

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

Corso di Laurea in

**8196 INGEGNERIA ELETTRONICA, INFORMATICA E DELLE
TELECOMUNICAZIONI**

Analisi e progetto del Z-Source Buck Converter

Elaborato in

ELETTRONICA INDUSTRIALE

Relatore:

Prof. RUDI PAOLO PAGANELLI

Presentata da:

ENRICO PIERLEONI

Sessione I

Anno Accademico 2017-2018

CONVERTITORE CHOPPER-BUCK

CONVERTITORE Z-SOURCE

SHOOT-THROUGH

LEGGE DI COMMUTAZIONE

SINGLE LEG Z-SOURCE

Indice

Introduzione	1
1. Convertitore Chopper-Buck	3
1.1 Progetto tradizionale del convertitore Chopper – Buck	3
1.2 Simulazioni al variare dell'impedenza di carico	9
2. Convertitore Z-Source Chopper-Buck	13
2.1 Introduzione	13
2.2 Scelta dei comandi con inclusione dello Shoot-Through	15
2.3 Possibili stati di funzionamento della rete Z-Source	17
2.4 Equazioni valide per qualsiasi stato degli interruttori	18
2.5 Analisi delle forme d'onda desiderate	21
2.6 Intervallo di Shoot-Through dinamico	24
2.7 Intervallo di Non-Shoot-Through	25
2.7.1 Stato di Non-Shoot-Through (T_{OPEN})	26
2.7.2 Stato di Non-Shoot-Through (T_{ACTIVE})	27
2.8 Livello di tensione sui condensatori e <i>Boost-factor</i>	28
2.9 Livello di corrente sugli induttori	30
3. Stati anomali del convertitore Chopper Z-Source	32
3.1 Analisi del caso ACTIVE statico	32
3.2 Analisi del caso OPEN statico	34
3.3 Analisi del caso Shoot-Through statico	36

4. Analisi di comportamenti anomali	39
4.1 Analisi in condizioni di carico pesante ($R_L = 0,5 \Omega$).....	39
4.2 Analisi con carichi leggeri ($R_L = 2 \Omega, 5 \Omega, 100 \Omega$)	42
4.3 Comportamento del circuito al variare di D e D_{ST}	46
4.3.1 Caso con $D = 0,32$ e $D_{ST} = 0,1$	46
4.3.2 Caso con $D = 0,24$ e $D_{ST} = 0,2$	48
4.3.3 Caso con $D = 0,16$ e $D_{ST} = 0,3$	50
4.3.4 Caso con $D = 0,4$ e $D_{ST} = 0,0$	52
Conclusioni	55
Bibliografia	57
Ringraziamenti	58

Introduzione

I convertitori elettronici di potenza operanti in commutazione generalmente operano a partire da sorgenti o di tensione o di corrente. Recentemente si sono studiati convertitori che all'ingresso includono una rete puramente reattiva e priva di perdite (un filtro) in grado di modificare l'impedenza di uscita della sorgente di potenza. L'introduzione di questa rete amplia il numero di configurazioni possibili per gli interruttori del convertitore, dato che l'impedenza di sorgente impedisce le distruttive sovracorrenti legate ai possibili stati di *Shoot-Through* che, anzi, diventano utili per generare fenomeni di *boost* della tensione in ingresso. Poiché le forme d'onda e il modo di funzionamento subiscono drastici cambiamenti, a questo tipo di conversione ci si riferisce con il termine *Z-Source*.

In questa tesi prenderemo in considerazione la forma più elementare di convertitore dc-dc (il *leg* commutatore del *Chopper-Buck*) e vedremo come l'applicazione della *Z-Source* consenta una conversione di tensione di tipo salita/discesa, a patto di modificare opportunamente la generazione dei comandi agli interruttori.

Nel primo capitolo si prenderà in considerazione il dimensionamento del convertitore *Chopper-Buck* tradizionale a partire da determinate specifiche per un tipico alimentatore da 25 W, attraverso un procedimento analitico che fornisce i valori di capacità e induttanza relativi al filtro di uscita per operazioni in funzionamento continuo.

Nel secondo capitolo si sceglierà arbitrariamente una rete *Z-Source* che, alla verifica per mezzo di simulazioni circuitali con il tool LTspice, dia origine a forme d'onda "regolari" che verranno poi analizzate e commentate come sequenza di stati dinamici. Fondamentalmente si distinguono tre diversi stati di funzionamento dinamico del circuito: lo stato di *Shoot-Through* e i due stati di non

Shoot-Through, ossia l'intervallo OPEN dinamico e quello ACTIVE dinamico. A partire dalle equazioni più generali valide per la rete *Z-Source*, per ogni stato si individueranno specifiche equazioni e vincoli per il corretto funzionamento. Verrà infine introdotta l'equazione ingresso-uscita del convertitore comprensiva di un termine denominato *Boost-factor* che giustifica la conversione salita/discesa per questo specifico convertitore *Z-Source Chopper-Buck*.

Nel capitolo 3 esamineremo quali possono essere gli stati indesiderati che potrebbero generarsi per diversi valori degli elementi L e C della rete *Z-Source*: questi stati vengono denominati statici in opposizione a quelli dinamici.

Nel capitolo 4 esamineremo tutta una serie di funzionamenti anomali, definiti appunto come casi "patologici", in cui, prima variando i valori di capacità e induttanza, poi quelli della resistenza di carico e, successivamente, quelli relativi ai *Duty-cycle* dei comandi, si otterranno forme d'onda irregolari che verranno riccamente analizzate e commentate.

Al termine della tesi, trarremo le dovute conclusioni.

Capitolo 1

Convertitore Chopper-Buck

1.1 Progetto tradizionale del convertitore Chopper – Buck

Il convertitore *Chopper-Buck* è chiamato anche *Step-Down* poiché ha la peculiarità di presentare una tensione d'uscita più bassa della tensione d'ingresso.

Esso si basa sullo schema di principio illustrato in figura 1.1:

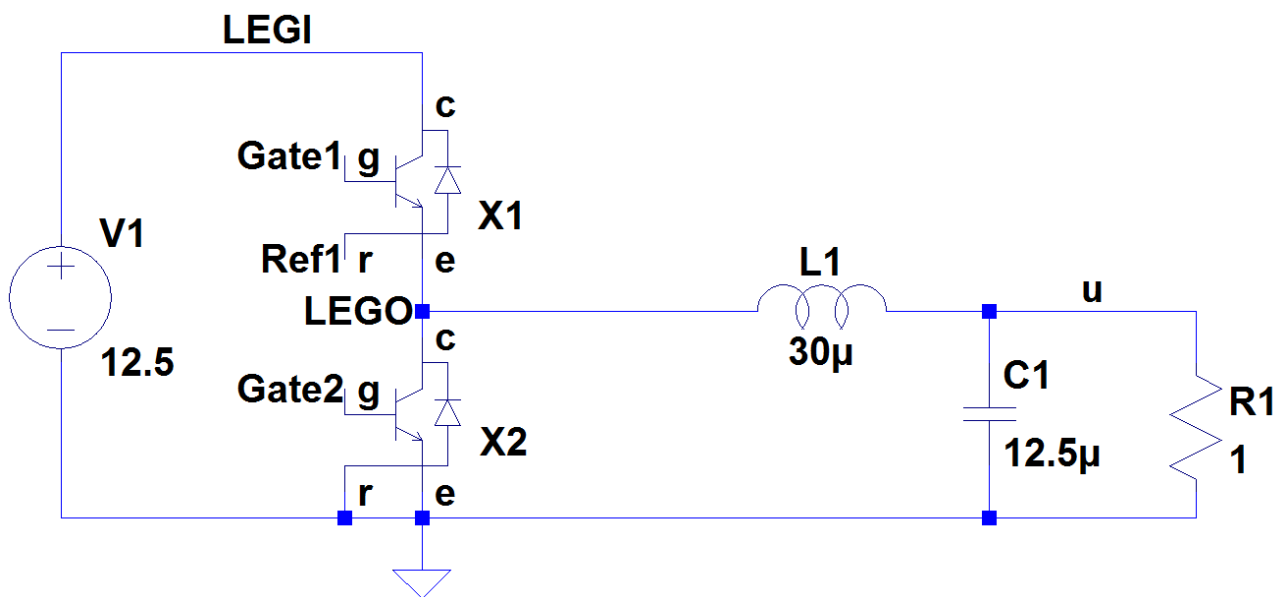


Figura 1.1 Schema circuitale di un convertitore Chopper-Buck.

Il valore della tensione media in uscita viene controllato agendo mediante un modulatore PWM sul tempo di accensione (T_{on} , riferito all'interruttore high-side) e di spegnimento (T_{off} , sempre riferito all'interruttore high-side). I due interruttori sono in ogni istante comandati in opposizione di fase: se uno è acceso, l'altro deve essere spento, e viceversa. Questo è il tipico funzionamento del *leg*, che idealmente non produce corto-circuiti sulla porta di ingresso comandata in tensione (eventualmente, nel caso reale di dispositivi che commutano in modo non istantaneo, anche introducendo un *blanking-time*), e che lascia sempre una via di fuga, per mezzo dei diodi di *free-wheeling* in antiparallelo ai transistori, alla corrente sulla porta di uscita dove è presente l'induttore di filtraggio L_I (porta comandata in corrente).

In questo paragrafo discuteremo il dimensionamento del convertitore Chopper – Buck a partire dalle seguenti specifiche:

scegliamo arbitrariamente una frequenza di commutazione	$f_c = 100 \text{ KHz} ;$
la tensione di ingresso è	$V_{in} = 12,5 \text{ V} ;$
la tensione desiderata in uscita è	$V_{out} = 5 \text{ V} ;$
la corrente in uscita è	$I_{out} = 5 \text{ A} ,$
per cui alimenteremo un carico che assorbe la seguente potenza	$P_{out} = V_{out}I_{out} = 25 \text{ W} ,$
ed assume il seguente valore di impedenza	$R_{out} = V_{out}/I_{out} = 1\Omega .$
Il ripple picco-picco di uscita massimo accettabile sarà:	$\Delta V_{out}^{pp} = 100 \text{ mV} .$

La relazione ingresso uscita del Buck Converter, valida per i valori medi, è la seguente:

$$V_{u0} = V_{Leg00} = M_0 * V_{Leg10} = \frac{T_{on}}{T_C} * V_{in} \quad (1)$$

dove la prima uguaglianza nella (1) deriva dal fatto che il valore medio di tensione ai capi dell'induttore di filtro in uscita L_I è nullo in regime periodico.

$$T_C = \frac{1}{f_c} = 10 * 10^{-6} \text{ s} = 10\mu\text{s};$$

$$V_{u0} = \frac{T_{on}}{T_C} * V_{in} \Rightarrow T_{on} = \frac{T_C * V_{u0}}{V_{in}} = 4,167 * 10^{-6} \text{ s} = 4,167\mu\text{s};$$

$$D = \frac{T_{on}}{T_C} = \frac{4,167 * 10^{-6}}{10 * 10^{-6}} = 0,4167 \cong 0,4;$$

Dai calcoli appena effettuati, abbiamo ricavato il valore del Duty-cycle, dato dal rapporto tra la tensione d'uscita e quella d'ingresso, ottenendo un valore pari a circa il 40%.

Poiché la corrente media sul condensatore di uscita (I_{C10}) è nulla, necessariamente la corrente media di uscita (I_{out}) deve scorrere sull'induttore, ovvero la i_{L10} , la corrente media che scorre sull'induttanza, è pari a 5 A:

Tenuto conto della corrente triangolare su L_1 , valgono le seguenti equazioni (con commento giustificativo a lato):

$$i_{X1} = i_{in} \quad (\text{la corrente trapezoidale sull'interruttore alto è la corrente di ingresso})$$

$$i_{X2} = i_{L1} - i_{X1} \quad (\text{applicando Kirchhoff al nodo di uscita del } leg \text{ durante il } T_{off})$$

$$I_{X10} = I_{in0} = D * I_{u0} \quad (\text{corrente media in ingresso spalmando l'area del trapezio su } T)$$

$$I_{X20} = I_{Leg00} - I_{X10} = I_{u0} - D * I_{u0} = (1 - D) * I_{u0} \quad (\text{corrente media sullo switch basso})$$

Nell'ipotesi di idealità del convertitore, la potenza media fornita dalla sorgente è uguale a quella assorbita dal carico, cosa facilmente verificabile se si assume nulla la perdita di potenza su interruttori e filtro (in condizioni di idealità):

$$V_{u0} * I_{u0} = V_{in} * I_{in0} \Rightarrow I_{u0} = \frac{V_{in} * I_{in0}}{V_{u0}} = \frac{V_{in} * I_{in0}}{D * V_{in}} = \frac{I_{in0}}{D}$$

Possiamo dunque esplicitare il valore medio della corrente di ingresso (che coincide con quella dell'interruttore *high-side*) e, per conseguenza quello sull'interruttore *low-side*, come segue:

$$I_{in0} = 5 * 0,4 = 2 \text{ A};$$

$$I_{Q20} = (1 - D) * I_{u0} = 3 \text{ A}$$

Dimensioniamo il valore dell'induttanza di filtro L in base alla specifica sul ripple della corrente: supponiamo un canonico $D_{iL}^{pp} = 20\% \cdot I_{L0}$, che equivale a garantire un funzionamento continuo fino a correnti assorbite dal carico pari ad un decimo di quella nominale, ovvero per I_{out} fino a 0.5 A, che competono a una resistenza di carico di 10 Ω .

