporanee per ogni periodo, ciò significa che aumenta la potenza dissipata causando una diminuzione dell'efficienza. Come si può osservare da una qualsiasi delle figure riportate nelle pagine precedenti, alternare le modalità di funzionamento in salita e in discesa nel modo proposto sopra porta gli interruttori ad effettuare il doppio delle commutazioni per ogni periodo, quindi anche se ad ogni commutazione ci sono solo due interruttori che commutano contemporaneamente, queste avvengono il doppio delle volte all'interno dello stesso periodo. Dunque, apparentemente il problema del calo dell'efficienza che si verifica per valori di tensione in ingresso $V_{in} \simeq V_{u0}$ non è stato del tutto risolto, anche se però le forme d'onda di corrente sono profondamente diverse da quelle previste dalla modalità Buck-Boost classica che prevedeva un duty attorno al 50%, mentre ora il grosso del tempo lo si passa con l'ingresso direttamente connesso all'uscita (M1 e M4 accesi) e duty cycle estremi su entrambi i LEG.

2.5 Simulazioni

In questa sezione verranno riportati i risultati ottenuti da alcune simulazioni effettuate con il software LTspice. Le simulazioni sono state realizzate

con uno schematico fornito dalla stessa casa produttrice del software che produce un controllore per convertitori in commutazione che opera nelle modalità di funzionamento studiate fino ad ora: l' integrato LT3790. Linear Technology dichiara che l' integrato è in grado di operare con tensioni di ingresso fino a 60V e che riesce a fornire delle tensioni in uscita comprese fra 1.2V e 60V con una tolleranza del 2%.

Le simulazioni sono state effettuate facendo operare il convertitore in diverse condizioni di tensione in ingresso per poter osservare il suo comportamento nelle varie modalità di funzionamento e nelle transizioni tra di esse. In particolar sono state effettuate quattro simulazioni: nella prima la V_{in} viene fatta variare da 30V a 20V con delle transizioni della durata di 1ms (riquadro in basso a sinistra nelle immagini); nella seconda V_{in} assume gli stessi valori della simulazione precedente, ma le transizioni avvengono in un tempo maggiore di 2ms (riquadro in alto a sinistra nelle immagini); nella terza simulazione V_{in} varia fra 40V e 14V in 1ms (riquadro in basso a destra nelle immagini); infine nella quarta simulazione V_{in} assume gli stessi valori della terza simulazione, ma le transizioni avvengono in 2ms (riquadro in alto a destra nelle immagini). Inoltre una successiva simulazione (pag. 26) ci ha consentito di capire che quando la V_{in} scende sotto la V_{u0} la corrente ha una forte ondulazione.

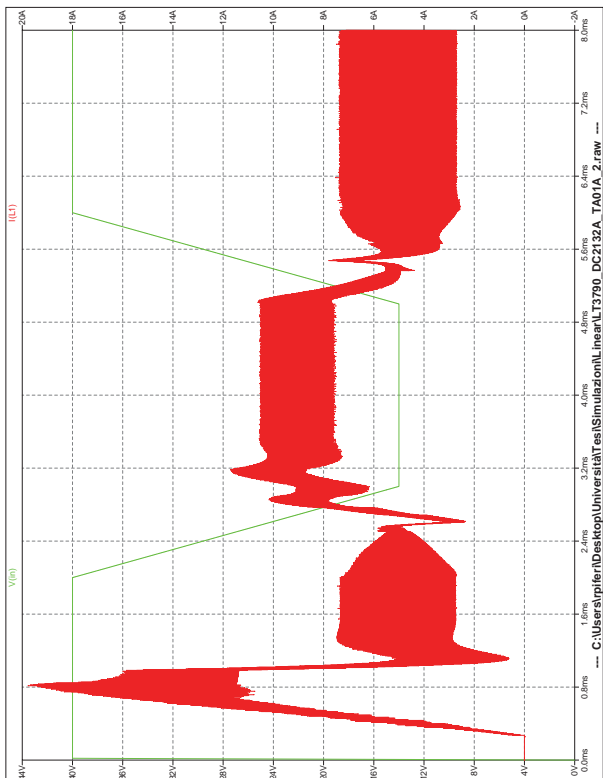
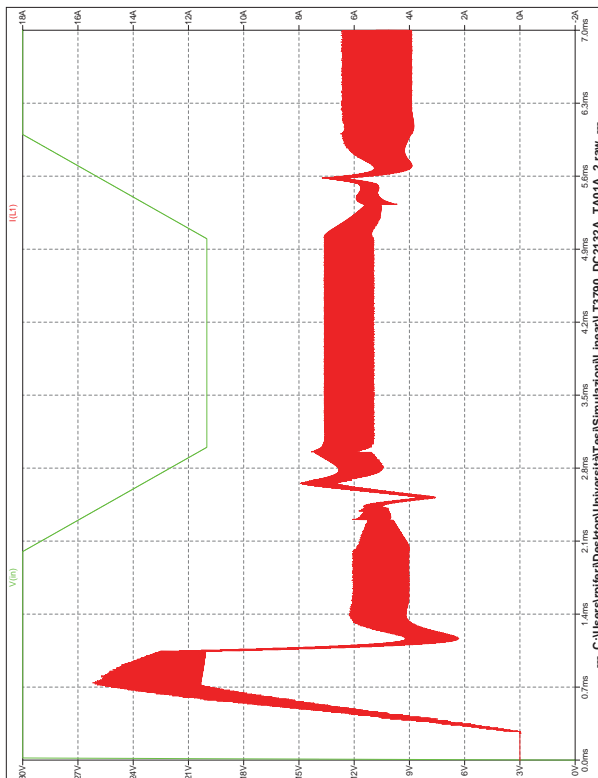
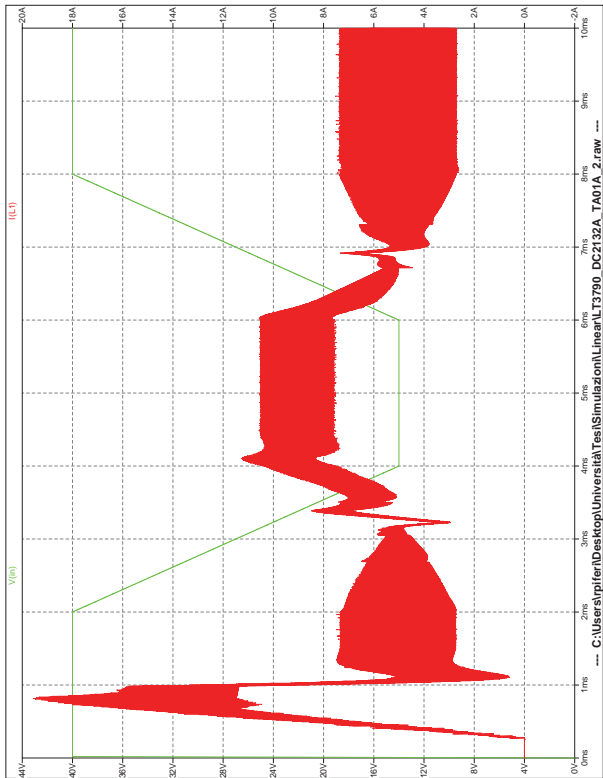
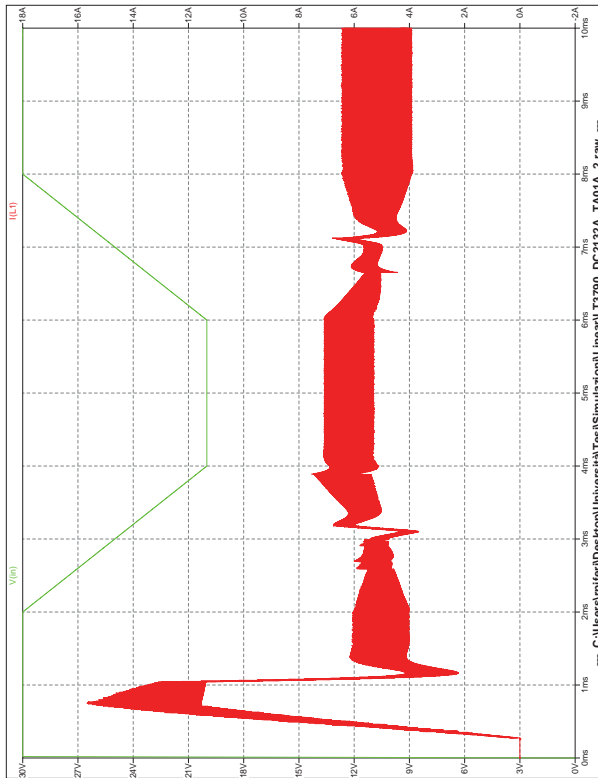
Dalle analisi effettuate è stato possibile osservare che il *ripple* di corrente è maggiore quando il convertitore opera in discesa e aumenta nelle transizioni che lo portano ad operare in modalità Buck/Boost. Inoltre si è osservato che in modalità Buck/Boost quando la tensione in ingresso scende sotto la V_{u0} la corrente sull' induttore ha delle forti ondulazioni, che sono più evidenti se la tensione in ingresso varia fra due valori molto diversi fra loro e in un breve intervallo di tempo. Probabilmente queste ondulazioni sono dovute al fatto che il controllore non gestisce correttamente i valori dei duty cycle. Durante la transizione il valore della corrente media sull' induttanza aumenta a causa dei cicli Boost quando V_{in} è ancora maggiore di V_{u0} , questo aumento della corrente media fa sì che entri in funzione il controllo in retroazione che causa