Dall'equazione costitutiva dell'induttore:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta i}{\Delta T}$$

ricavando Δi avremo:

$$\Delta i = v_L \frac{\Delta T}{L}$$

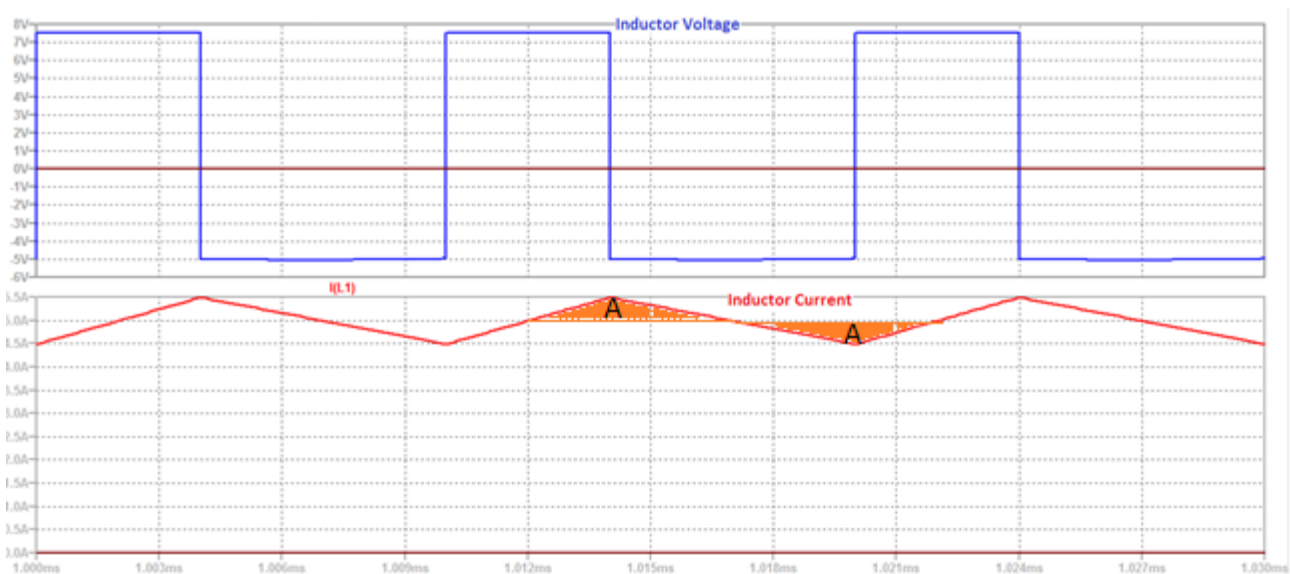


Figura 1.2 Andamenti della tensione e della corrente sull'induttore in funzione del tempo.

Come si deduce dal grafico il valore di Δi è pari, per effetto del *ripple* di corrente, a $0,2 \cdot I_{u0}$:

$$0,2 \cdot I_{u0} = \Delta i = 1 \text{ A} = \frac{(V_{in} - V_{u0}) \cdot T_{on}}{L} = \frac{V_{u0} \cdot T_{off}}{L}$$

Poichè sussistono le seguenti relazioni:

$$T_C = T_{on} + T_{off} \Rightarrow T_{off} = T_C - T_{on} ,$$

$$T_{on} = D \cdot T_C \Rightarrow T_{off} = T_C - D \cdot T_C ,$$

risulta il seguente valore minimo per l'induttore

$$0,2 * I_{u0} = \frac{V_{u0} * (T_C - D * T_C)}{L} \Rightarrow L > L^{min} = \frac{V_{u0} (1 - D) T_C}{0,2 I_{u0}} .$$

Poiché

$$R_L = \frac{V_{u0}}{I_{u0}}$$

$$T_C = \frac{1}{f_C}$$

si ricava che:

$$L > L^{min} = \frac{R_L * (1 - D)}{0,2 f_C} = 30 \mu\text{H};$$

dove con L_{min} si è indicato il minimo valore di induttanza richiesto.

Per quanto riguarda la capacità C del condensatore è possibile, partendo dall'equazione costitutiva delle capacità, fare un ragionamento simile a quello precedente, sfruttando il legame di tipo differenziale tra la corrente e la tensione:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \Rightarrow i_C dt = C dv_C$$

Dividendo tutto per C e integrando otteniamo:

$$\frac{\int i_C dt}{C} = \Delta V$$

Come si può dedurre dal grafico rappresentato in Figura 1.2, l'integrale della corrente che scorre sul condensatore calcolato rispetto al tempo, altro non è che l'area sottesa dalla forma d'onda triangolare che rappresenta l'andamento della corrente i_C . Indicando con A la suddetta area e calcolandola come area di un triangolo, otteniamo:

$$A = \int i_c dt = \frac{1}{2} T_c * \frac{1}{2} \Delta i * \frac{1}{2}$$

Risulta dunque:

$$\Delta V = \frac{A}{C} = \frac{\frac{1}{8} * T_c * \frac{V_{u0} * T_{off}}{L}}{C} = \frac{T_c * V_{u0} * (1 - D) * T_c}{8LC}$$

Ricavando il termine LC dall'equazione e imponendo $\Delta V = 100 \text{ mV}$ (come da specifica) si ha:

$$LC \geq LC^{min} = \frac{V_{u0} * (1 - D) * T_c^2}{8 * \Delta V} = 3,75 * 10^{-10} \text{ H}\cdot\text{F}$$

Tenendo conto del valore di L pari al valore limite precedentemente calcolato, si ottiene:

$$C \geq 1,25 * 10^{-5} \text{ F} = 12,5 \mu\text{F};$$

Al crescere del valore della capacità di uscita (quella del convertitore Chopper-Buck) si riduce il *ripple* di tensione, il cui valore è inversamente proporzionale, come si deduce dalla formula precedentemente scritta, alla capacità C .

Un punto di merito fondamentale del convertitore Buck è la presenza di un filtro del secondo ordine in uscita (sia L che C contribuiscono alla riduzione del ripple), come si evince anche dal fatto che nella formula della distorsione compare a denominatore il quadrato della frequenza di commutazione f_c a cui il convertitore switching opera.

1.2 Simulazioni al variare dell'impedenza di carico

Una volta scelti L e C in accordo alle specifiche è possibile calcolare la pulsazione naturale ω_n e, di conseguenza, la frequenza di risonanza (frequenza naturale) f_n relativa al filtro RLC del secondo ordine utilizzato nel convertitore Chopper-Buck:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L*C}} \Rightarrow f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L*C}} = 8218,95 \text{ Hz} = 8,219 \text{ KHz}; \quad (2)$$

Infine si calcherà l'impedenza naturale del filtro con la seguente formula:

$$Z_n = \sqrt{\frac{L}{C}} = 1,55 \Omega \quad (3)$$

Per quanto riguarda il valore di impedenza Z_n , se ne può apprezzare l'effetto esaminando la risposta al transitorio iniziale con diversi assorbimenti di carico.

Il convertitore Chopper-Buck prevede una specifica di funzionamento su una resistenza di carico pari a 1Ω che è in grado di assorbire una corrente pari a 5 A , erogando una potenza di 25 W .

Tuttavia può venire spontaneo chiedersi cosa accadrebbe se si diminuisse il valore della resistenza di carico (condizione di sovraccarico, ovvero un carico che soggetto a 5 V assorba però una corrente maggiore, ovvero una maggiore potenza). Si eseguono per questo delle simulazioni con i seguenti valori di R : $0,75$ e $0,5 \Omega$.

Analogamente, si può valutare cosa ne è della risposta del convertitore Buck tradizionale quando la resistenza di carico assume i valori più elevati seguenti: $1,55$; $2,0$; $3,1$; $5,0$; $10,0 \Omega$, corrispondenti a carichi leggeri per cui è ancora garantito un funzionamento continuo e la regolazione a 5 V dell'uscita.

Si aggiunge infine il carico a 20Ω relativo a un funzionamento discontinuo per cui la tensione di uscita eccede i 5 V per effetto dell'interdizione della corrente sul diodo del dispositivo basso del *leg* (il transistore di tale interruttore non viene mai mandato in conduzione perché il circuito è destinato ad operare da alimentatore, ovvero nel primo quadrante con corrente di uscita sempre positiva).

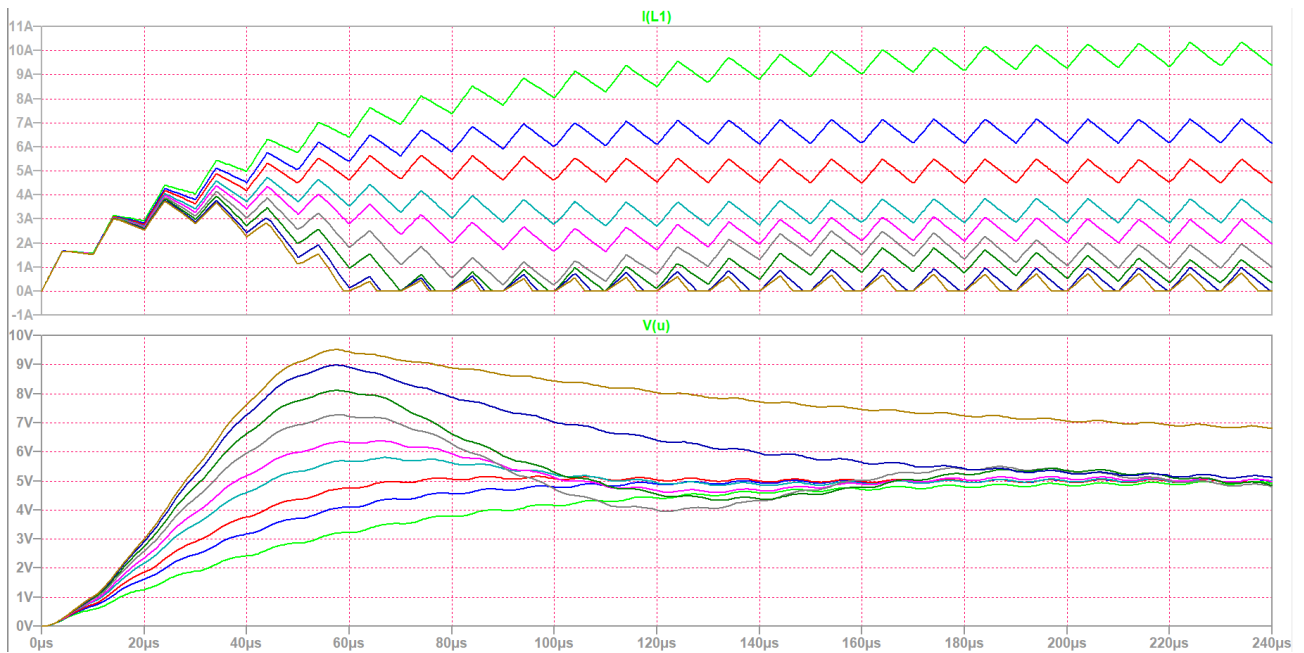


Figura 1.3 Andamenti della tensione di uscita V_u e della corrente I_{L1} in funzione del tempo relative al convertitore Chopper-Buck al variare del carico R_{load} .

In tutte queste simulazioni si vede il comportamento nel transitorio iniziale (la risposta a gradino di una sorgente equivalente applicata di 5 V), dove si registra un overshoot tanto maggiore per carichi più leggeri di quello nominale.

La curva con carico $R_{load}=0,5 \Omega$ è quella che compete alla condizione di sovraccarico massimo, ovvero il doppio della condizione nominale ($I_{load}=10 \text{ A}$ e $P_{out}=50 \text{ W}$) ed è la più lenta a salire.

La curva con carico $R_{load}=0,75 \Omega$ ($I_{load}=6,7 \text{ A}$, $P_{out}=33,5 \text{ W}$) è quella che compete approssimativamente al polo doppio perché pari all'incirca alla $Z_n/2$. La tensione presenta un andamento monotono crescente senza overshoot.

La curva con carico $R_{load}=1,0 \Omega$ è la caratteristica nominale che presenta un minimo overshoot di tensione, quasi impercettibile.

La curva con carico $R_{load}=1,55 \Omega$ all'incirca pari a Z_n ($I_{load}=3,3 \text{ A}$, $P_{out}=16 \text{ W}$) presenta un overshoot accettabile (inferiore ai 6 V) in questa sollecitazione a gradino (trascurando l'effetto delle frequenze di commutazione, partire sin dall'inizio con un Duty-cycle fisso equivale ad applicare un gradino la cui ampiezza è pari a $D \cdot V_{in}$).

La curva con carico $R_{load}=2 \Omega$ ($I_{load}=2,5 \text{ A}$, $P_{out}=12,5 \text{ W}$) presenta un overshoot superiore ai 6 V e, forse, necessiterebbe di un controllo in retroazione opportunamente dimensionato per migliorare la risposta, anche se il funzionamento è ancora lontano dal divenire discontinuo.