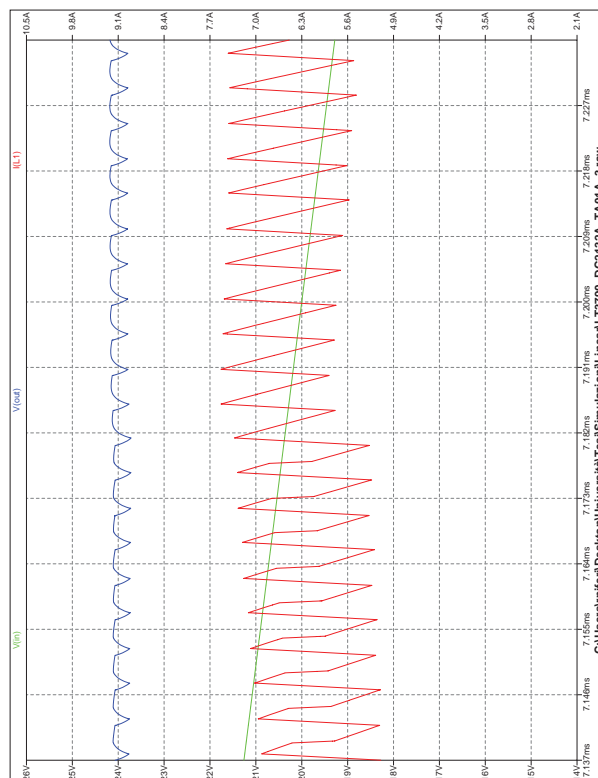
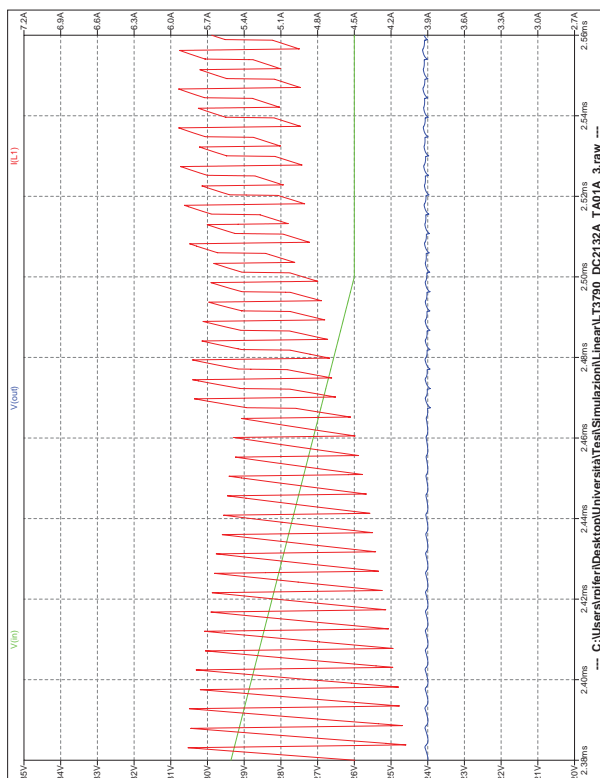
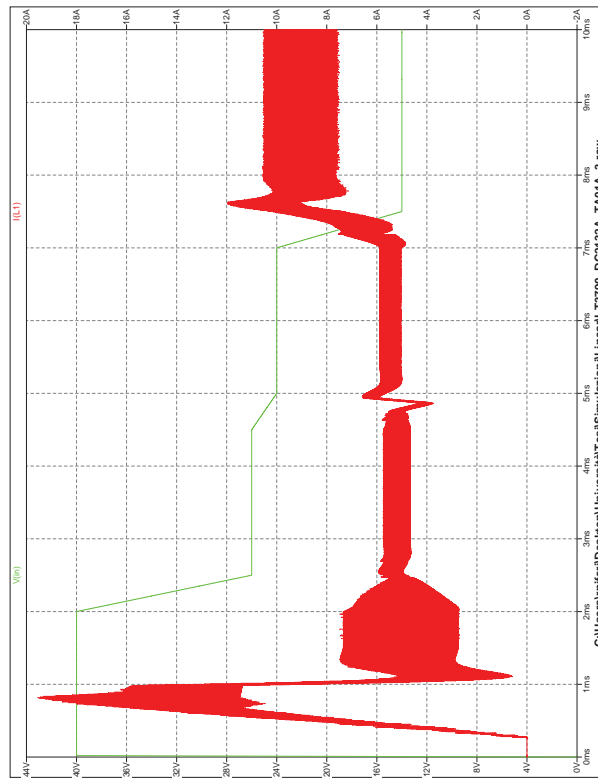
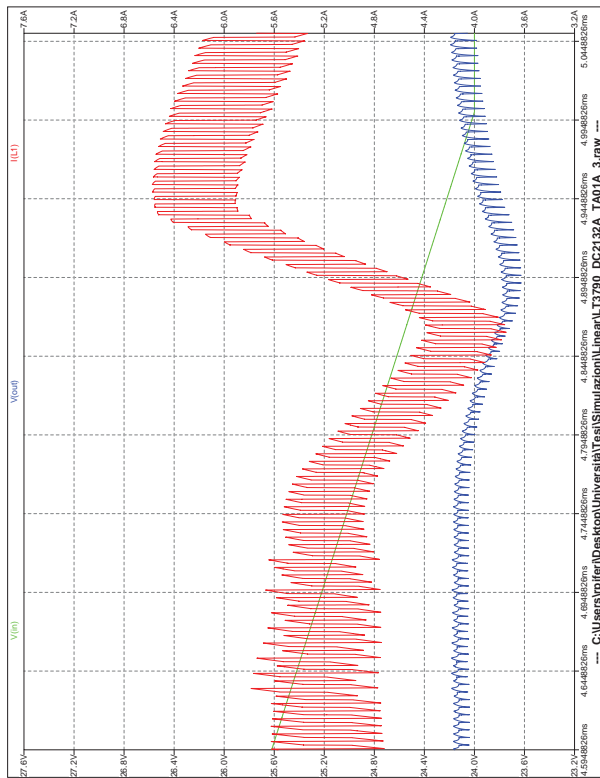
una forte ondulazione della corrente. Si può inoltre osservare che in modalità Boost il *ripple* della tensione in uscita è maggiore, questo perchè la capacità di uscita si carica con una corrente maggiore perciò raggiunge un livello di tensione più alto.

Nelle pagine che seguono sono state riportate alcune immagini ottenute dalle simulazioni effettuate.

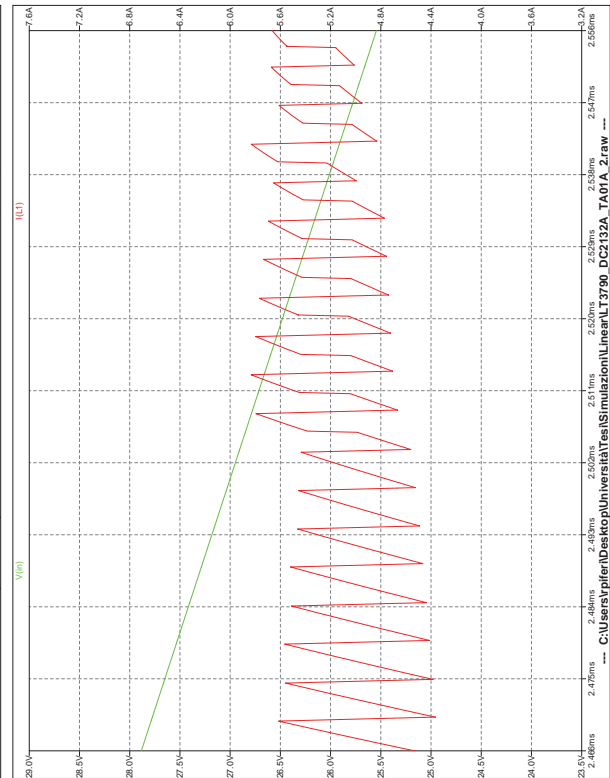
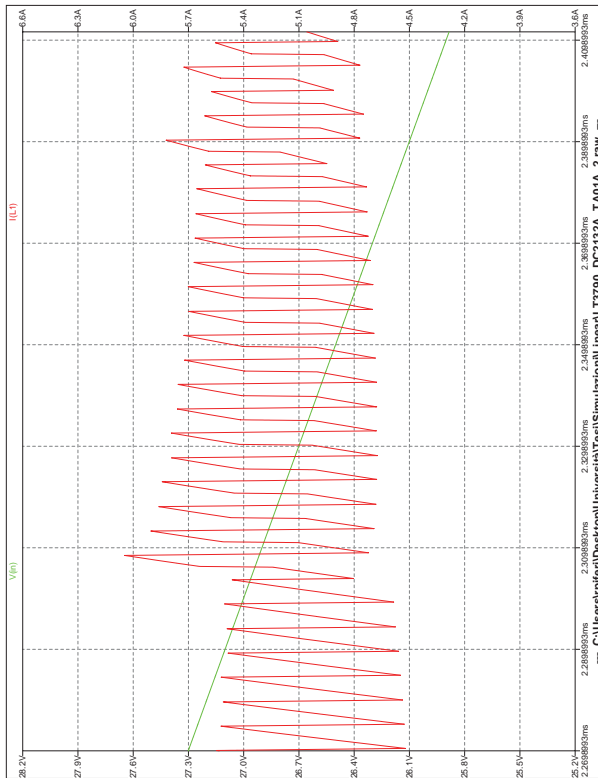
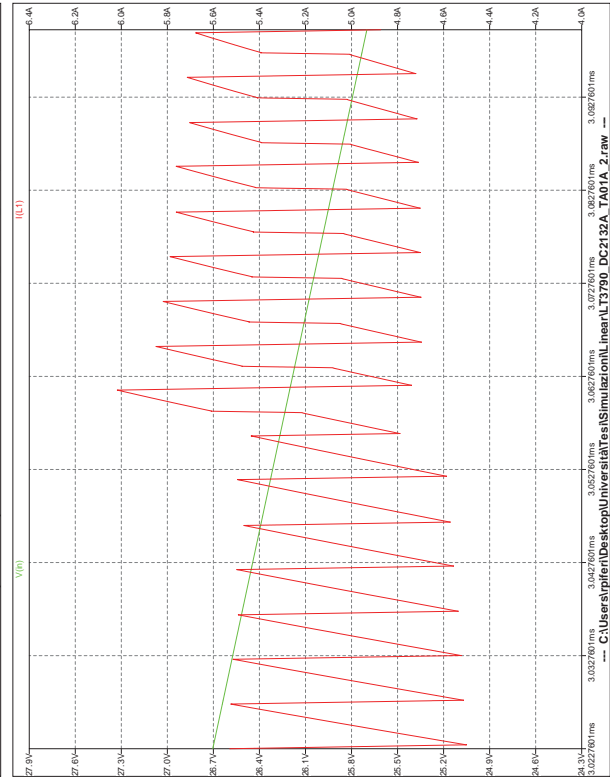
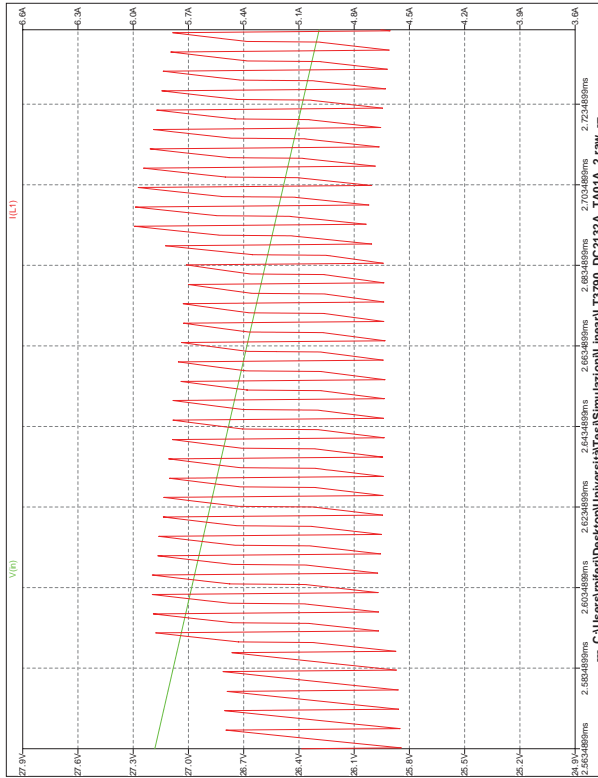
2.5. Simulazioni

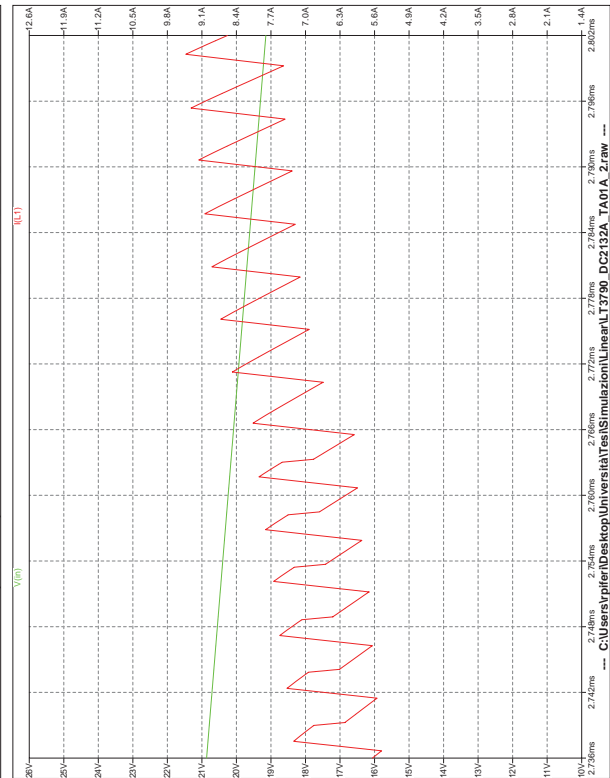
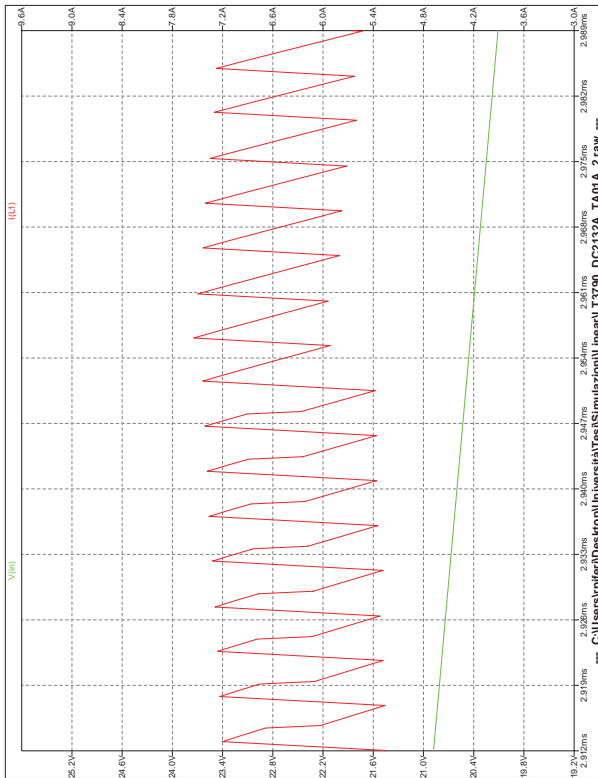
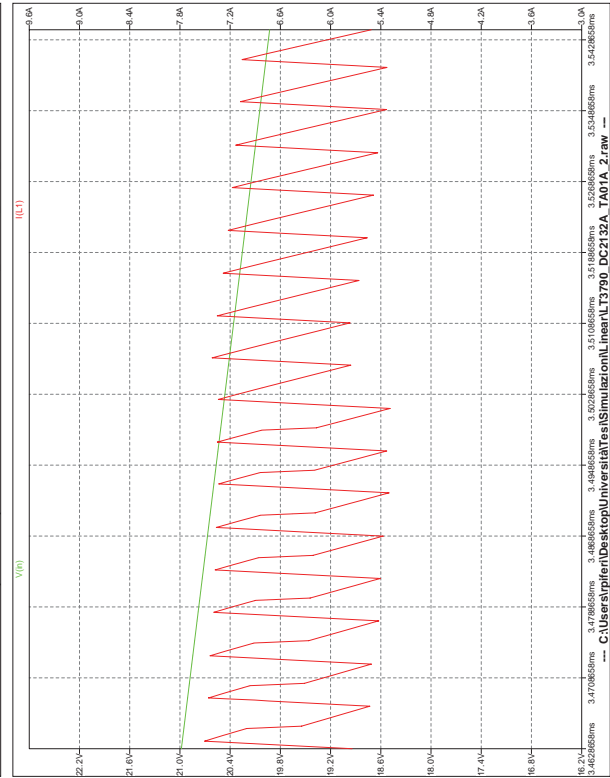
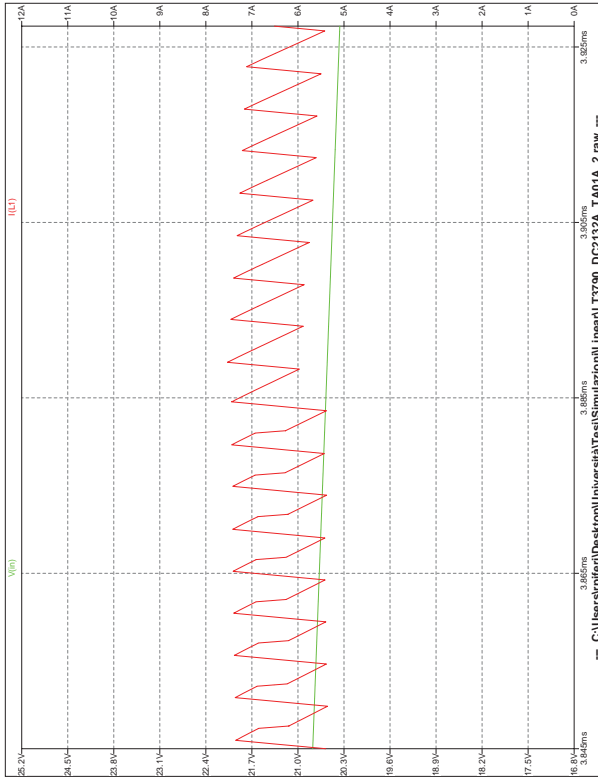
25





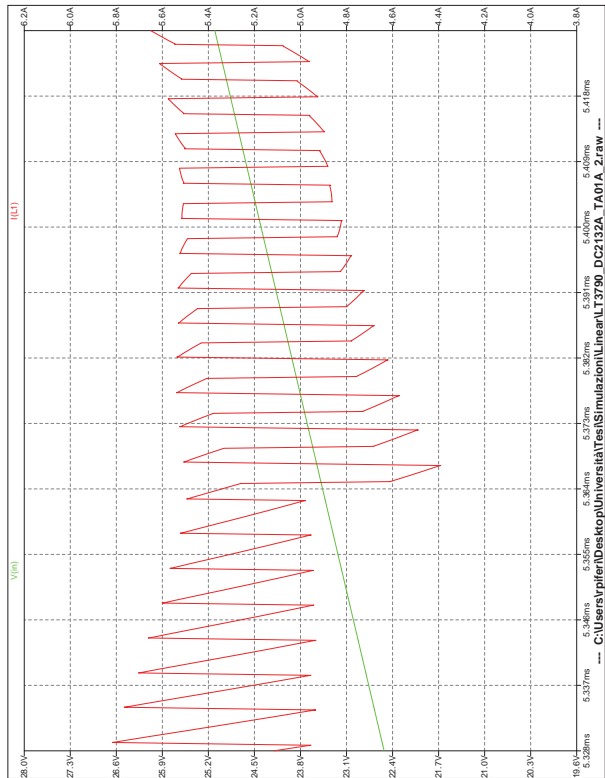
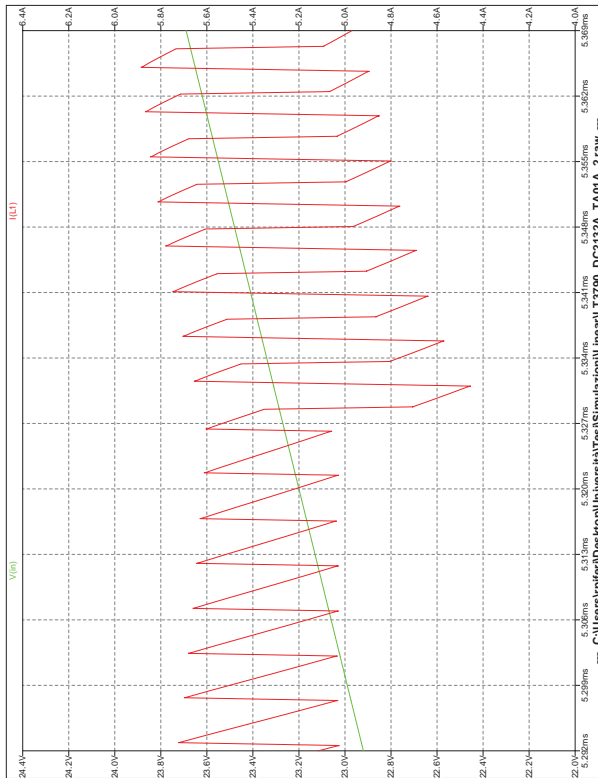
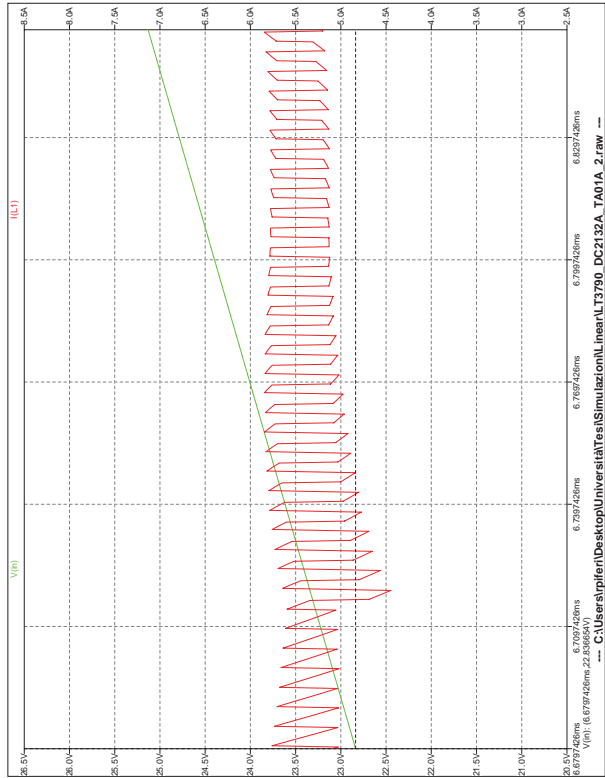
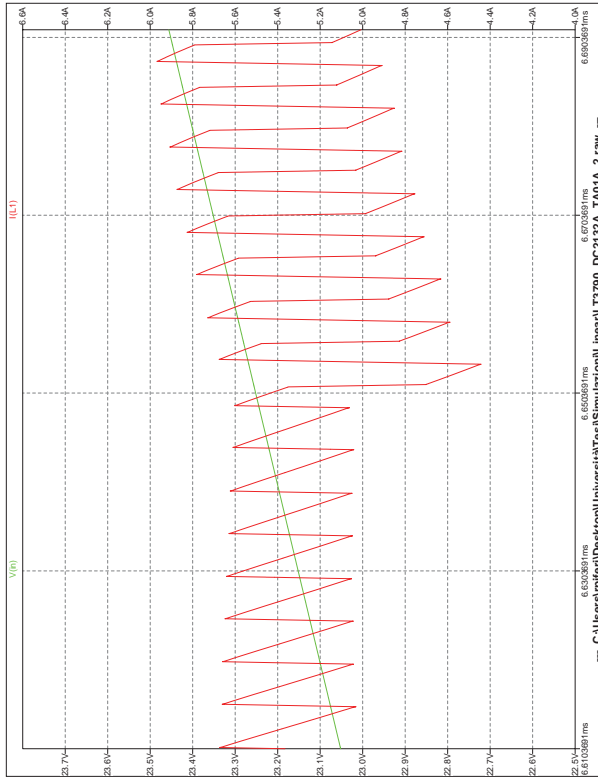
2.5. Simulazioni

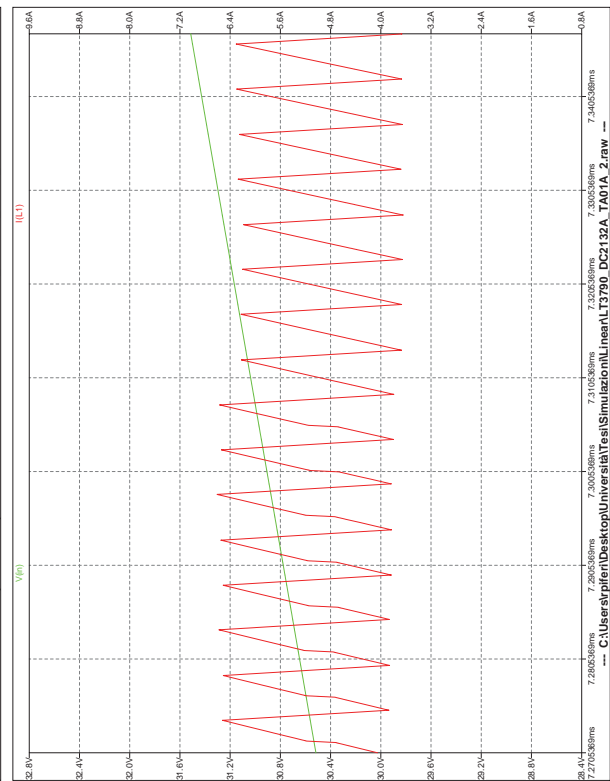
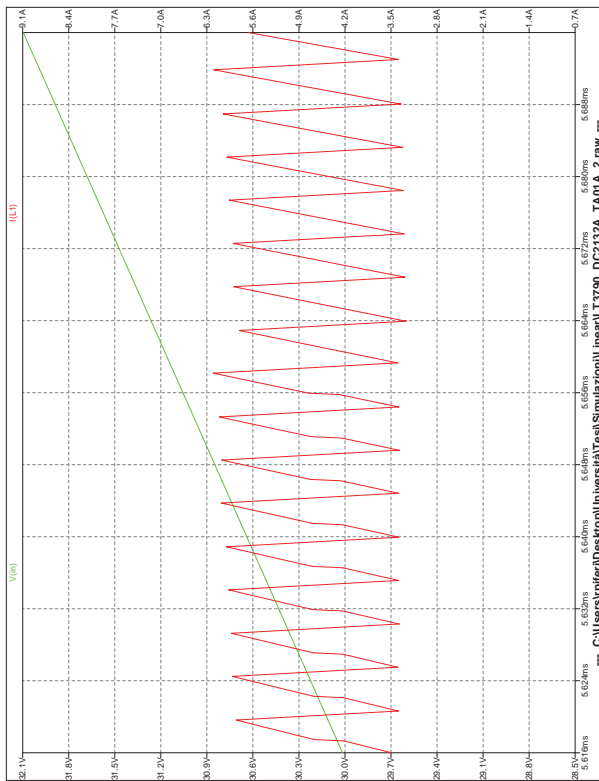