La curva con carico $R_{load}=3,1 \Omega$ pari a circa $2 \cdot Z_n$ ($I_{load}=1,6 \text{ A}$, $P_{out}= 8 \text{ W}$) presenta una risposta che, anche oscillando, in transitorio va molto vicino a divenire discontinua.

La curva con carico $R_{load}=5 \Omega$ ($I_{load}=1 \text{ A}$, $P_{out}= 5 \text{ W}$) presenta una risposta che in transitorio, nell'intervallo dai $70 \mu\text{s}$ ai $110 \mu\text{s}$, diviene anche discontinua (si è verificato che il valore del carico che produce un funzionamento transitoriamente discontinuo è R_{load} pari a circa $3.3=2*Z_n$).

La curva con carico $R_{load}=10 \Omega$ ($I_{load}=0.5 \text{ A}$, $P_{out}=2.5 \text{ W}$) è, per come abbiamo dimensionato L , l'ultimo valore che garantisce un funzionamento continuo a regime.

La curva con carico $R_{load}=20 \Omega$ è evidentemente un funzionamento di tipo discontinuo in cui la tensione di uscita a regime è superiore ai 5 Volt e dipende dall'assorbimento di corrente.

Si riporta per confronto le stesse simulazioni nel caso in cui l'interruttore inferiore sia abilitato a condurre correnti anche negative.

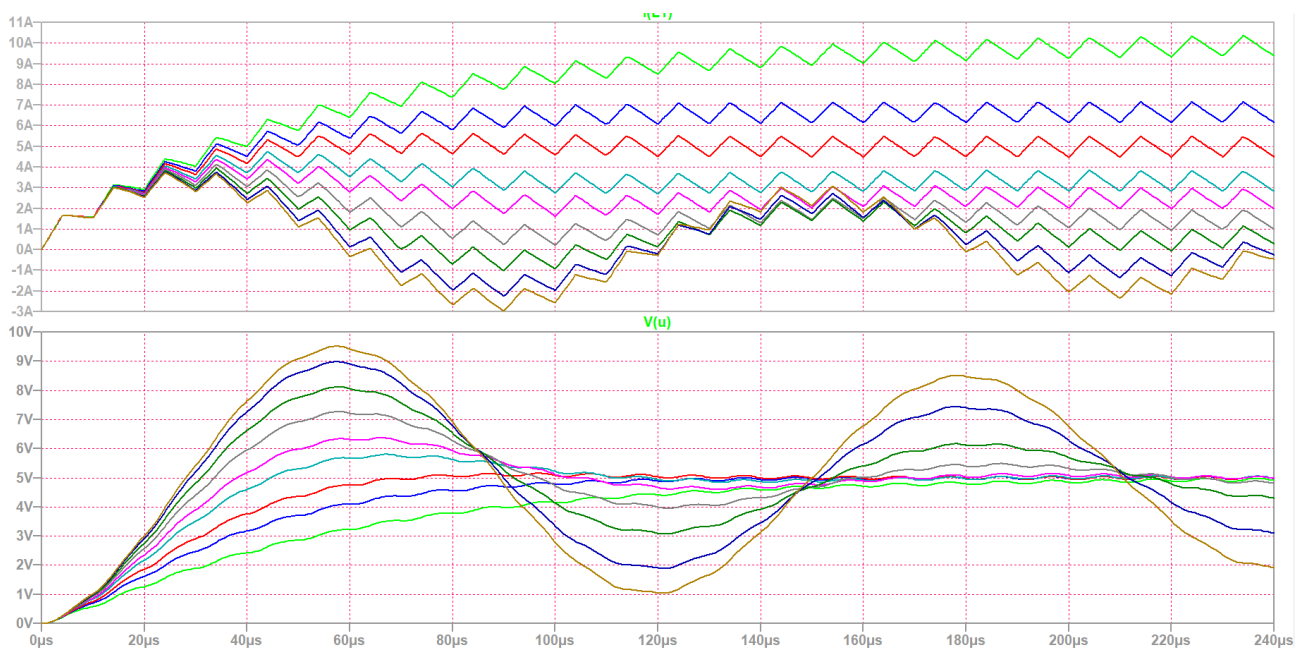


Figura 1.4 Caso analogo a quello dell'immagine precedente in cui però l'interruttore inferiore è abilitato a condurre correnti negative.

In questo caso le forme d'onda per carichi leggeri vanno a regime molto più tardi anche se il valore finale sarà in ogni caso 5 V .

Capitolo 2

Convertitore Z-Source Chopper-Buck

2.1 Introduzione

In questo secondo capitolo introdurremo il convertitore Chopper-Buck alimentato non da un generatore di tensione o di corrente, come di solito avviene, ma da una rete a X di impedenze collegata tramite diodo a una sorgente di tensione DC. Questo schema è una delle possibili implementazioni di un convertitore noto come Z-Source converter, ovvero di un convertitore alimentato da una sorgente di potenza dalla ben definita impedenza caratteristica. Se ne mostrerà una possibile implementazione circuitale e se ne spiegherà il principio di funzionamento.

Il convertitore Z-Source utilizza una rete di impedenze puramente reattive, ovvero un doppio circuito risonante puro simmetrico per accoppiare il circuito principale del convertitore all'alimentazione, mostrando caratteristiche esclusive che non sono visibili nei tradizionali convertitori alimentati rispettivamente o in tensione o in corrente attraverso i rispettivi generatori ideali o, più realisticamente, condensatori in parallelo e induttori serie.

L'implementazione caratteristica di un convertitore Z-Source può essere applicata a tutte le conversioni di potenza dc-ac, ac-dc, ac-ac e dc-dc. Concretamente il suddetto circuito consiste in una rete due porte di tipo conservativo costituita da componenti puramente passivi e privi di perdite (2 condensatori e 2 induttori ideali): gli induttori L_1 e L_2 possono essere distinti o avvolgimenti separati di uno stesso nucleo magnetico mentre i condensatori C_1 e C_2 sono connessi a forma di X (a chiasmo) come rappresentato in Figura 2.1. La struttura di tale circuito è nota in letteratura per realizzare un filtro passa-tutto analogico: la sua funzione nelle applicazioni relative ai filtraggi è

quella di produrre una rotazione di fase fra l'ingresso e l'uscita. La funzione di questo circuito nella conversione elettronica di potenza è quella di accoppiare l'alimentazione in continua al convertitore (dc-dc o dc-ac): la sorgente di alimentazione in tensione continua può essere costituita da una batteria, un ponte rettificatore, un convertitore a tiristori, una cella a combustibile, un induttore, un condensatore o una combinazione di questi.

Il convertitore Buck Z-Source possiede principalmente tre modalità di funzionamento legate allo stato dei due interruttori che costituiscono il *leg* a valle della rete Z-Source: due stati di non Shoot-Through rispettivamente il T_{on} e T_{off} del convertitore tradizionale e lo stato di Shoot-Through in cui la stessa condizione è ammessa proprio in virtù della presenza della rete Z-Source che evita la deleteria sovracorrente sul *leg*.

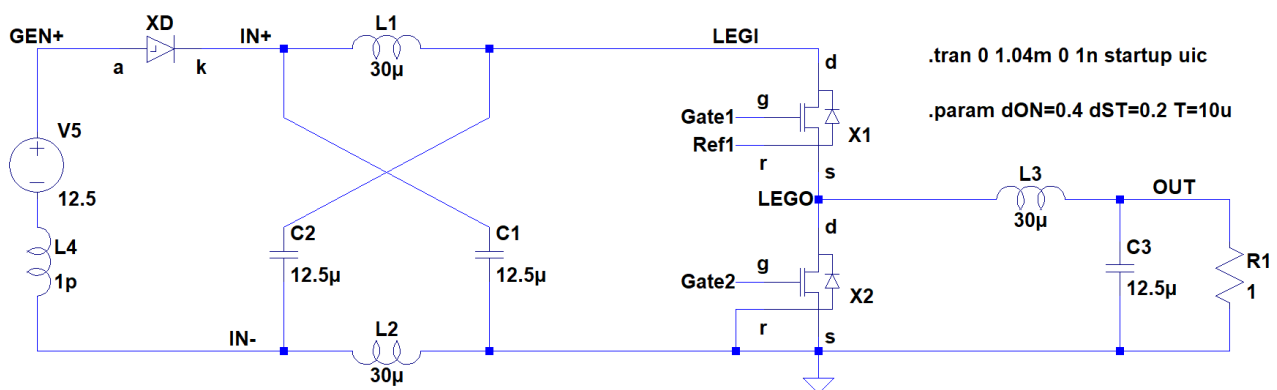


Figura 2.1 Schema elettrico del convertitore Z-Source che accoppia la sorgente di alimentazione con un convertitore Chopper-Buck collegato a valle della suddetta rete.

Nel caso in analisi, il circuito a valle della rete Z-Source è costituito dal convertitore Chopper-Buck, che è stato analizzato nel precedente capitolo e dimensionato nella forma tradizionale per consentire un confronto diretto fra i due circuiti per l'analisi dei potenziali vantaggi e svantaggi derivanti dall'impiego della rete Z-Source.

2.2 Scelta dei comandi con inclusione dello Shoot-Through

Come già ribadito precedentemente, il convertitore Z-Source può operare con una nuova configurazione degli interruttori denominata Shoot-Through, in cui si ha la chiusura simultanea dei due interruttori che crea un cortocircuito a valle della rete Z-Source. Dunque, per vedere le forme d'onda tipiche di questo convertitore è necessario scegliere una sequenza di comandi per i due interruttori che preveda degli intervalli di sovrapposizione fra gli stati di conduzione degli switch. Arbitrariamente si decide di operare con le forme d'onda di comando visibili nella Figura 2.2 seguente.

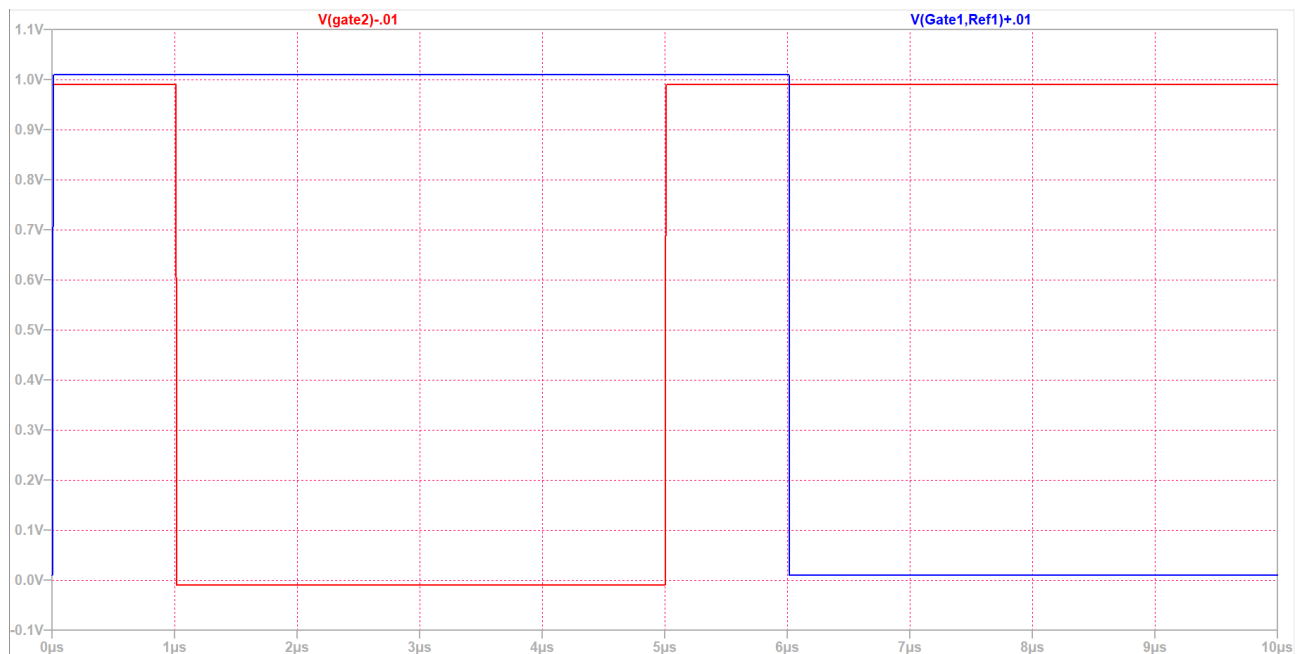


Figura 2.2 Andamento nel tempo delle tensioni di gate dei due interruttori costituenti il leg a valle della rete Z-Source; è evidente l'intervallo di overlap delle due forme d'onda.

In Figura 2.2 si vede come il comando al dispositivo alto (V_{gate1}) sia attivo per i primi $6 \mu s$ e rimanga basso per i successivi $4 \mu s$. Invece, il comando al dispositivo basso (V_{gate2}) è attivo anche lui per $6 \mu s$, cosicché si generano due condizioni di overlap da $1 \mu s$ ciascuna in corrispondenza delle transizioni (in totale dunque $2 \mu s$ di Shoot-Through su un periodo di $10 \mu s$): per fare ciò il comando al dispositivo basso deve partire $1 \mu s$ prima della discesa del comando al dispositivo alto, ovvero a $5 \mu s$, e deve terminare nel primo μs del periodo successivo.