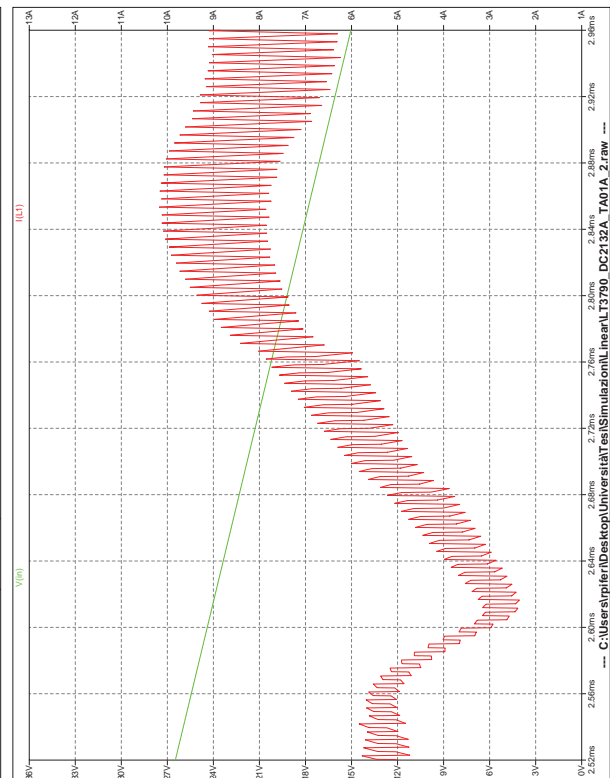
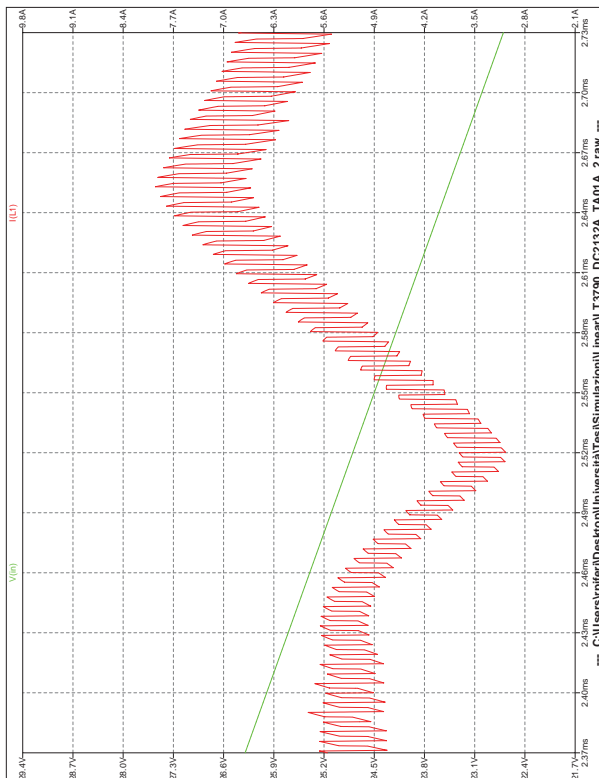
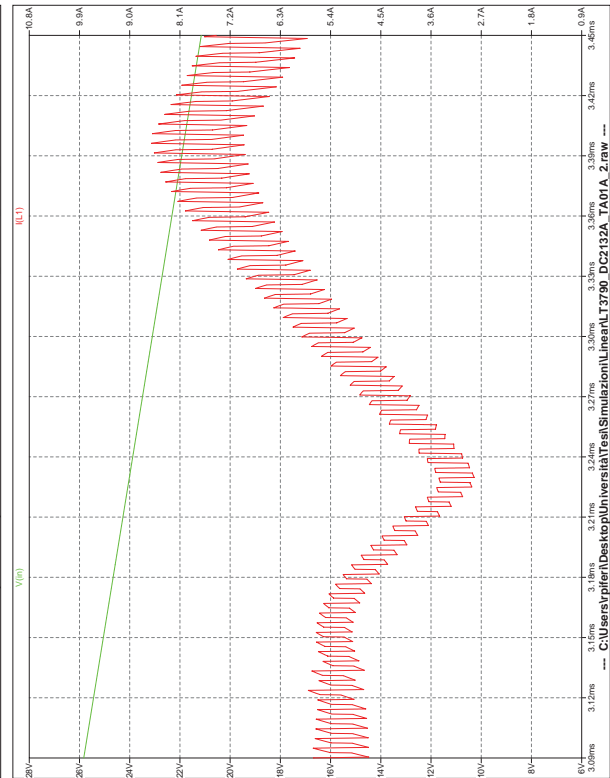
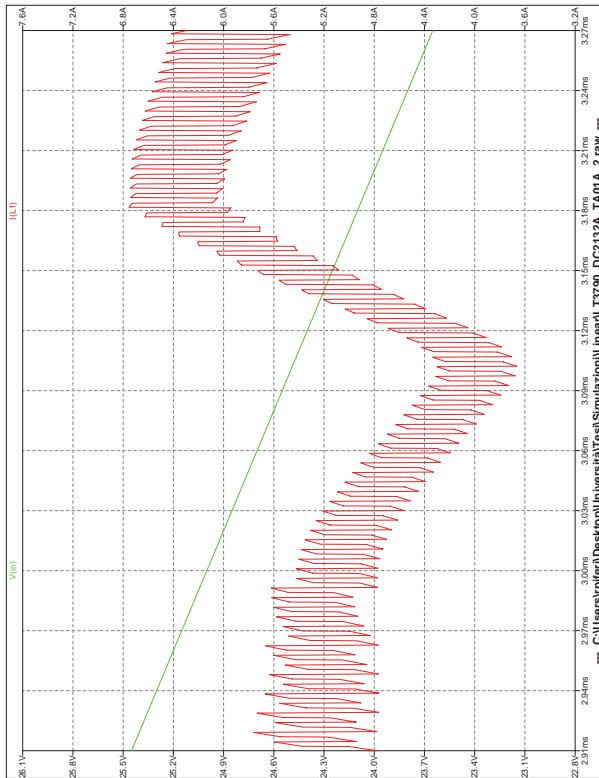
2.5. Simulazioni

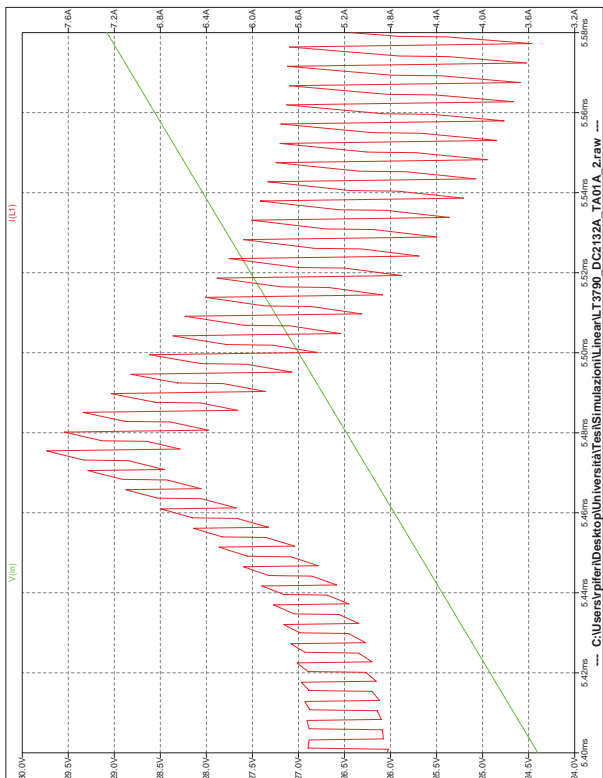
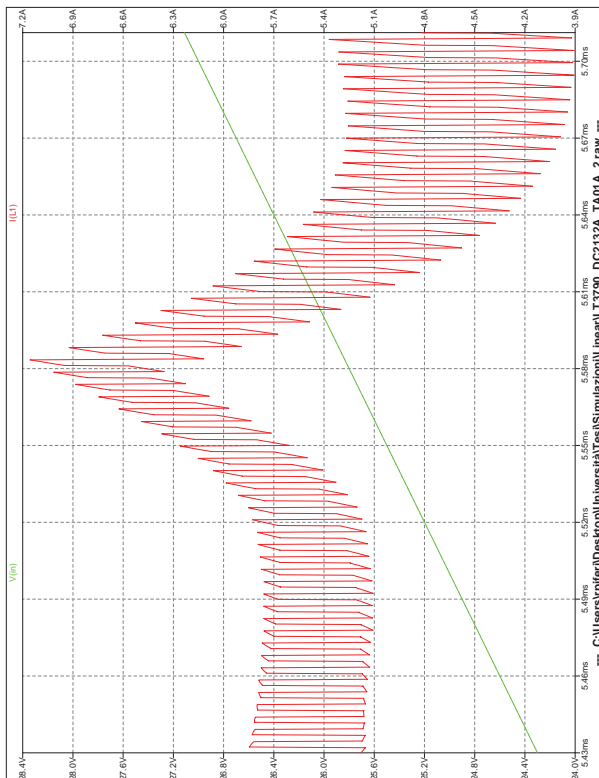
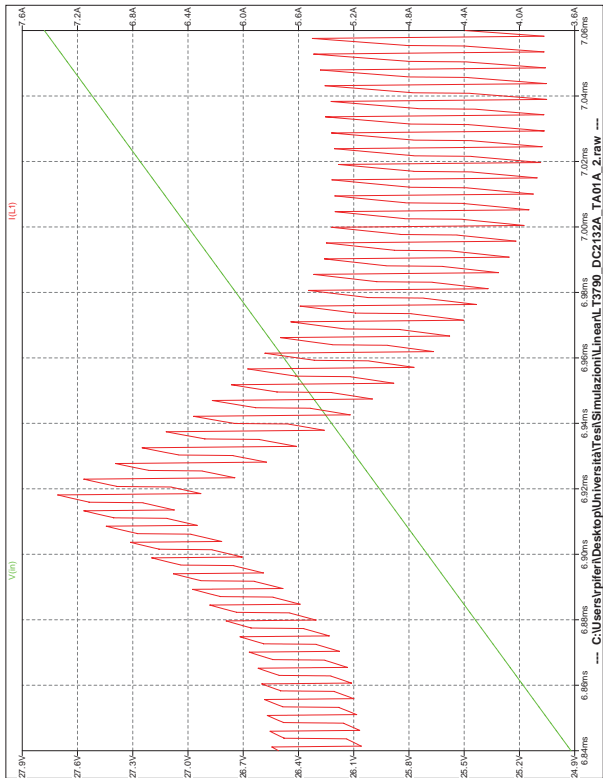
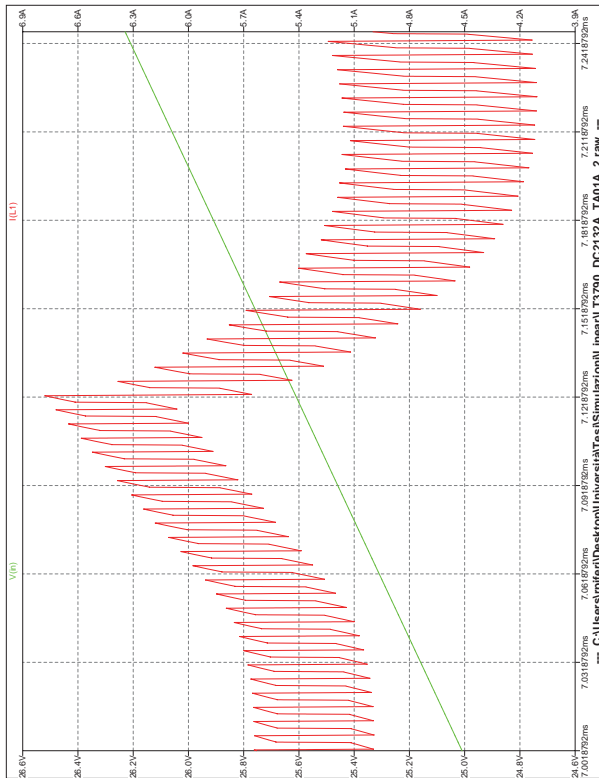
29

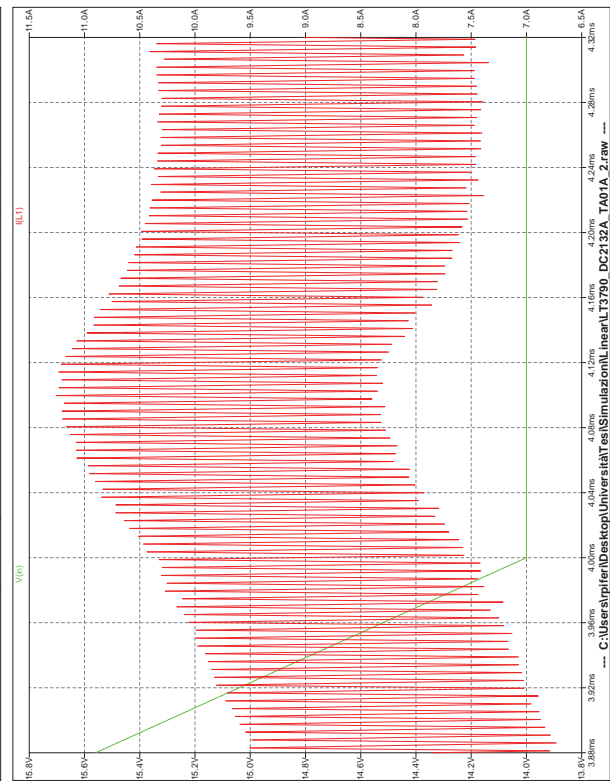
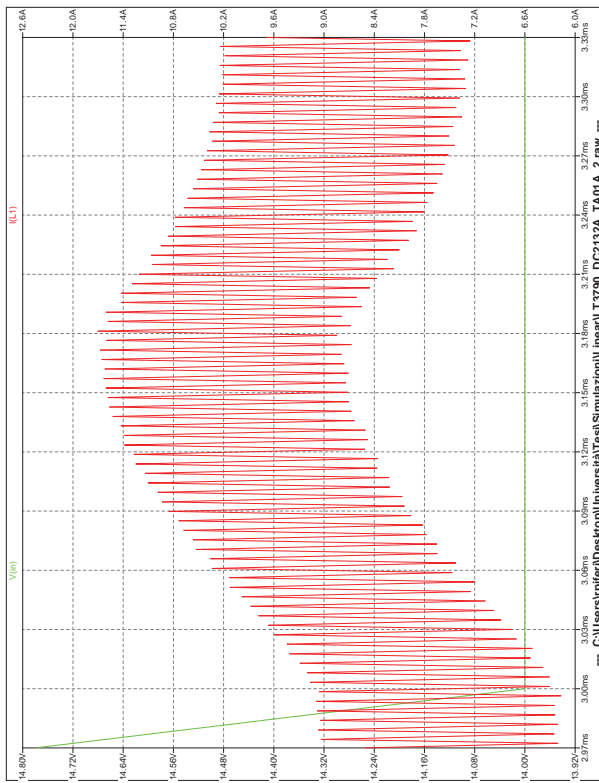




2.5. Simulazioni







Capitolo 3

Studio della modalità Buck/Boost

3.1 Introduzione

In questo capitolo verranno ricavate le equazioni che ci permetteranno di capire qual' è la relazione che c' è tra il duty cycle, il *ripple* di corrente e V_{u0}/V_{in} durante la modalità Buck/Boost.

3.2 Analisi del duty cycle

D' ora in avanti indicheremo il duty cycle del segnale di controllo dell' interruttore M1 con il simbolo D_1 , mentre utilizzeremo il simbolo D_3 per indicare il duty cycle del segnale di controllo dell' interruttore M3. Inoltre, come già fatto in precedenza, indicheremo con m il minimo duty cycle ammesso, mentre con $1 - m$ il massimo duty cycle possibile. Nel caso in cui il convertitore debba lavorare in discesa imporrò $D_3 = m$ in modo tale che l' intervallo di tempo T_{on}^{Boost} sia il minimo consentito e conseguentemente che l' intervallo T_{off}^{Boost} sia il massimo possibile. Questo perché ricordiamo che, per tensioni in ingresso circa uguali, ma maggiori di quella in uscita, il T_{on}^{Boost} deve avere la minor durata possibile perché altrimenti porterebbe

V_{u0} ad assumere un valore superiore a quello desiderato. Analogamente, nel caso i cui il convertitore debba operare in salita, imporremo $D_1 = 1 - m$ così che T_{off}^{Buck} e T_{on}^{Buck} assumano rispettivamente il minimo e il massimo valore consentito.

Nel caso in cui la tensione in ingresso sia esattamente identica a quella in uscita i valori di D_1 e di D_3 chiaramente sono uguali rispettivamente a $1 - m$ e m .

Per ricavare le equazioni si utilizzerà lo stesso procedimento utilizzato nel capitolo uno per ricavare le relazioni ingresso uscita del convertitore nelle varie modalità, ovvero ponendo uguale a zero l' integrale su un periodo della tensione ai capi dell' induttanza. Anche in questo caso lo studio verrà fatto separando due casi: uno per tensioni $V_{in} > V_{u0}$ e uno $V_{in} < V_{u0}$.

3.2.1 $V_{in} > V_{u0}$

L' andamento della tensione $v_L(t)$ è rappresentato in fig. 2.2 a pagina 19, ponendo uguale a zero il suo integrale in T si ricava:

$$V_{in}T_{on}^{Boost} + (V_{in} - V_{u0})T_{off}^{Boost} - V_{u0}T_{off}^{Buck} + (V_{in} - V_{u0})T_{on}^{Buck} = 0$$

dividendo a destra e sinistra per T

$$V_{in}m + (V_{in} - V_{u0})(1 - m) - V_{u0}(1 - D_1) + (V_{in} - V_{u0})D_1 = 0$$

$$V_{u0}D_1 + (V_{in} - V_{u0})D_1 = V_{u0} - (V_{in} + V_{u0} - V_{u0})m - (V_{in} - V_{u0})(1 - m)$$

$$(V_{u0} + V_{in} - V_{u0})D_1 = V_{u0} - V_{u0}m - (V_{in} - V_{u0})m + (V_{in} - V_{u0})m - (V_{in} - V_{u0})$$

$$V_{in}D_1 = 2V_{u0} - V_{u0}m - V_{in}$$

dividendo per V_{in} e raccogliendo V_{u0} a secondo membro si ottiene l' espressione di D_1

$$D_1 = (2 - m) \frac{V_{u0}}{V_{in}} - 1 \quad (3.1)$$

Dalla (3.1) è facile ricavare l' espressione di V_{u0}/V_{in} in funzione di D_1 :

$$\frac{V_{u0}}{V_{in}} = \frac{D_1 + 1}{2 - m}$$

3.2.2 $V_{in} < V_{u0}$

In questo caso la $v_L(t)$ la si può osservare in fig. 2.3 a pagina 21 e il suo integrale su un periodo vale:

$$V_{in}T_{on}^{Boost} + (V_{in} - V_{u0})T_{off}^{Boost} - V_{u0}T_{off}^{Buck} + (V_{in} - V_{u0})T_{off}^{Buck}$$

dividendo per T e ponendo uguale a zero si ottiene:

$$V_{in}D_3 + (V_{in} - V_{u0})(1 - D_3) - V_{u0}m + (V_{in} - V_{u0})(1 - m) = 0$$

$$V_{in}D_3 - (V_{in} - V_{u0})D_3 = V_{u0}m - (V_{in} - V_{u0})(1 - m) - (V_{in} - V_{u0})$$

$$(V_{in} - V_{in} + V_{u0})D_3 = V_{u0}m + (V_{in} - V_{u0})m - (V_{in} - V_{u0}) - (V_{in} - V_{u0})$$

$$V_{u0}D_3 = V_{in}m - 2(V_{in} - V_{u0})$$

dai cui si ricava l' espressione di D_3 in funzione di V_{u0}/V_{in}

$$D_3 = (m - 2) \frac{1}{V_{u0}/V_{in}} + 2 \quad (3.2)$$

mentre l' espressione di V_{u0}/V_{in} in funzione di D_3 è la seguente:

$$\frac{V_{u0}}{V_{in}} = \frac{m - 2}{D_3 - 2} \quad (3.3)$$

Le caratteristiche appena ricavate sono state rappresentate in fig. 3.1 nella pagina successiva. Dalle curve rappresentate si evince che il controllore degli interruttori deve rapidamente saltare da una caratteristica all'altra per non alterare il valore medio della corrente sul carico (controllo predittivo) con conseguente intervento del *feedback* in retroazione.

3.2.3 Considerazioni

Il convertitore che opera in modalità: Buck per $V_{in} \gg V_{u0}$, Buck/Boost quando $V_{in} \simeq V_{u0}$ e Boost tutte le volte che $V_{in} \ll V_{u0}$, teoricamente non ha problemi di perdita di controllo della tensione in uscita tranne nel caso in cui debba operare molto in discesa: in questo caso il duty cycle minimo m fa sì che il convertitore non sia in grado di fornire in uscita tensioni più basse di un certo livello ($V_{u0} = mV_{in}$), come si può notare dalle caratteristiche rappresentate in fig. 3.1 nella pagina seguente.

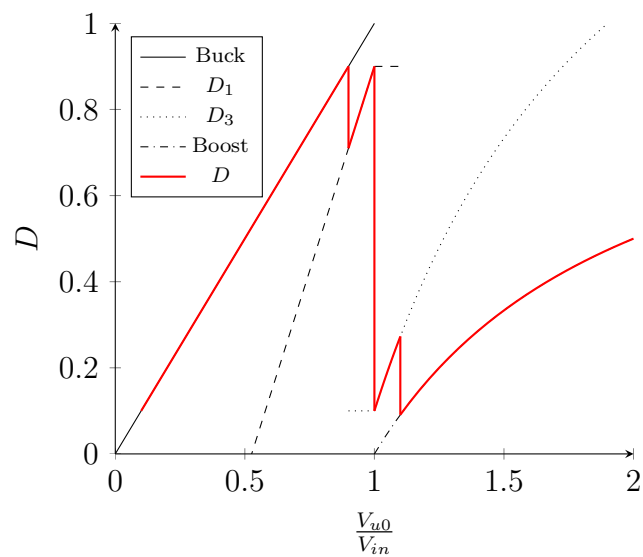
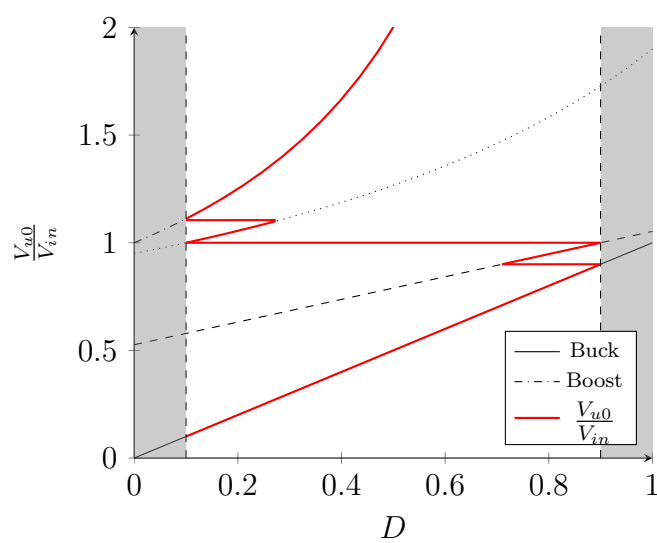
(a) $D(\frac{V_{u0}}{V_{in}})$ (b) $\frac{V_{u0}}{V_{in}}(D)$

Figura 3.1: Caratteristiche del convertitore che opera in modalità Buck, Boost e Buck/Boost per $V_{in} \simeq V_{u0}$.