In pratica il periodo di 10 μs è così partizionato:

- 0 μs - 1 μs – Shoot-Through (1° intervallo $T_{ST}/2$)
- 1 μs - 5 μs – intervallo T_{ACTIVE} (intervallo in cui la tensione di uscita del *leg* è a 1)
- 5 μs - 6 μs – Shoot-Through (2° intervallo $T_{ST}/2$)
- 6 μs - 10 μs – intervallo T_{OPEN} (intervallo in cui la corrente di ingresso al *leg* è nulla)

Con questa scelta, si è deciso di lasciare inalterato il Duty-cycle rispetto al caso del Buck tradizionale studiato nel capitolo precedente, in cui era $D = 40\%$. In pratica vogliamo lasciare inalterato l'intervallo di carica dell'induttore L_3 di filtraggio del Buck.

Tuttavia, poiché ho 2 distinti comandi per gli interruttori, non si può più parlare di una singola legge di commutazione $m(t)$ per il *leg* e occorre ridefinire le convenzioni. Esisteranno due distinte leggi di commutazione per il dispositivo sul lato alto (*high-side*) e sul lato basso (*low-side*): rispettivamente $m_{High-side}(t)$ e $m_{Low-side}(t)$, che nel caso in esame, valgono entrambe il 60%. Per questa ragione occorre ridefinire $m(t)$ come la frazione di periodo per cui l'uscita del *leg* si trova ad un valore logico alto, ovvero l'intervallo di tempo in cui l'interruttore *high-side* è attivo, mentre quello *low-side* è spento: questa $m(t)$ definirà il valore del Duty-cycle D relativo all'uscita del *leg* in modo più simile alla definizione tradizionale.

È conveniente definire altresì il Duty-cycle D_{ST} come l'intervallo complessivo per cui il *leg* stà in una condizione di corto circuito provocando un boost-effect sugli elementi reattivi della rete Z-Source: questa condizione dura un intervallo di tempo complessivamente pari a T_{ST} ed è divisa in due sub-intervalli identici di *overlap* fra i comandi all'atto delle due transizioni (alto-basso e basso-alto) degli stessi. Questa condizione di bassa impedenza in ingresso è visibile solo dalla porta di ingresso del *leg*, mentre in uscita la condizione di *Shoot-Through* è del tutto trasparente ed assimilabile alla tradizionale condizione di T_{off} . Infatti, durante la condizione di *Shoot-Through* la conduzione del dispositivo *low-side* fa ricircolare la corrente di L_3 e cortocircuita l'uscita mantenendola al valore logico 0. Dunque il tradizionale D deve essere il complementare del $D_{Low-side}$.

Nel nuovo modo di pilotare il *leg* possiamo quindi definire la seguente simbologia:

$$\begin{aligned}
 D &= T_{ACTIVE}/T && \text{(nel caso in esame si tratta del 40\%)} \\
 (1-D) &= T_{OFF}/T && \text{(nel caso in esame si tratta del 60\%)} \\
 D_{ST} &= T_{ST}/T && \text{(nel caso in esame si tratta del 20\%)} \\
 (1-D_{ST}) &= (1-T_{ST})/T && \text{(nel caso in esame si tratta del 80\%)}
 \end{aligned}$$

2.3 Possibili stati di funzionamento della rete Z-Source

Gli stati di funzionamento della rete di impedenze Z-Source sono determinati dallo stato degli interruttori a semiconduttore presenti nel circuito: i due transistori del *leg* e il diodo in serie al generatore di ingresso. Come mostrato in Figura 2.3 il diodo D in serie al generatore di ingresso può essere ON oppure OFF mentre la rete Z-Source, ai suoi terminali d'uscita, presenta tre stati di commutazione indicati in figura rispettivamente con i casi 1, 2 e 3.

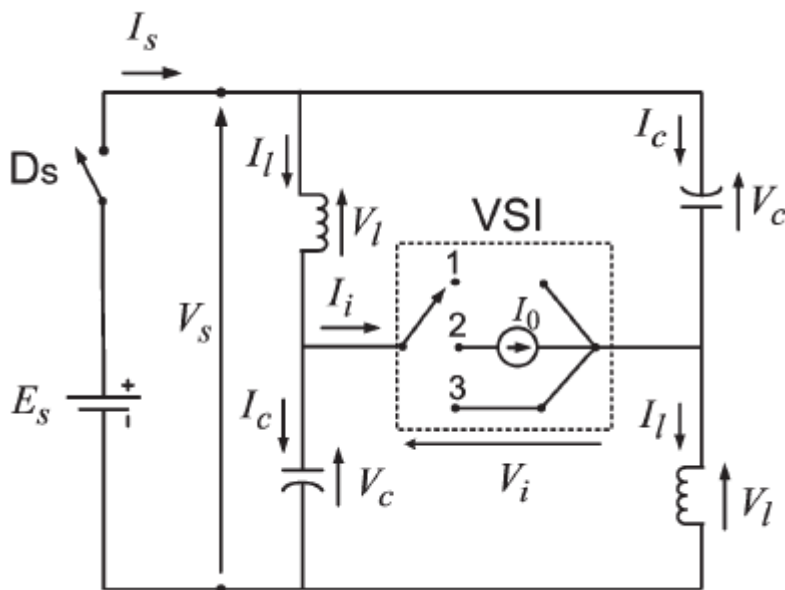


Figura 2.3 Rappresentazione dello schema di uno Z-Source Inverter con i tre possibili stati di commutazione.

Nello stato 1, definito come “OPEN”, il *leg* con il dispositivo *high-side* spento impedisce ogni flusso di corrente ai terminali di uscita della rete Z-Source.

Nello stato 2, definito come “ACTIVE”, il *leg* presenta il dispositivo *high-side* acceso e quello *low-side* spento, per cui la rete Z-source è costretta a fornire la corrente I_0 imposta dall'induttore di filtro L_3 del Buck Converter (una corrente I_0 relativamente costante a parte il ripple).

Nello stato 3, definito come “Shoot-Through”, il *leg* presenta entrambi gli interruttori (*high-side* e *low-side*) accesi, per cui i terminali di uscita della rete Z-Source sono cortocircuitati.

Questi tre possibili casi raddoppiano se si considera anche lo stato ON oppure OFF del diodo D in serie al generatore di ingresso.

Per ogni stato del *leg*, Open, Active o Shoot-Through, esisterà un ben preciso stato del diodo di ingresso in grado di far operare correttamente il convertitore: tale stato viene definito come

“dinamico”, in opposizione al caso duale “statico”, in cui il diodo si trova nella condizione indesiderata, generando una condizione di funzionamento non ottimale.

Segue ora l’esame degli stati dinamici che si riscontrano applicando i segnali di controllo descritti nella Figura 2.2 al convertitore Z-Source in cui gli elementi della rete sono stati scelti identici a quelli del filtro, ovvero $L_1 = L_2 = L = 30 \mu\text{H}$ e $C_1 = C_2 = C = 12,5 \mu\text{F}$.

2.4 Equazioni valide per qualsiasi stato degli interruttori

Innanzitutto occorre notare che le tensioni e le correnti sulle coppie di condensatori e induttanze della rete Z-Source devono essere identiche, ovvero, per simmetria in ogni istante di tempo valgono le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} v_{C1} &= v_{C2} = v_C(t) & v_{L1} &= v_{L2} = v_L(t) \\ i_{C1} &= i_{C2} = i_C(t) & i_{L1} &= i_{L2} = i_L(t) \end{aligned}$$

Dunque d’ora in avanti quando ci riferiremo genericamente a L e C , intenderemo le induttanze e capacità della rete Z-Source, così come rappresentato in Figura 2.4.

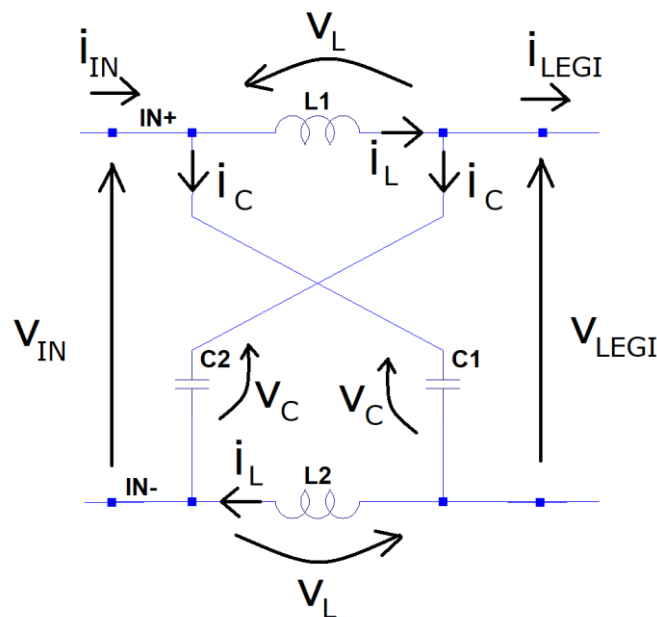


Figura 2.4 Rete Z-Source: definizioni dei versi per tensioni e correnti su elementi e porte.

Per la rete Z-Source, in ogni condizione, valgono le seguenti equazioni per tensioni e corrente:

$$v_{IN} = v_C + v_L \quad (4a)$$

$$v_{LegI} = v_C - v_L \quad (4b)$$

$$i_{IN} = i_L + i_C \quad (4c)$$

$$i_{LegI} = i_L - i_C \quad (4d)$$

La tensione di ingresso è sempre la somma della tensione sul condensatore e della tensione sull'induttore, mentre la tensione ai capi del *leg* è sempre la differenza fra la tensione del condensatore e quella dell'induttore.

La corrente di ingresso è sempre la somma della corrente sull'induttore e della corrente sul condensatore, mentre la corrente di ingresso al *leg* è sempre la differenza fra la corrente sull'induttore e quella del condensatore.

Poiché la tensione media sull'induttore deve essere nulla, allora dalle prime due equazioni si ha che

$$V_{IN0} = V_{C0} + V_{L0} = V_{C0}$$

$$V_{LegI0} = V_{C0} - V_{L0} = V_{C0}$$

ovvero, le tensioni medie di ingresso e uscita alla rete Z-Source (la seconda è quella di ingresso al *leg*) devono essere uguali alle tensioni medie sui condensatori *C*.

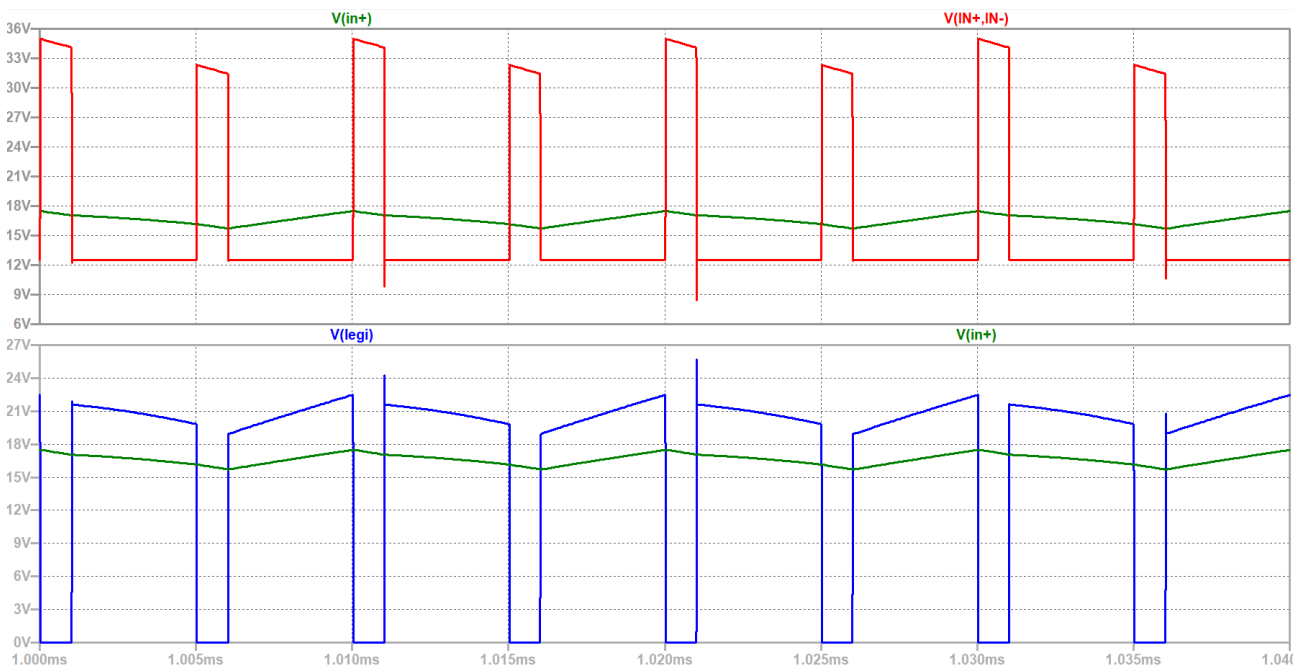


Figura 2.5 Forme d'onda di tensione in ingresso e uscita alla rete Z-Source con valor medio V_{C0} .