3.3 Analisi del *ripple* di corrente a V_{in} costante

In questa sezione studieremo la relazione tra il *ripple* di corrente e il rapporto fra la tensione di uscita e quella in ingresso quando la tensione in ingresso è fissa e varia la tensione in uscita. Per *ripple* di corrente intenderemo la differenza in modulo tra i valori picco-picco della corrente $i_L(t)$ e ci riferiremo ad esso utilizzando il simbolo Δi_L . L'analisi verrà fatta separatamente nelle tre modalità di funzionamento.

3.3.1 Modalità Buck

Per ricavare l'espressione di Δi_L consideriamo l'intervallo di tempo T_{on} dove la tensione ai capi dell'induttanza vale:

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{u0}$$

integrando su T_{on} e dividendo per L si ottiene:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} - V_{u0}}{L} T_{on}$$

ora definendo: $f = 1/T$ e ricordando che $V_{u0} = DV_{in}$ si ricava

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{fL} (1 - D)D \quad (3.4)$$

esprimendo D in funzione di V_{u0}/V_{in} e normalizzando con V_{in}/fL

$$\frac{\Delta i_L}{V_{in}/fL} = \left(1 - \frac{V_{u0}}{V_{in}}\right) \frac{V_{u0}}{V_{in}} = \frac{V_{u0}}{V_{in}} - \left(\frac{V_{u0}}{V_{in}}\right)^2$$

ciò significa che il *ripple* di corrente normalizzato ha un andamento parabolico in funzione di D , con concavità verso il basso e un massimo pari a un quarto per $D = 0.5$.

3.3.2 Modalità Buck/Boost

Anche in questo caso conviene andare a studiare separatamente i due casi $V_{in} > V_{u0}$ e $V_{in} < V_{u0}$.

$$V_{in} > V_{u0}$$

In questo caso per ricavare l' espressione del *ripple* di corrente conviene considerare l' intervallo di tempo T_{off}^{Buck} dato che è l' intervallo di tempo in cui Δi_L è massimo. Procedendo in modo analogo a quanto già fatto per la modalità Buck si ottiene:

$$V_{u0} T_{off}^{Buck} = L \Delta i_L$$

dato che la variazione tra i valori picco-picco in questo caso assume un valore negativo il suo modulo è uguale alla variazione picco-picco col segno meno che può essere eliminato dato che è presente un meno anche a primo termine.

Segue:

$$\Delta i_L = \frac{V_{u0}}{fL} (1 - D_1) \quad (3.5)$$

ricordando la (3.1) e sostituendo si ricava:

$$\begin{aligned} &= \frac{V_{u0}}{fL} \left(1 - (2 - m) \frac{V_{u0}}{V_{in}} + 1 \right) \\ &= \frac{V_{u0}}{fL} \frac{V_{in}}{V_{in}} \left(2 - (2 - m) \frac{V_{u0}}{V_{in}} \right) \end{aligned}$$

normalizzando anche in questo caso con V_{in}/fL si ottiene

$$\frac{\Delta i_L}{V_{in}/fL} = 2 \frac{V_{u0}}{V_{in}} - (2 - m) \left(\frac{V_{u0}}{V_{in}} \right)^2$$

anche in questo caso $\frac{\Delta i_L}{V_{in}/fL}$ ha un andamento parabolico con concavità verso il basso.

$$V_{in} < V_{u0}$$

In questa condizione il *ripple* di corrente è massimo durante l' intervallo T_{on}^{Boost} , l' integrale su questo intervallo di tempo di $v_L(t)$ vale:

$$V_{in} T_{on}^{Boost} = L \Delta i_L$$

ne segue

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{fL} D_3 \quad (3.6)$$

sostituendo la (3.2) e normalizzando con V_{in}/fL

$$\frac{\Delta i_L}{V_{in}/fL} = (m - 2) \frac{1}{V_{u0}/V_{in}} + 2 \quad (3.7)$$

Dalla relazione (3.7) si intuisce che il *ripple* di corrente normalizzato ha un andamento iperbolico: per V_{u0}/V_{in} sempre più grandi di uno tende asintoticamente a due.

3.3.3 Modalità Boost

Considerando l' intervallo di tempo T_{on} dove la tensione sull' induttanza è pari a quella in ingresso e integrando su T_{on} si ha:

$$V_{in}T_{on} = L\Delta i_L$$

da cui

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{fL} D \quad (3.8)$$

ricordando che $V_{u0}/V_{in} = 1/(1 - D)$ e che quindi $D = 1 - \frac{1}{V_{u0}/V_{in}}$

$$= \frac{V_{in}}{fL} - \frac{V_{in}}{fL} \frac{1}{V_{u0}/V_{in}}$$

normalizzando con V_{in}/fL si ottiene

$$\frac{\Delta i_L}{V_{in}/fL} = 1 - \frac{1}{V_{u0}/V_{in}}$$

Questo significa che anche in questo caso il *ripple* di corrente normalizzato ha un andamento iperbolico: per V_{u0}/V_{in} sempre più grandi di uno tende asintoticamente a uno perciò cresce più lentamente del *ripple* di corrente in modalità Buck/Boost.

L' andamento di $\frac{\Delta i_L}{V_{in}/fL}$ in funzione del duty cycle nelle varie modalità di funzionamento può essere osservato in fig. 3.2 nella pagina successiva.

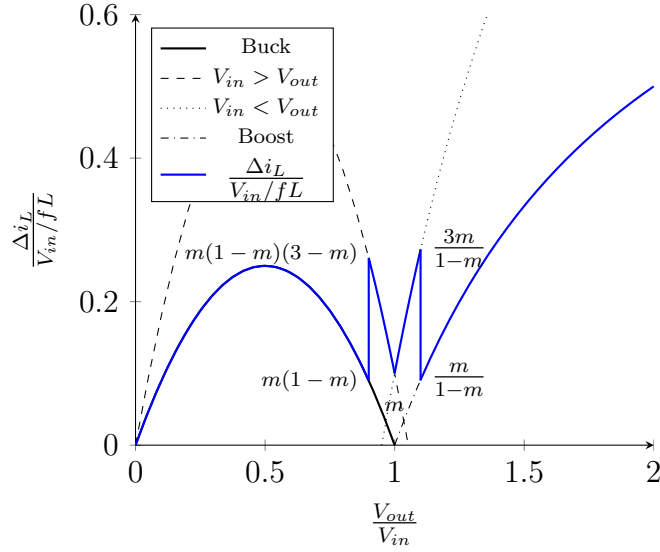


Figura 3.2: Andamento del *ripple* di corrente in funzione di V_{u0}/V_{in} a V_{in} costante.

3.3.4 Considerazioni

Dallo studio effettuato sul *ripple* è possibile ricavare il valore di *ripple* di corrente normalizzato per i valori di V_{u0}/V_{in} in cui avvengono le transizioni da una modalità all' altra. Per esempio nel caso in cui $V_{u0}/V_{in} = (1 - m)$ si ricava che $\frac{\Delta i_L}{V_{in}/fL}$ in modalità Buck è uguale a $m(1 - m)$, mentre in modalità Buck/Boost vale:

$$2(1 - m) - (2 - m)(1 - m)^2 = (1 - m)(2 - 2 + 2m + m - m^2) = m(1 - m)(3 - m)$$

Considerando che m generalmente assume un valore piccolo si può dire che nella modalità Buck/Boost il *ripple* è circa il triplo di quello che si ha in modalità Boost. Analogamente per $V_{u0}/V_{in} = 1 + m$ in modalità Buck/Boost $\frac{\Delta i_L}{V_{in}/fL}$ vale:

$$(m - 2) \frac{1}{1 + m} + 2 = \frac{m - 2 + 2 + 2m}{1 + m} = \frac{3m}{1 + m}$$

mentre nella modalità Boost si ha:

$$1 - \frac{1}{1 - m} = \frac{m}{1 + m}$$

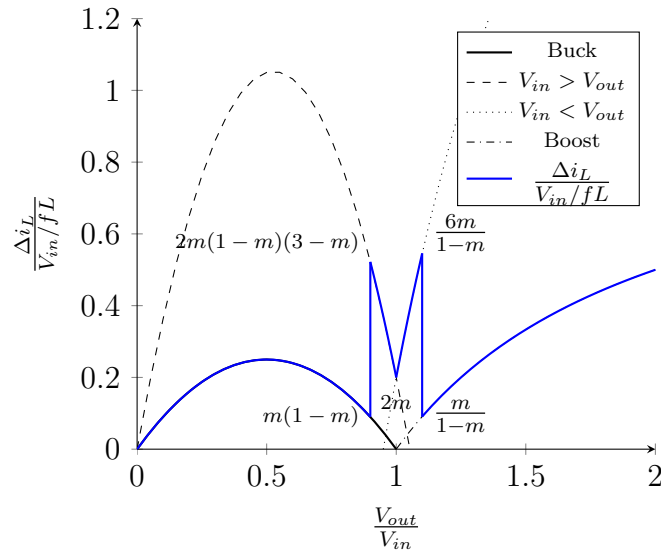


Figura 3.3: Andamento del *ripple* di corrente in funzione di V_{u0}/V_{in} con il convertitore che opera a $f/2$ in modalità Buck/Boost a V_{in} costante.

Anche in questo caso il *ripple* di corrente in modalità Buck/Boost è circa il triplo di quello in modalità Boost.

Dato che la condizione di ondulazione di corrente peggiore si ha in modalità Boost quando il convertitore opera molto in salita si può pensare di dimezzare la frequenza dei segnali di controllo degli interruttori quando $V_{in} \simeq V_{u0}$ (quindi in modalità Buck/Boost) per dimezzare il numero di commutazioni degli interruttori e conseguentemente aumentare l'efficienza. Così facendo raddoppierebbe l'ondulazione nella modalità Buck/Boost, ma sarebbe comunque minore (o perlomeno paragonabile) dell'ondulazione che si ha nel caso in cui il convertitore opera fortemente in salita. L'andamento del *ripple* normalizzato in funzione di V_{u0}/V_{in} del convertitore che opera a frequenza dimezzata in modalità Buck/Boost è rappresentato in fig. 3.3.

3.4 Analisi del *ripple* di corrente a V_{u0} costan- te

In questa sezione studieremo la relazione tra il *ripple* di corrente e il rapporto fra la tensione di uscita e quella in ingresso quando la V_{u0} è fissa mentre la V_{in} varia.

3.4.1 Modalità Buck

Sostituendo l'equazione (1.1) nella (3.4) e normalizzando con V_{u0}/fL si ottiene la seguente equazione del *ripple* di corrente normalizzato:

$$\frac{\Delta i_L}{V_{u0}/fL} = \left(1 - \frac{V_{u0}}{V_{in}}\right) \quad (3.9)$$

che è una retta a pendenza negativa.