Nella Figura 2.5 la traccia superiore è la tensione di ingresso v_{IN} e la traccia inferiore è la tensione all'ingresso del *leg* v_{LegI} . In entrambi i grafici si rappresenta anche la tensione sul condensatore per verificare che condividono lo stesso valor medio V_{C0} .

Dualmente, poiché la corrente media sui condensatori deve essere nulla, allora dalle equazioni (4) valide per le correnti si ha che

$$I_{IN0} = I_{L0} + I_{C0} = I_{L0}$$

$$I_{LegIO} = I_{L0} - I_{C0} = I_{L0}$$

ovvero, le correnti medie di ingresso e uscita dalla rete Z-Source (la seconda è quella di ingresso al *leg*) devono essere uguali alle correnti medie sugli induttori L .

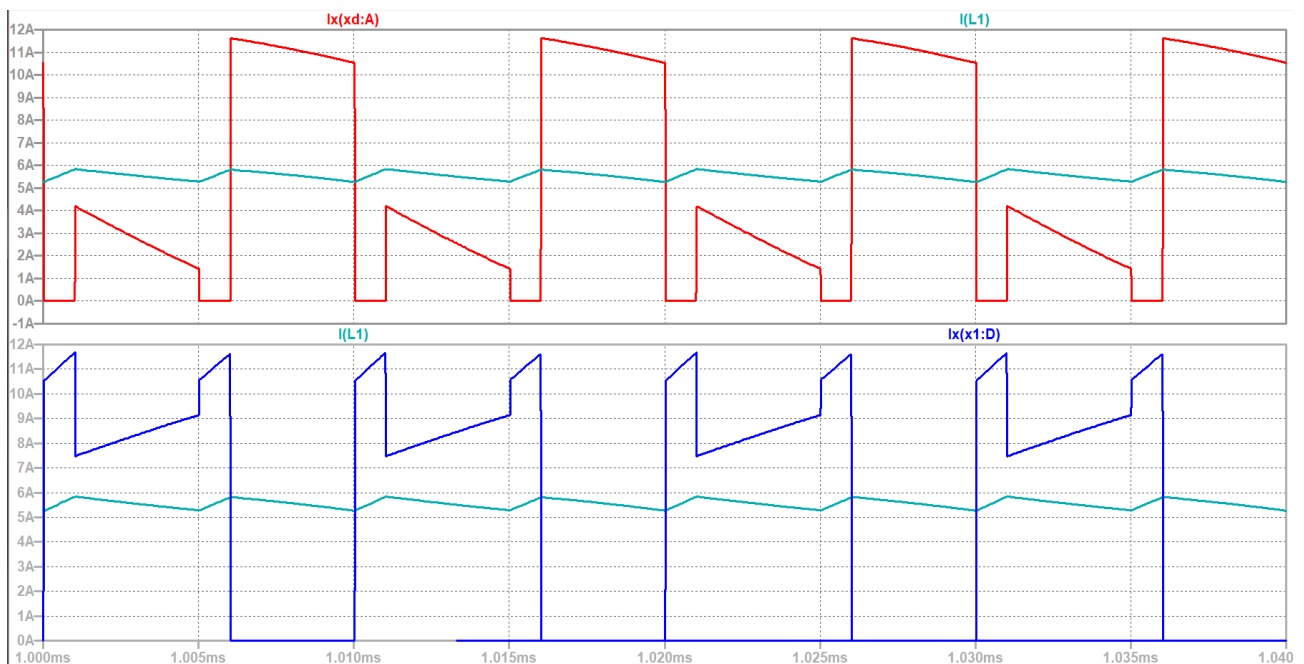


Figura 2.6 Forme d'onda di corrente in ingresso e uscita alla rete Z-Source con valor medio I_{L0} .

Nella Figura 2.6 la traccia superiore è la corrente di ingresso i_{IN} (quella del diodo) e la traccia inferiore è la corrente all'ingresso del *leg* i_{LegI} . In entrambi i grafici si rappresenta anche la corrente sull'induttore per verificare che condividono lo stesso valor medio.

2.5 Analisi delle forme d'onda desiderate

Facendo riferimento alla Figura 2.1, che rappresenta lo schema circuitale dell'intero circuito, e alle forme d'onda di comando rappresentate in Figura 2.2 si esaminano ora le forme d'onda ottenute dalla simulazione time-domain eseguita attraverso LTspice.

Prima di tutto si esaminano i comandi degli switches e l'andamento della corrente sull'induttore L_3 del convertitore Buck, nonché la tensione di uscita $V(\text{out})$ e la tensione all'uscita del *leg* $V(\text{lego})$ (onda quadra).

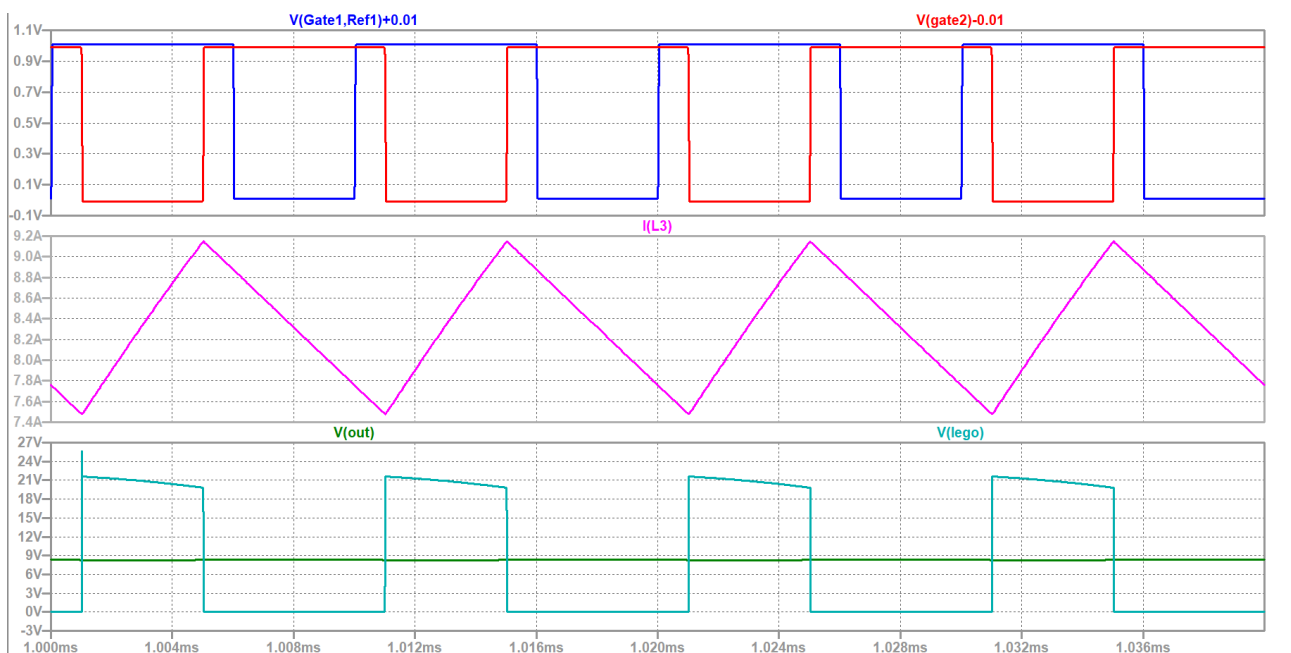


Figura 2.7 Forme d'onda relative ai comandi, alla corrente su L_3 (valor medio = 8,32 A, valor efficace = 8,334 A) e alla tensione di uscita (8,32 V) e alla tensione in uscita al *leg* (onda quadra).

Correttamente, il duty al 40% ha prodotto una fase di ricarica dell'induttore (rampa in salita) che dura proprio 4 μs come ci si attendeva. Tuttavia la tensione in uscita appare assai piú elevata di 5 Volt in quanto la tensione di uscita del *leg* durante le fasi di T_{on} non è piú pari a 12,5 V come accadeva nel convertitore tradizionale, ma si assesta ad un valore piú elevato (*boost-effect*), pari a 20,86 V.

Per capire come questo *boost-effect* possa avvenire si va ad esaminare gli andamenti delle variabili di stato della rete Z-Source e delle relative variabili Volt-aree e Ampere-aree.

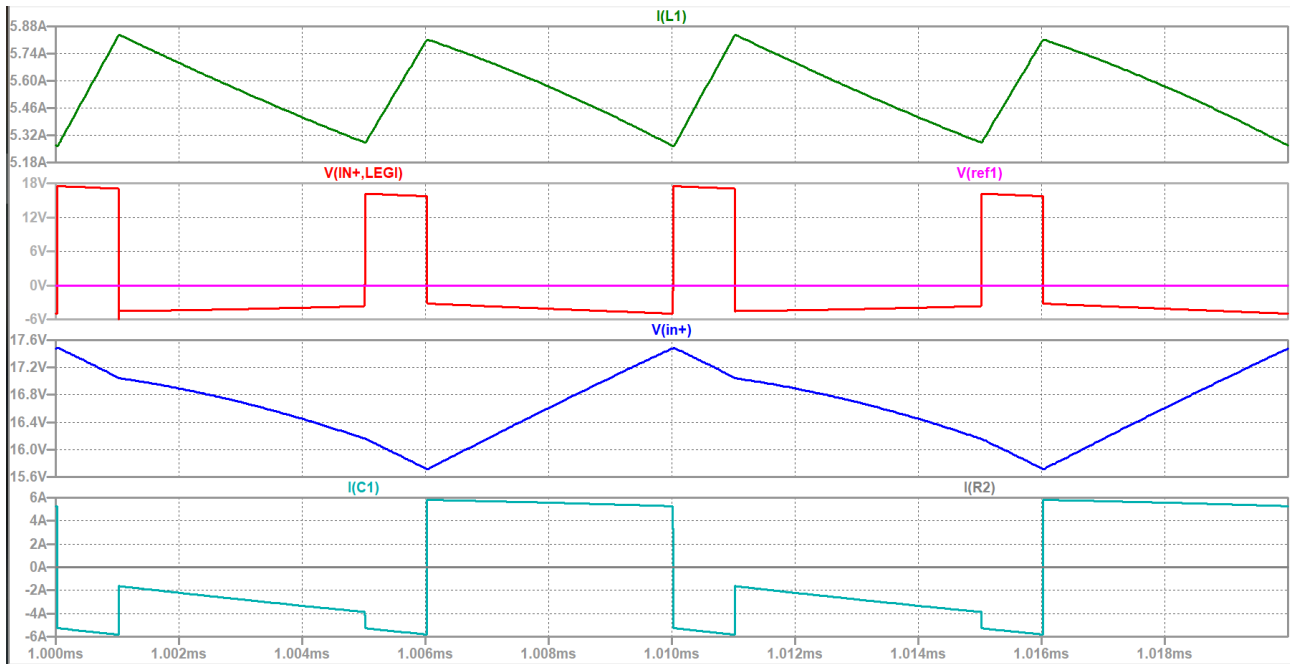


Figura 2.8 Variabili di stato (i_L e v_C) e variabili secondarie (v_L e i_C) sugli elementi della rete Z-source. Le tensioni e le correnti sulle due induttanze e sulle due capacità della rete Z-source sono del tutto identiche. Sulle variabili secondarie si è evidenziato il valore medio nullo. La corrente media sugli induttori vale 5,54 A e $\Delta i_L^{pp}=550$ mA (durante $T_{ST}/2$). La tensione media sulla capacità vale 16,63 V e $\Delta v_C^{pp}=1,778$ V (durante T_{OPEN}).

Come si può notare dal primo grafico, la corrente sugli induttori cresce in corrispondenza degli intervalli di Shoot-Through per effetto della applicazione di una tensione positiva: nell'intervallo di Shoot-Through che precede il T_{ACTIVE} la tensione applicata all'induttore è approssimativamente costante e pari a 17,28 V (la tensione sui condensatori), invece nell'intervallo di Shoot-Through che segue il T_{ACTIVE} la tensione applicata è approssimativamente costante e pari a 15,94 V, segno che la tensione sui condensatori è scesa durante il T_{ACTIVE} . Infatti, la carica di energia sulle induttanze avviene ad opera delle capacità, perché il *leg* in corto viene a collocare i condensatori in parallelo agli induttori. Ne consegue che la prima rampa di corrente è leggermente più ripida della seconda. Nel caso in esame si vede che il ripple di corrente sull'induttore è minimo in quanto alterno equamente cariche e scariche, tuttavia il caso peggiore sarebbe quello in cui i due semiperiodi di Shoot-Through si trovano praticamente adiacenti per effetto di un intervallo trascurabile o dell'ACTIVE o dell'OPEN. Quindi, nel caso peggiore, il ripple sull'induttore Δi_L^{pp} , nel caso di rampe lineari, si quantifica in

$$V_{C0} = v_L = L \frac{\Delta i_L^{pp}}{T_{ST}}$$

Per quanto riguarda il ripple di tensione sulle capacità osserviamo l'andamento della tensione sul condensatore (terza traccia di Figura 2.8). La tensione cala rapidamente durante gli intervalli di Shoot-Through ma, sebbene in misura minore, anche durante l'intervallo denominato ACTIVE, segno che i condensatori stanno cedendo energia. L'unico intervallo in cui i condensatori si ricaricano e ripristinano il livello di energia che gli compete è durante il T_{OPEN} . Durante questa fase la corrente sui condensatori è positiva e pari a quella degli induttori, segno che gli induttori stanno cedendo energia ai condensatori. Quindi il ripple sulla capacità Δv_C^{pp} , nel caso di rampe lineari, si stima con:

$$I_{L0} = i_C = C \frac{\Delta v_C^{pp}}{T_{OPEN}}$$

Nei grafici di Figura 2.8 si mostrano anche le variabili secondarie (quelle non di stato) per cui deve valere il bilancio di aree durante il periodo T .