3.4.2 Modalità Boost/Boost

Anche in questo caso analizzeremo i due casi con $V_{in} > V_{u0}$ e $V_{in} < V_{u0}$.

$$V_{in} > V_{u0}$$

In questo caso sostituendo la (3.1) nella (3.5) si ottiene:

$$\Delta i_L = \frac{V_{u0}}{fL} \left(2 - (2 - m) \frac{V_{u0}}{V_{in}}\right)$$

normalizzando con V_{u0}/fL si ottiene la seguente formula del *ripple* di corrente normalizzato:

$$\frac{\Delta i_L}{V_{u0}/fL} = 2 - (2 - m) \frac{V_{u0}}{V_{in}} \quad (3.10)$$

$$V_{in} < V_{u0}$$

Dalla (3.3) si può ricavare un'espressione di V_{in} che sostituita nella (3.6) fornisce la seguente equazione:

$$\Delta i_L = \frac{V_{u0}}{fL} \left(\frac{D_3^2 - 2D_3}{m - 2}\right)$$

sostituendo nell' equazione sopra la (3.2) e normalizzando con V_{u0}/fL si ottiene:

$$\frac{\Delta i_L}{V_{u0}/fL} = \frac{m-2}{(V_{u0}/V_{in})^2} + \frac{2}{V_{u0}/V_{in}} \quad (3.11)$$

3.4.3 Modalità Boost

Sostituendo nell' equazione del *ripple* di corrente in questa modalità l' equazione (1.2) si ottiene:

$$\Delta i_L = \frac{V_{u0}}{fL} (1-D)D$$

scrivendo D in funzione di V_{u0}/V_{in} e normalizzando con V_{u0}/fL si ottiene:

$$\frac{\Delta i_L}{V_{u0}/fL} = \frac{1}{V_{u0}/V_{in}} - \frac{1}{(V_{u0}/V_{in})^2} \quad (3.12)$$

3.4.4 Considerazioni

L' andamento del *ripple* di corrente normalizzato è rappresentato in fig. 3.4 nella pagina successiva. Dal grafico si può notare che in questo caso il *ripple* massimo di corrente si ha in modalità Buck quando il convertitore opera fortemente in discesa; inoltre i grafici ricavati confermano quanto osservato con le simulazioni nel capitolo due.

Anche in questo caso possono essere fatte le stesse considerazioni fatte nella sezione 3.3 e pensare di far operare il convertitore a frequenza dimezzata nella modalità Buck/Boost per diminuire il consumo di potenza dovuto alle commutazioni dato che in questo caso il massimo *ripple* di corrente si ha in modalità Buck quando il convertitore opera fortemente in salita.

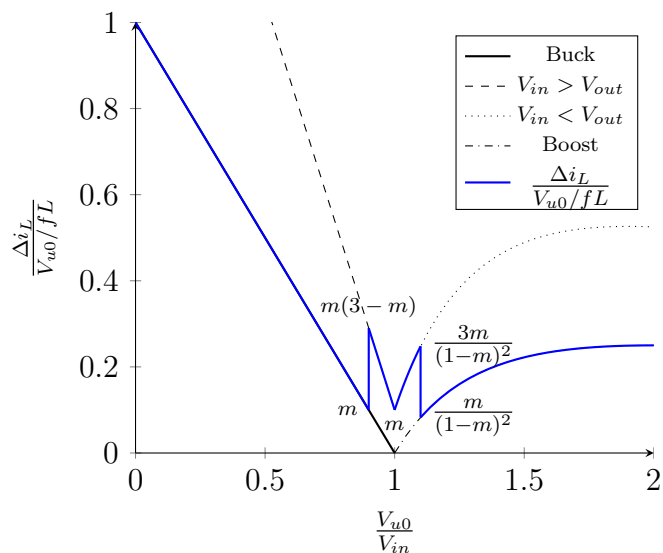


Figura 3.4: Andamento del *ripple* di corrente in funzione di V_{u0}/V_{in} a V_{u0} costante.

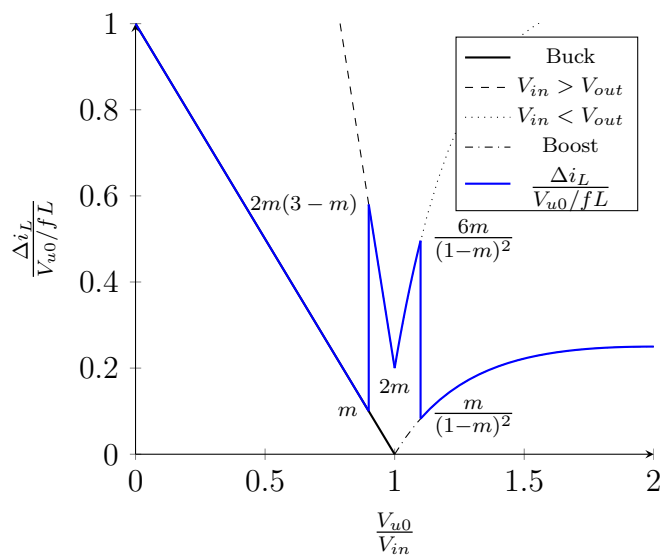


Figura 3.5: Andamento del *ripple* di corrente in funzione di V_{u0}/V_{in} con il convertitore che opera a $f/2$ in modalità Buck/Boost a V_{u0} costante.

Capitolo 4

Dimensionamento dei componenti

4.1 Introduzione

Nel quarto capitolo ricaveremo le equazioni di dimensionamento dei componenti del dispositivo. Nella pratica lo schema del convertitore non è esattamente quello mostrato in fig. 1.1 a pagina 2, ma è presente anche una capacità in ingresso detta di *by-pass* (C_{in}) connessa in parallelo. Questo condensatore è necessario in quanto, nella modalità Buck, la corrente in ingresso assume un andamento trapezoidale che potrebbe danneggiare la sorgente causando delle sovratensioni dovute alla presenza di una induttanza parassita in serie alla sorgente. In questo capitolo ci riferiremo alla capacità in uscita con il simbolo C_u .

4.2 Dimensionamento componenti reattivi

I componenti reattivi vengono utilizzati nel convertitore per realizzare dei filtri e per immagazzinare energia. In particolare le induttanze hanno una corrente che le attraversa che non può subire brusche variazioni, mentre per quanto riguarda le capacità è la tensione ai suoi capi che non può variare

istantaneamente. Perciò le equazioni che ci permettono di ottenere i valori di L e C si ricavano rispettivamente dalle espressioni dell'ondulazione della corrente e della tensione.

4.2.1 Dimensionamento di L

Analizzando le modalità Buck e Boost è possibile ricavare due vincoli di progetto per il valore dell'induttanza. Il vincolo più restrittivo sarà quello da utilizzare nel progetto.

Modalità Buck

Innanzitutto occorre stabilire qual'è il *ripple* di corrente che siamo disposti ad accettare; generalmente questo valore viene espresso in funzione della massima corrente media in uscita:

$$\Delta i_L \leq \alpha I_{u0}^{max}$$

con $\alpha \in [0.05, 0.4]$. Ricordando che il valore di Δi_L in questa modalità è dato dalla formula (3.4) e che $V_{u0} = DV_{in}$, $1 - D = (V_{in} - V_{u0})/V_{in}$:

$$L = \frac{V_{in}}{f\alpha I_{u0}^{max}}(1 - D)D = \frac{V_{u0}(V_{in} - V_{u0})}{f\alpha I_{u0}^{max}V_{in}}$$

Ne segue che il valore minimo di L deve essere:

$$L \geq \frac{V_{u0}(V_{in}^{max} - V_{u0})}{f\alpha I_{u0}^{max}V_{in}^{max}}$$

Modalità Boost

In questa modalità di funzionamento l'induttore assieme al condensatore di *by-pass* costituisce un filtro in ingresso. In questo caso l'ondulazione di corrente deve essere espressa in funzione della corrente in ingresso:

$$\Delta i_L \leq \alpha I_{in0} = \alpha \frac{I_{u0}}{1 - D} \quad (4.1)$$

Sostituendo l'equazione (3.8) nella (4.1) e isolando L si ottiene:

$$L = \frac{V_{in}}{f\alpha I_{u0}}(1-D)D = \frac{V_{in}V_{in}^{min}(V_{u0} - V_{in})}{f\alpha I_{u0}V_{u0}^2} \quad (4.2)$$

dato che $(1-D) = V_{in}/V_{u0}$ e $D = (V_{u0} - V_{in})/V_{u0}$. Dall'equazione (4.2) si ricava il limite inferiore di L ponendo $V_{in} = V_{in}^{min}$:

$$L \geq \frac{(V_{in}^{min})^2(V_{u0} - V_{in}^{min})}{f\alpha I_{u0}V_{u0}^2}$$

4.2.2 Dimensionamento di C_u

Anche in questo caso è possibile ricavare due disequazioni per le due distinte modalità.

Modalità Buck

Fino ad ora abbiamo sempre supposto che la tensione di uscita fosse costante e pari a V_{u0} in quanto perfettamente regolata. Chiaramente nella realtà questo non accade e la tensione $v_u(t)$ presenta un *ripple* che indicheremo con il simbolo Δv_u . Ricordando che

$$\Delta v_u = \frac{\Delta Q}{C_u} \quad (4.3)$$

e visto che la corrente sul condensatore $i_C(t)$ si può approssimare con un andamento triangolare vale:

$$\Delta Q = \frac{\Delta i_C}{8f} \quad (4.4)$$

con Δi_C la differenza picco-picco in modulo della corrente sul condensatore che approssimativamente coincide con Δi_L . Sostituendo la (4.4) nella (4.3), ricordando l'espressione (3.4) e isolando C_u si ottiene:

$$C_u = \frac{V_{in}(1-D)D}{8f\Delta v_u} = \frac{V_{u0}(V_{in} - V_{u0})}{8f\Delta v_u V_{in}}$$

Ponendo $V_{in} = V_{in}^{min}$ si ottiene il limite inferiore per C_u in modalità Buck:

$$C_u \geq \frac{V_{u0}(V_{in}^{min} - V_{u0})}{8f\Delta v_u V_{in}^{min}}$$

Modalità Boost

In questo caso è possibile affermare che la tensione in uscita $v_u(t)$ abbia un andamento circa triangolare, pertanto Δv_u può essere calcolato come segue:

$$\Delta v_u = \frac{I_{u0} T_{on}}{C_u} = \frac{I_{u0} D}{f C_u} \quad (4.5)$$

Ricavando C_u dalla (4.5) e ricordando che in questa modalità vale $D = (V_{u0} - V_{in})/V_{u0}$ si ricava:

$$C_u = \frac{I_{u0}(V_{u0} - V_{in})}{f \Delta v_u V_{u0}}$$

Ponendo $V_{in} = V_{in}^{min}$ si ottiene il limite inferiore per C_u in modalità Boost.

$$C_u \geq \frac{I_{u0}(V_{u0} - V_{in}^{min})}{f \Delta v_u V_{u0}}$$

4.2.3 Dimensionamento di C_{in}

Come è già stato detto questa capacità viene inserita in parallelo alla sorgente per compensare degli effetti parassiti di tipo induttivo che, a causa dell'andamento impulsivo della corrente in ingresso durante la modalità in discesa, potrebbero causare delle sovratensioni che danneggerebbero il dispositivo e la sorgente. A meno che questi effetti induttivi non siano particolarmente importanti conviene utilizzare un condensatore ceramico con una piccola resistenza serie equivalente (ESR) al fine di ridurre la potenza dissipata per effetto Joule. Questo prolunga la vita del dispositivo e fa sì che non diminuisca l'efficienza del convertitore. Per scegliere il componente giusto bisogna conoscere la corrente efficace (RMS: *Root Mean Square*) che attraverserà il dispositivo. Supponendo che la capacità inserita filtri perfettamente la componente ondulatoria della $i_{in}(t)$ il valore della corrente efficace che scorre sul condensatore di *by-pass* è dato dall'equazione (4.6).

$$I_{C_{in}}^{RMS} = \sqrt{(1 - D) \left(\frac{I_{in0}}{D} \right)^2 + D \left[\left(\frac{1}{D} - 1 \right)^2 I_{in0}^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]} \quad (4.6)$$

4.3 Dimensionamento degli interruttori

Gli interruttori in questo convertitore vengono implementati da dei transistor MOS (MOS: *Metal Oxide Semiconductor*) di potenza. I parametri fondamentali di cui bisogna tenere conto sono: la tensione di *breakdown* (V_{BK}), la resistenza di conduzione (R_{DSon}) e la massima corrente che può attraversare il dispositivo (I_{DS}^{max}).