Le forme d'onda di Figura 2.8 mostrano chiaramente che, a regime, il periodo si può suddividere nella successione di 3 ben definiti sub-intervalli "dinamici" in cui lo stato di conduzione o interdizione del diodo D si evince dalla Figura 2.9 che segue.

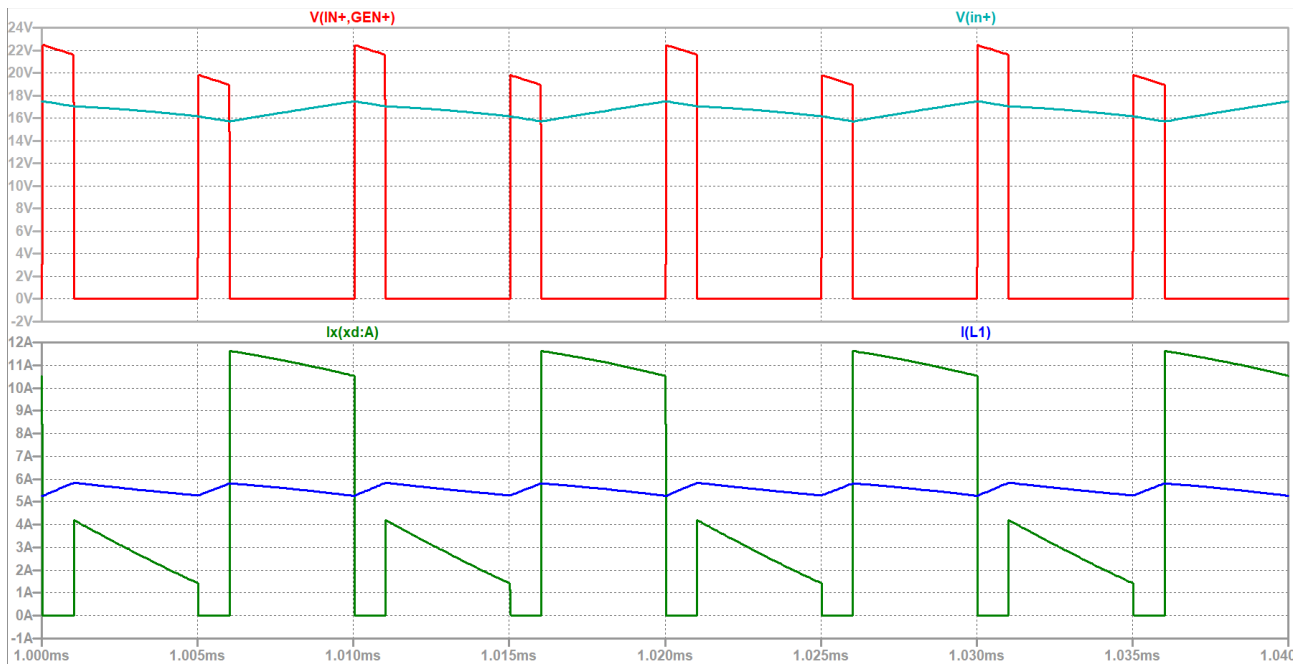


Figura 2.9 Tensione ai capi del diodo e tensione sul condensatore (sopra) e corrente sul diodo e corrente sull'induttore (sotto). Il diodo è spento durante gli intervalli di Shoot-Through ed acceso durante gli intervalli più convenzionali di ACTIVE e OPEN.

Dalla Figura 2.9 si vede chiaramente quale deve essere lo stato dinamico per il corretto funzionamento: durante gli intervalli di Shoot-Through il diodo deve stare spento e dunque il generatore di tensione non deve scambiare energia con la rete Z-Source; durante gli intervalli di ACTIVE e OPEN (quelli tradizionali di Non-Shoot-Through) il diodo conduce (traccia verde nel grafico inferiore di Figura 2.9) e il generatore di ingresso trasferisce energia a valle. Nel grafico inferiore assieme alla corrente del diodo c'è l'andamento della corrente sull'induttore della rete Z-Source: è interessante notare che le due correnti hanno lo stesso valor medio come già visto in Figura 2.6, dato che la corrente del diodo è la corrente i_{IN} .

2.6 Intervallo di Shoot-Through dinamico

Analizzando in maniera dettagliata il primo caso (quello di funzionamento nello stato di Shoot-Through) che si manifesta durante gli intervalli di tempo da $0\mu s$ a $1\mu s$ e da $5\mu s$ a $6\mu s$, abbiamo che il circuito che descrive tale intervallo è rappresentato in Figura 2.10.

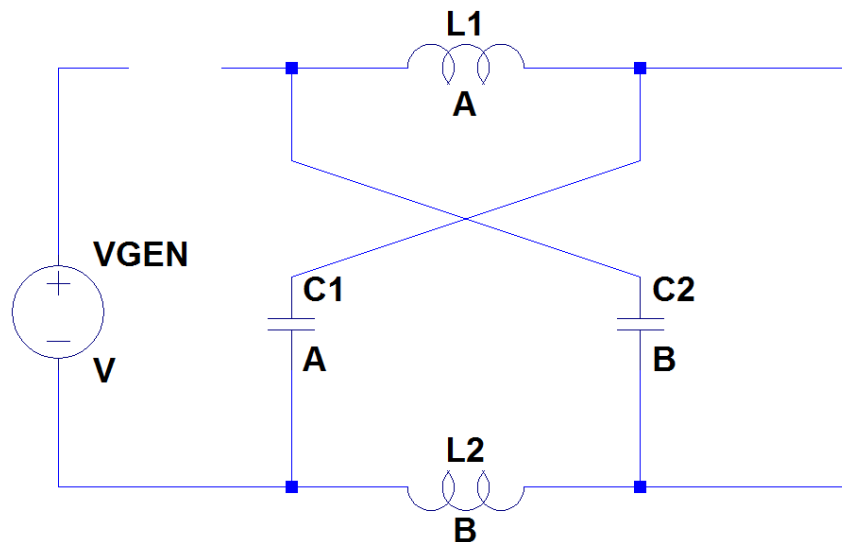


Figura 2.10 Configurazione circuitale nella modalità di funzionamento Shoot-Through dinamico.

In figura si vede che la tensione di uscita della rete Z-Source è forzata a zero dallo stato del *leg*, ovvero $v_{LegI} = 0$. Dalle equazioni (4) si deduce immediatamente che $V_L = V_C$.

Del resto, applicando Kirchhoff alle due possibili maglie di ingresso si vede immediatamente che il valore della tensione d'ingresso vale $V_{in} = 2V_L = 2V_C$. Poiché il diodo è interdetto occorre

verificare che tale tensione si mantenga sempre maggiore della tensione del generatore $V_G = 12,5 V$ per tutto l'intervallo di Shoot-Through.

Se la tensione sui condensatori scendesse sotto il valore di $V_G/2$ il diodo entrerebbe in conduzione e uscirei dallo stato di Shoot-Through dinamico.

Lo stato di Shoot-Through dinamico è caratterizzato dalla cessione di energia dai condensatori verso gli induttori, per cui la tensione sui condensatori cala mentre la corrente sugli induttori cresce.

La corrente di Shoot-Through che circola nel *leg* è la somma delle correnti sui due induttori:

$$i_{LegI} = 2i_L.$$

2.7 Intervallo di Non-Shoot-Through

Questo stato più tradizionale del *leg* prevede 2 distinti intervalli: il T_{ACTIVE} nell'intervallo di tempo da $1\mu s$ a $5\mu s$ e il T_{OPEN} nell'intervallo di tempo da $6\mu s$ a $10\mu s$.

In entrambi i casi il *leg* impone una corrente: la i_{L3} nel primo caso; una corrente nulla nel secondo. Rimane dunque da determinare la tensione sul *leg*.

Lo stato dinamico relativo agli intervalli di Non-Shoot-Through prevede la conduzione del diodo, per cui la tensione applicata all'ingresso della Z-Source è la tensione di alimentazione, ovvero:

$$V_G = v_{IN} = v_C + v_L$$

da cui si ricava il valore certamente negativo $v_L = V_G - v_C < 0$ che mi consente di esprimere la seguente espressione per la tensione di ingresso del *leg*:

$$v_{LegI} = v_C - v_L = 2v_C - V_G > 0$$

Le due equazioni per le tensioni appena scritte valgono sia nel T_{ACTIVE} che nel T_{OPEN} .

I due intervalli si differenziano invece per le correnti, per cui adesso si analizzano separatamente.

2.7.1 Stato di Non-Shoot-Through (T_{OPEN})

Durante questo intervallo il circuito attivo è rappresentato in Figura 2.11a

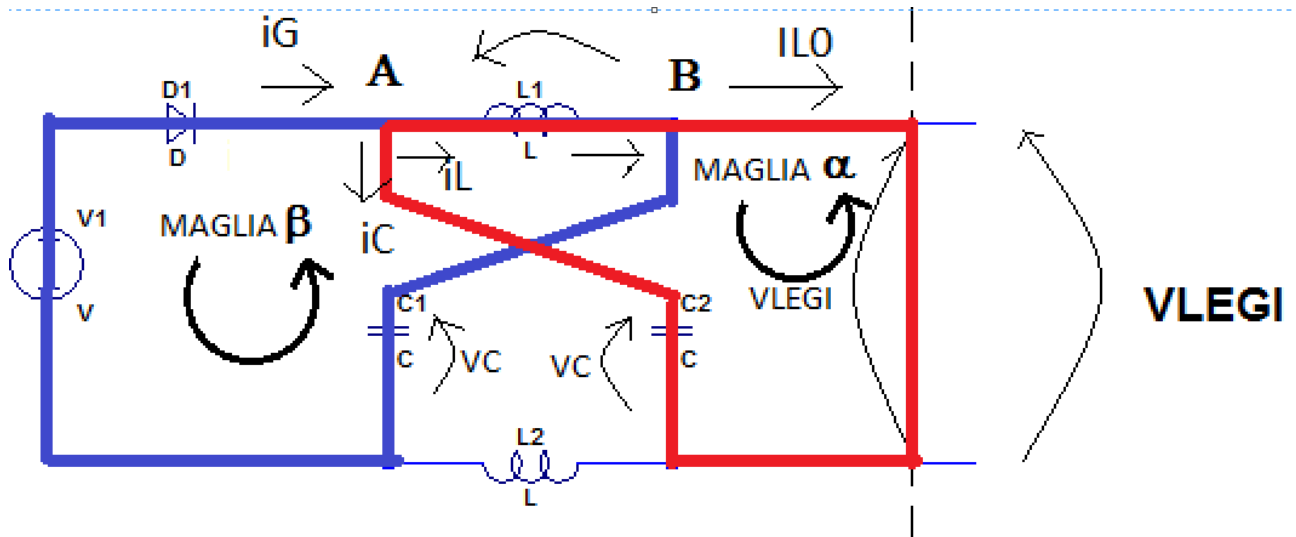


Figura 2.11a Configurazione circuitale valida nell'intervallo di Non-Shoot-Through T_{OPEN} .

L'equazione valida per la corrente di uscita è:

$$0 = i_{LegI} = i_L - i_C$$

da cui è facile vedere che $i_C = i_L > 0$ è la corrente che circola nella maglia che comprende anche il generatore, per cui il condensatore si carica ad una tensione superiore a quella di V_G a spese dell'energia immagazzinata nell'induttore e anche attingendo energia dal generatore, provocando il *boost-effect*.

L'equazione valida per la corrente di ingresso è:

$$i_G = i_D = i_{IN} = i_L + i_C = 2i_L = 2i_C \geq 0$$

La corrente è sempre maggiore di zero se la corrente su L non si esaurisce mai e il funzionamento della rete Z-source è continuo. Se la corrente si esaurisse (funzionamento discontinuo) il diodo si spegnerebbe e uscirei dalla condizione di stato dinamico per scivolare in quella di stato statico.