La massima tensione che l' interruttore M1 deve sopportare quando è spento è pari alla tensione d' ingresso meno la caduta ai capi di M2 quando esso conduce; dato che questa tensione generalmente assume un valore molto basso può essere trascurata: ciò significa che sceglierò dei dispositivi con una tensione di *breakdown* $V_{BK} > V_{in}$. Per evitare eccessivi surriscaldamenti che potrebbero danneggiare il dispositivo occorre che la resistenza di conduzione abbia un valore molto basso (per un' analisi più dettagliata si veda la sezione 4.3.1). Per quanto riguarda la corrente è necessaria la conoscenza sia della corrente media, che dei valori di picco ed efficaci. Nel caso di M1 la condizione più svantaggiosa si ha quando $V_{in} \ll V_{u0}$ dato che in questo caso conduce per l' intero periodo ed è attraversato dalla corrente in ingresso che assume un valore molto elevato. La corrente media in queste condizioni di funzionamento vale:

$$I_{M10} = I_{in0} = \frac{I_{u0}}{1-D} = \frac{V_{u0}}{V_{in}} I_{u0}$$

Inoltre la corrente che scorre su M1 è uguale alla $i_L(t)$, perciò il suo valore di picco è dato dall' equazione (4.7). Dato che la corrente su M1 assume un andamento triangolare il suo valore efficace può essere calcolato con la (4.8).

$$\hat{I}_{M1} = I_{in0} + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{u0}}{V_{in}} I_{u0} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.7)$$

$$I_{M1}^{RMS} = \sqrt{\left(\frac{V_{u0}}{V_{in}} I_{u0}\right)^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}}\right)^2} \quad (4.8)$$

Passiamo ad analizzare M2 (MOS sincrono): quando è aperto ha una caduta di tensione massima che è circa pari alla V_{in} (trascurando la tensione

di conduzione di M1). La corrente media massima che scorre su di esso si ha quando il convertitore lavora molto in discesa ed è data dalla seguente equazione:

$$I_{M20} = (1 - m)I_{u0}$$

Il picco di corrente massimo lo si può calcolare con la (4.9). Il valore efficace invece è fornito dalla (4.10) dato che la corrente su M2 ha un andamento trapezoidale.

$$\hat{I}_{M2} = I_{u0} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.9)$$

$$I_{M2}^{RMS} = \sqrt{(1 - m) \left[I_{u0}^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]} \quad (4.10)$$

I transistor M3 ed M4 invece devono avere $V_{BK} > V_{u0}$ dato che quando sono aperti su di loro si ha una caduta di potenziale pari alla tensione di uscita. La massima corrente media che scorre attraverso M4 (MOS sincrono) è data dalla (4.11) e si ha quando il convertitore opera in discesa dato che in questo caso l' interruttore rimane acceso per l' intero periodo.

$$I_{M40} = I_{u0} \quad (4.11)$$

Per quanto riguarda M3 la sua massima corrente media si ha quando $V_{in} \ll V_{u0}$ e vale:

$$I_{M30} = DI_{in0} = \frac{D}{1 - D} I_{u0} = \frac{V_{u0} - V_{in}}{V_{in}} I_{u0}$$

Il picco di corrente massimo per M3 si ha quando il convertitore opera fortemente in salita ed è uguale a quello dell' interruttore M1. Per quanto riguarda M4 il suo massimo picco di corrente coincide con quello di M2. I valori efficaci delle correnti di M3 ed M4 invece sono calcolabili rispettivamente con le equazioni (4.12) e (4.13).

$$I_{M3}^{RMS} = \sqrt{D \left[\left(\frac{V_{u0}}{V_{in}} I_{u0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]} = \sqrt{\frac{V_{u0} - V_{in}}{V_{u0}} \left[\left(\frac{V_{u0}}{V_{in}} I_{u0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]} \quad (4.12)$$

$$I_{M4}^{RMS} = \sqrt{I_{u0}^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} \right)^2} \quad (4.13)$$

4.3.1 Analisi della potenza dissipata

Un aspetto importante che deve essere tenuto in considerazione per la scelta degli interruttori è la loro potenza dissipata. La potenza dissipata dai dispositivi di potenza che operano come interruttori è costituita da due termini: uno legato alla fase di conduzione, l'altro alle commutazioni. Le perdite di conduzione sono dovute al fatto che l'interruttore, non essendo ideale, ha ai suoi capi una caduta di potenziale anche quando è chiuso; questo fa sì che su di esso si dissipi potenza per effetto Joule. Le perdite di commutazione invece sono dovute ad un'altra non idealità che fa in modo che il dispositivo non commuti istantaneamente, ma con un certo transitorio (questa non idealità è già nota ed è la stessa che causa la perdita di controllo della tensione di uscita). Dato che durante questo intervallo di tempo la tensione ai capi del dispositivo è non nulla e che è attraversato da una corrente, esso dissipa della potenza. Evidentemente le perdite di commutazione saranno tanto più elevate quanto è elevata la frequenza a cui commutano gli interruttori. Di seguito verranno analizzate quali sono le condizioni di funzionamento che determinano il massimo consumo di potenza dei vari interruttori e verranno fornite delle equazioni per calcolarne il valore.

M1

Come è già stato illustrato nel capitolo 1 questo interruttore nella modalità Buck è chiuso solamente durante l'intervallo di tempo T_{on} , mentre è sempre attivo durante il funzionamento in salita. Dallo studio effettuato fino ad ora è facile intuire che questo dispositivo dissipa la massima potenza nel caso in cui il convertitore debba operare fortemente in salita ($V_{in} \ll V_{u0}$). In questo caso infatti, a parità di potenza in ingresso, la V_{in} è la minima possibile, perciò si ha la massima corrente media in ingresso. La massima potenza dissipata dall'interruttore M1 sarà data solo dalle perdite di conduzione quando a commutare è il LEG con M3 (modalità Boost) e la si può

calcolare con la formula seguente:

$$P_{dissM1} = \left(I_{M1}^{RMS}\right)^2 R_{DSon}$$

M2

Il dispositivo M2 si comporta come interruttore sincrono e si accende solamente quando l' interruttore M1 è completamente spento, pertanto non ha perdite dovute alle commutazioni. Durante la modalità di funzionamento in salita M2 è sempre aperto perciò non dissipa potenza. Il suo consumo di potenza massimo si ha quando il convertitore lavora fortemente in discesa ($V_{in} \gg V_{u0}$) e dato che, sotto questa condizione, l' intervallo di tempo T_{off} è il massimo consentito e il dispositivo conduce quasi per l' intero periodo. Il consumo limite massimo di potenza di M2 può essere calcolato come segue:

$$P_{dissM2} = \left(I_{M2}^{RMS}\right)^2 R_{DSon}$$

M3

L' interruttore M3 non dissipa potenza durante la modalità Buck dato che è sempre aperto. Il consumo massimo di potenza invece avviene nel caso in cui $V_{in} \ll V_{u0}$ dato che il dispositivo deve condurre quasi per l' intero periodo e effettuare delle commutazioni; inoltre esso è attraversato da una corrente che è circa pari alla massima corrente disponibile in ingresso. La sua potenza dissipata è calcolabile con la formula (4.14) dove compaiono sia il termine delle perdite di conduzione sia quello dovuto alle commutazioni; il simbolo t_{com} rappresenta il tempo di commutazione del MOS M3.

$$P_{dissM3} = \left(I_{M3}^{RMS}\right)^2 R_{DSon} + I_{M3}^{RMS} V_{u0} t_{com} f \quad (4.14)$$

M4

Il transistor M4 è l' interruttore sincrono di M3, dunque proprio come per M2 non ha perdite dovute alle commutazioni. In questo caso il consumo massimo di potenza avviene durante la modalità Buck dato che il dispositivo

in questa fase rimane chiuso per l'intero periodo. La sua massima potenza dissipata è data dalla seguente equazione:

$$P_{dissM4} = \left(I_{M4}^{RMS} \right)^2 R_{DSon}$$

Capitolo 5

Conclusioni

Nel capitolo uno è stato analizzato il funzionamento del convertitore nelle modalità Buck, Boost e Buck-Boost. Si è parlato del problema del controllo della tensione in uscita per valori della $V_{in} \simeq V_{u0}$ e del fatto che è preferibile evitare il funzionamento in modalità Buck-Boost per limitare le perdite di commutazione sugli interruttori M1 ed M3. Nel capitolo due è stato studiato il funzionamento del convertitore nella modalità interleaved Buck/Boost sia per V_{in} maggiori che minori della V_{u0} . Dallo studio effettuato si evince che il controllore dovrà gestire in maniera adeguata il duty cycle nella modalità interleaved Buck/Boost per evitare che la corrente media sull' induttanza assuma un valore diverso da quello desiderato. Si è osservato che comunque il consumo di potenza dovuto alle commutazioni di M1 e M3 in modalità Buck/Boost è elevato dato l' aumentato numero delle commutazioni. Inoltre, dalle simulazioni effettuate con lo schematico demo fornito dalla Linear Technology è stato osservato che il *ripple* sulla corrente dell' induttanza varia in base alla modalità di funzionamento e al valore della tensione in ingresso. Per questo motivo nel terzo capitolo è stato studiato l' andamento del *ripple* della corrente nelle varie modalità che ci ha permesso di ottenere dei grafici che confermano quanto osservato con le simulazioni. Questa analisi ci ha portato a pensare che il problema del calo di efficienza dovuto alle perdite di commutazione di M1 ed M3 potrebbe essere risolto dimezzando

la frequenza di commutazione in modalità interleaved Buck/Boost. Inoltre è stata ricavata la caratteristica del convertitore che opera in modalità interleaved Buck/Boost per $V_{in} \simeq V_{u0}$ da cui si evince che il controllore deve operare in maniera predittiva al momento della transizione tra una modalità e un' altra per evitare che la corrente media sull' induttanza assuma valori discontinui. Salti di corrente infatti innescherebbero transitori sulla tensione di uscita che il *feedback* in retroazione cercherebbe di controllare in una maniera “ Brusca ” che dipende dalla sua rete compensatrice al fine di riportare la corrente media al valore desiderato.

In conclusione con questa tesi è stato compreso che per valori di tensione in ingresso $V_{in} \simeq V_{u0}$ si può evitare il problema della perdita di controllo della tensione in uscita, senza produrre un eccessivo calo dell' efficienza, introducendo una modalità di funzionamento interleaved Buck/Boost in cui gli interruttori M1 e M3 commutano con frequenza dimezzata. Così facendo aumenterebbe notevolmente il *ripple* di corrente in modalità interleaved Buck/Boost e si complicherebbe il controllore. Si è comunque verificato che il *ripple* rimarrebbe sotto il valore massimo che si ha quando il convertitore opera molto in salita. Inoltre realizzando il controllore in modo tale che si accorga preventivamente che la tensione in ingresso ha assunto un valore prossimo al valore della tensione in uscita porterebbe la corrente media dell' induttore a subire meno variazioni riducendo l' effetto ondulatorio prodotto dal *feedback* in retroazione.

Questo convertitore sta trovando largo impiego in sistemi alimentati da batterie proprio per la sua capacità di lavorare sia in salita che in discesa: infatti la tensione ai capi di una batteria varia in base al suo stato di carica, perciò è necessario utilizzare un convertitore che è in grado di operare per diversi valori della tensione in ingresso. In queste applicazioni il problema del calo di efficienza per $V_{in} \simeq V_{u0}$ produce un grosso svantaggio dato che, per la maggior parte del tempo, la tensione erogata dalla batteria assume un valore simile al valore della tensione in uscita al convertitore.

Bibliografia

- [1] Young-Joo Lee, Alireza Khaligh e Ali Emadi: “*A Compensation Technique for Smooth Transitions in Non-inverting Buck-Boost Converter*” pubblicato in *Power Electronics, IEEE Transactions* pubblicato il 02 febbraio 2009 in Volume:24, Issue:4 pagine: 1002 - 1015.
- [2] Boopathy.K, Dr.Bhoopathy Bagan .K: “*A Novel Method of Implementing Real-Time Buck Boost Converter with Improved Transient Response for Low Power Applications*” pubblicato in *2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA2011), September 25-28, 2011, Langkawi, Malaysia*.
- [3] Michael Green: *Design Calculations for Buck-Boost Converters, Application Report SLVA535A, August 2012, Revised September 2012*.
- [4] Linear Technology: *LT3790 60V Synchronous 4-Switch Buck-Boost Controller datasheet*.
- [5] Fabio Filicori, Giorgio Vannini: *Elettronica industriale, Convertitori DC/DC operanti in commutazione, Luglio 1999*.