2.7.2 Stato di Non-Shoot-Through (T_{ACTIVE})

Durante questo intervallo il circuito attivo è rappresentato in Figura 2.11b

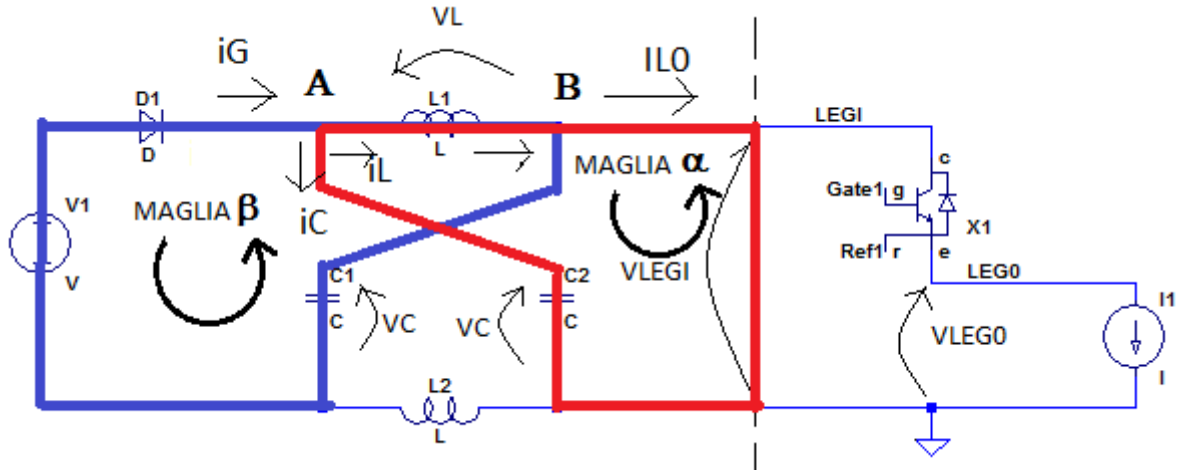


Figura 2.11b Configurazione circuitale valida nell'intervallo di Non-Shoot-Through T_{ACTIVE} .

L'equazione valida per la corrente di uscita è:

$$i_{L3} = i_{LegI} = i_L - i_C$$

da cui è facile vedere che $i_C = i_L - i_{L3}$ sul cui segno non si può dire nulla di certo. Nel nostro caso la corrente sul condensatore durante il T_{ACTIVE} è negativa perché la tensione sul condensatore cala, come visibile in Figura 2.8. In pratica, si sta trasferendo energia sul filtro di uscita attingendo energia sia dal condensatore che dall'induttore della rete Z-Source, ma anche dalla sorgente V_G .

L'equazione valida per la corrente di ingresso è:

$$i_G = i_D = i_{IN} = i_L + i_C = 2i_L - i_{LegI} = i_{LegI} + 2i_C$$

Tale corrente deve rimanere positiva se voglio che il diodo D rimanga acceso, altrimenti si finirebbe nel corrispondente intervallo statico

2.8 Livello di tensione sui condensatori e *Boost-factor*

Si va adesso ad imporre le condizioni di periodicità alla tensione sugli induttori, il cui valore medio deve essere pari a 0 in una condizione di regime.

$$0 = V_{L0} = \frac{T_{ST}V_{C0} + (1 - T_{ST})(V_{IN} - V_{C0})}{T}$$

L'equazione sopra effettua l'operazione di valor medio nel periodo. Durante il doppio intervallo di Shoot-Through (nell'ipotesi di non finire nello stato statico) la tensione applicata all'induttore è rispettivamente leggermente superiore (prima del T_{ACTIVE}) e leggermente inferiore (dopo il T_{ACTIVE}) al valor medio V_{C0} : tuttavia, se gli andamenti non si discostano troppo da tratti lineari, il valore medio sarà proprio V_{C0} . Durante gli intervalli di Non-Shoot-Through vale lo stesso discorso, per cui mediamente la tensione applicata all'induttore vale $V_{IN}-V_{C0}$, dove $V_{IN}=V_G$ se non finisco mai nello stato statico, ovvero il diodo D rimane sempre in conduzione. Dunque se si rimane sempre negli stati dinamici vale:

$$2 \frac{T_{ST}}{T} V_{C0} - V_{C0} + \frac{T - T_{ST}}{T} V_G = (2D_{ST} - 1)V_{C0} + (1 - D_{ST})V_G = 0$$

da cui si ricava la tensione media a cui si portano (*boost-effect*) i condensatori:

$$V_{C0} = \frac{(1 - D_{ST})}{(1 - 2D_{ST})} V_G$$

Per capire a quale tensione di uscita si porta ad operare il convertitore è necessario calcolare quale sia il valore medio di tensione sul *leg* durante l'intervallo T_{ACTIVE} , ovvero la tensione di picco del *leg* se fosse pressochè costante la tensione sui condensatori C. Sappiamo che durante tale intervallo di Non-Shoot-Through vale $v_{LegI} = 2v_C - V_G$, per cui sostituendo V_C con il suo valor medio ricavato dalla equazione sopra:

$$\hat{V}_{LegI} = 2V_{C0} - V_G = 2 \frac{(1 - D_{ST})}{(1 - 2D_{ST})} V_G - \frac{(1 - 2D_{ST})}{(1 - 2D_{ST})} V_G = \frac{1}{(1 - 2D_{ST})} V_G = B \cdot V_G$$

dove si è definito il *Boost factor* B come segue

$$B = \frac{1}{(1 - 2D_{ST})}$$

Il *Boost-factor* è importante perché mette in relazione la tensione di ingresso del *leg* alla tensione della sorgente V_G durante il T_{ACTIVE} che altro non è che il T_{on} per il convenzionale Chopper Buck.

Dunque possiamo esprimere la tensione di uscita come la tensione di ingresso moltiplicata per il *Boost-factor* e scalata del Duty-cycle, ovvero:

$$V_{u0} = D \cdot \hat{v}_{LegI} = D \cdot B \cdot V_G = \frac{D}{(1 - 2D_{ST})} V_G$$

Con i comandi che abbiamo scelto di applicare abbiamo i seguenti valori: $D = 0,4$ e $D_{ST} = 0,2$
 Ci si aspetta dunque che il condensatore si porti a un valore medio di

$$V_{Co} = \frac{(1 - 0,2)}{(1 - 2 \cdot 0,2)} \cdot 12,5 = 16,7 \text{ V}$$

e che l'uscita si porti a

$$V_{u0} = \frac{0,4}{(1 - 2 \cdot 0,2)} \cdot 12,5 = 8,33 \text{ V}$$

Tali previsioni sono confermate dalle simulazioni.

2.9 Livello di corrente sugli induttori

Si va adesso ad imporre le condizioni di periodicità alla corrente sui condensatori, il cui valore medio deve essere pari a 0 in una condizione di regime.

$$0 = I_{C0} = \frac{T_{ST}(-I_{L0}) + T_{ACTIVE}(I_{L0} - I_{OUT0}) + T_{OPEN}(I_{L0})}{T}$$

L'equazione sopra effettua l'operazione di valor medio nel periodo. Durante il doppio intervallo di Shoot-Through (nell'ipotesi di non finire nello stato statico) la corrente che scorre sul condensatore è esattamente il negato della corrente che scorre sull'induttore e, mediamente pari a $-I_{L0}$; se però si accende il diodo questa relazione non è più vera perché la corrente sui condensatori si annullerebbe. Gli intervalli di Non-Shoot-Through sono l'ACTIVE e l'OPEN, in cui la corrente sul condensatore vale esattamente la corrente nell'induttore a cui va sottratta la corrente sul carico I_{u0} nel caso di stato ACTIVE. Dunque se si rimane sempre negli stati dinamici vale:

$$-D_{ST} I_{L0} + D (I_{L0} - I_{u0}) + (1 - D - D_{ST})I_{L0} = 0$$

da cui si ricava la corrente media a cui si portano gli induttori:

$$I_{L0} = \frac{D}{(1 - 2D_{ST})} I_{u0}$$

Questa relazione si poteva dedurre immediatamente imponendo l'uguaglianza fra le potenze di ingresso e di uscita e ricordandosi che $I_{L0}=I_{G0}$:

$$V_{u0}I_{u0} = V_G I_{G0}$$

Poiché I_{u0} è pari a 8,33 A, risulta

$$I_{L0} = I_{G0} = \frac{0,4}{(1 - 2 \cdot 0,2)} \cdot 8,33 = 5,55 \text{ A}$$

Tale previsione è confermata dalle simulazioni.

Capitolo 3

Stati anomali del convertitore Chopper Z-Source

In questo capitolo si documenteranno alcuni possibili casi patologici di funzionamento diverso da quello previsto e documentato nel caso nominale presentato nel capitolo precedente. Faremo sempre riferimento alla situazione iniziale, definita come caso nominale o base, in cui i valori di induttanza e capacità relativi alla rete Z-Source sono uguali rispettivamente a $L = 30 \mu\text{H}$ e $C = 12,5 \mu\text{F}$ (gli stessi valori assunti dai due componenti conservativi costituenti il filtro d'uscita del convertitore Chopper-Buck) e un carico nominale da 1Ω .

3.1 Analisi del caso ACTIVE statico

In questo paragrafo andremo ad esaminare le forme d'onda nel caso in cui il valore di induttanza è stato diminuito di 4 volte rispetto al valore nominale.

Si assuma, dunque, $L_1 = L_2 = 7,5 \mu H$ e $C_1 = C_2 = 12,5 \mu F$. Agendo in questo modo si è diminuita l'impedenza della rete Z-Source della metà e si è raddoppiata la pulsazione naturale. Nella figura sottostante è possibile osservare lo schematico corrispondente.

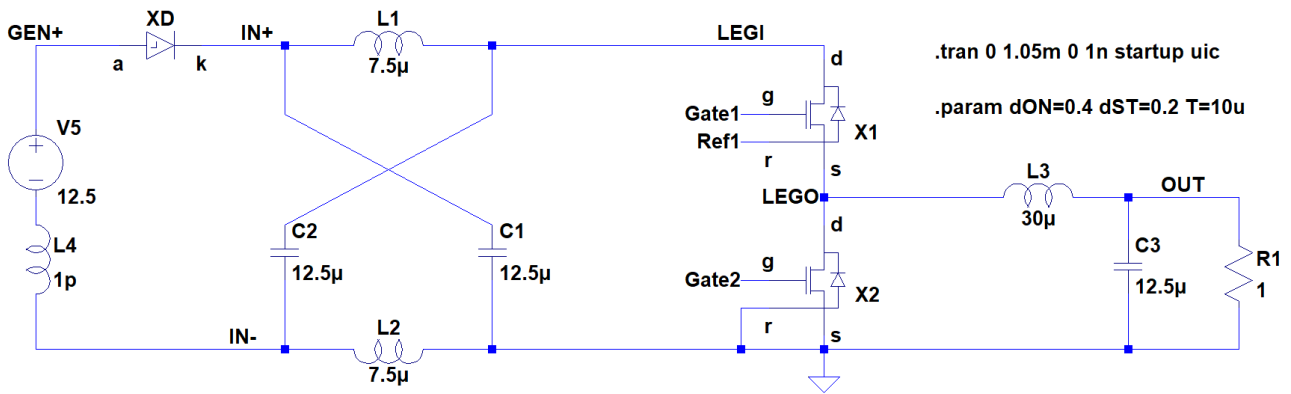


Figura 3.1a Schematico relativo al caso di $Z_n/2$ e $2 \cdot \omega_n$: intervallo ACTIVE statico.

Dalla simulazione mediante il tool LTspice si ottengono le seguenti forme d'onda:

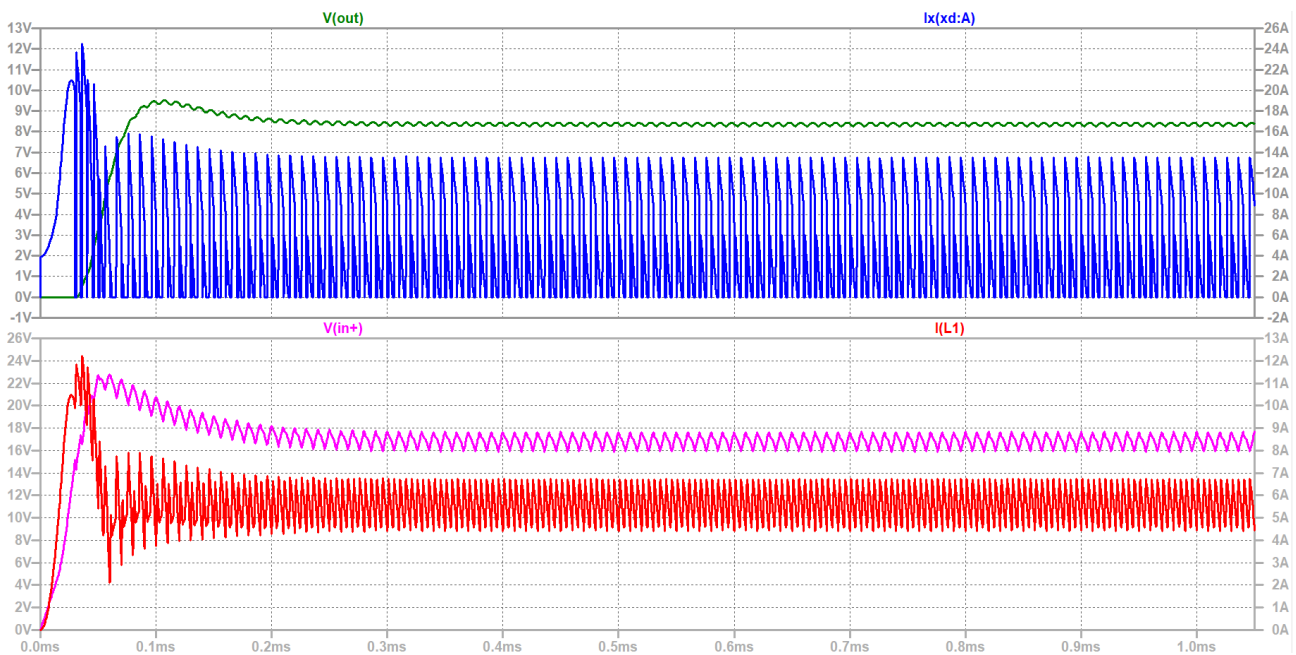


Figura 3.1b Forme d'onda relative al caso di $Z_n/2$ e $2 \cdot \omega_n$: intervallo ACTIVE statico.

In Figura 3.1b si vedono le forme d'onda in transitorio relative alla tensione di uscita e alla corrente di ingresso (grafico in alto) e tensione sul condensatore C e corrente sull'induttore L della rete Z-Source (grafico in basso): La condizione di regime si raggiunge abbastanza in fretta.

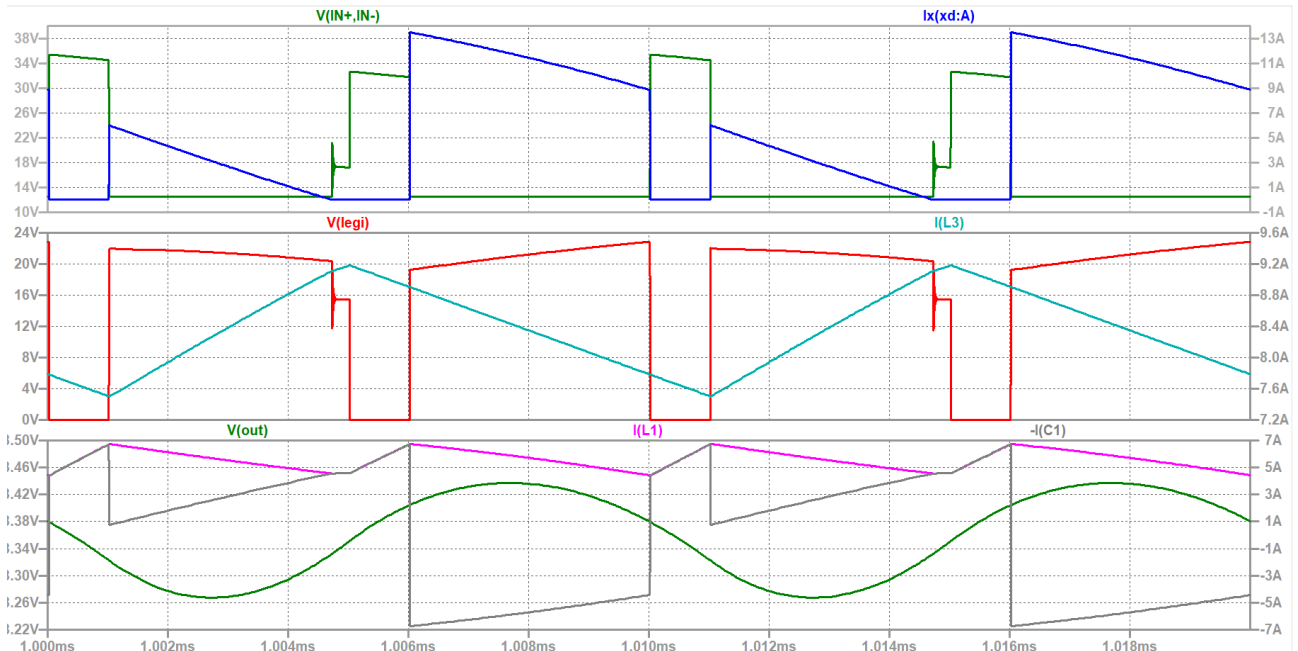


Figura 3.1c Forme d'onda relative al caso ACTIVE statico.

In Figura 3.1c (traccia in alto), si vede come, a regime, prima della fine dell'intervallo ACTIVE il diodo si interdica e la tensione di ingresso alla rete Z-Source si sgancia dal valore di V_G . Nella traccia in mezzo è possibile vedere come la tensione di ingresso al *leg* ($2V_C - V_G$) subisca uno sbalzo negativo e si porti a un valore comunque più elevato di V_C di una quantità pari a V_L . Questa minore tensione di *leg* produce una lieve flessione nella rampa di corrente di L_3 . Nella traccia in basso è possibile vedere come l'interdizione del diodo avvenga quando la corrente uscente dal condensatore (rampa crescente) eguaglia la corrente entrante nell'induttore (calante), rendendo nullo l'apporto di corrente dal diodo. Nella traccia in basso è anche raffigurata la tensione media di uscita che dovrebbe ridursi leggermente, mentre invece appare salire, probabilmente perché nella condizione di equilibrio la tensione di picco sui condensatori è più elevata.

Questa deriva verso il caso statico è stata generata da un valore di induttanza troppo esiguo che ha prodotto un ripple troppo elevato sulla I_L .

3.2 Analisi del caso OPEN statico

Diventa interessante vedere cosa succede se si riduce il valore di L di un ulteriore fattore 4. Si assuma, dunque, $L_1 = L_2 = 1,875 \mu H$ e $C_1 = C_2 = 12,5 \mu F$. Agendo in questo modo si è diminuita l'impedenza della rete Z -Source di 4 volte e si è quadruplicata la pulsazione naturale. Nella figura sottostante è possibile osservare lo schematico corrispondente.

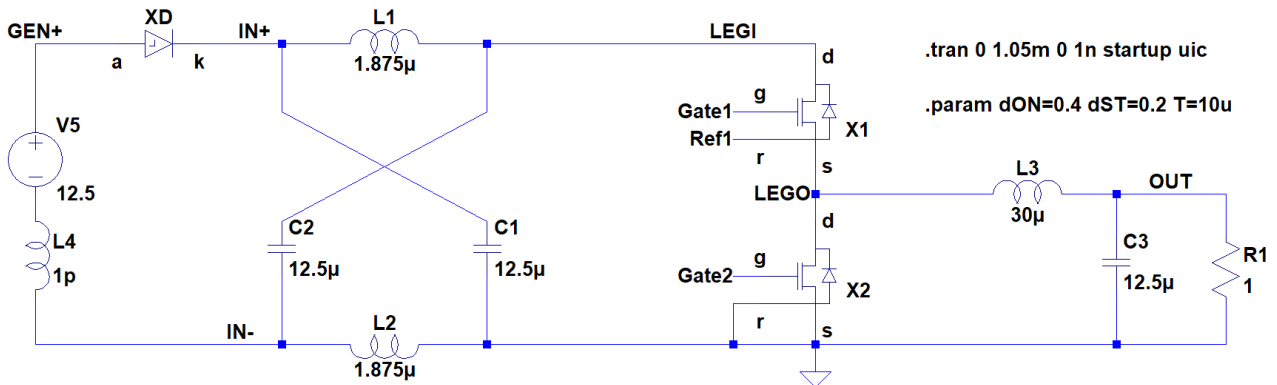


Figura 3.2a Schematico relativo al caso di $Z_n/4$ e $4 \cdot \omega_n$: intervallo OPEN statico.

Dalla simulazione mediante il tool LTspice si ottengono le seguenti forme d'onda:

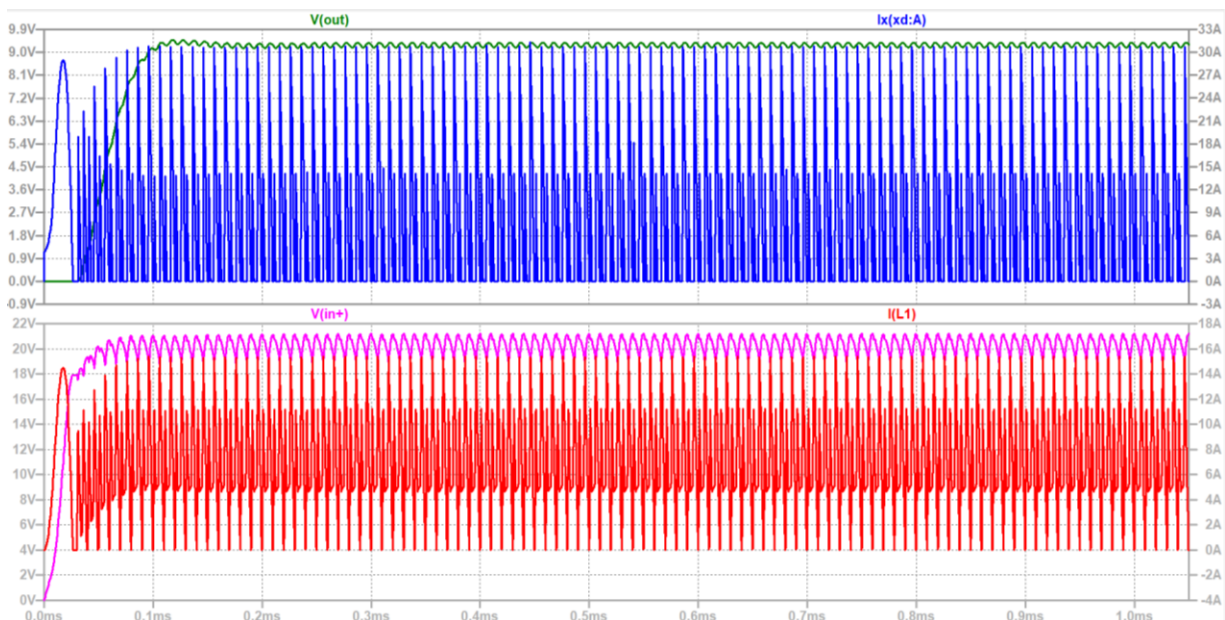


Figura 3.2b Forme d'onda relative al caso di $Z_n/4$ e $4 \cdot \omega_n$: intervallo OPEN statico.

In Figura 3.2b si vedono le forme d'onda in transitorio relative alla tensione di uscita e alla corrente di ingresso (grafico in alto) e tensione sul condensatore C e corrente sull'induttore L della rete

Z-Source (grafico in basso): la condizione di regime si raggiunge anche più in fretta del caso precedente, in quanto l'impedenza della rete Z-Source è diminuita.

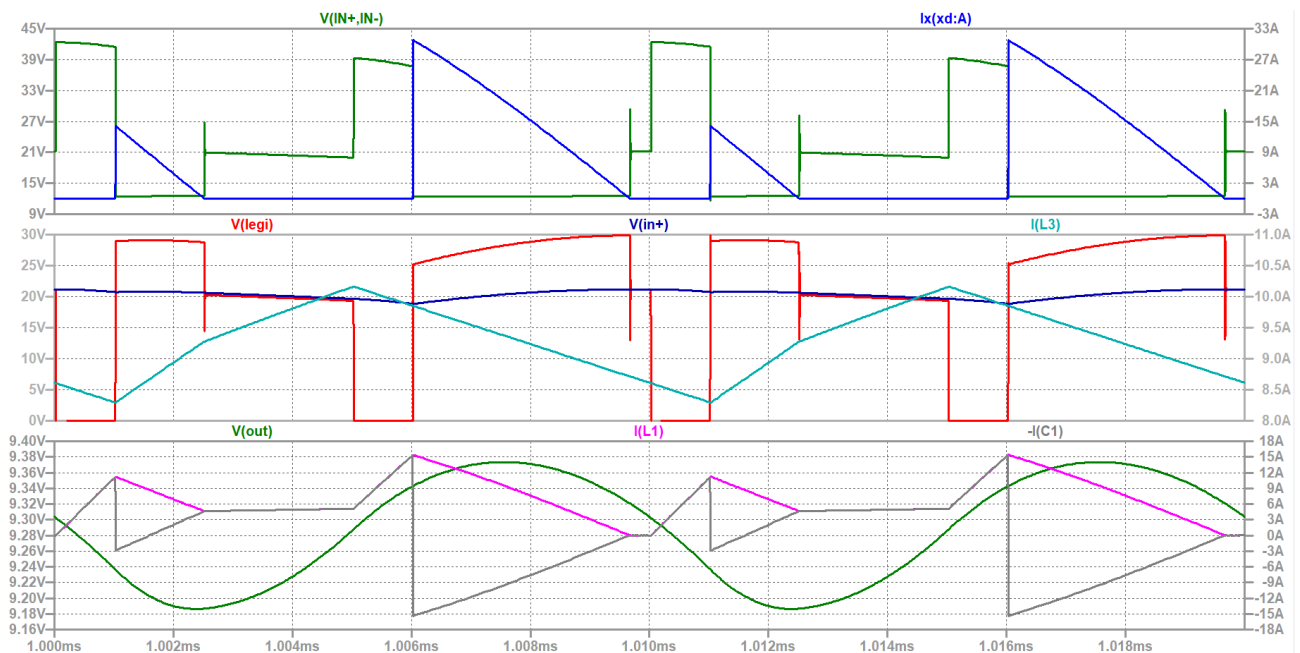


Figura 3.2c Forme d'onda a regime relative al caso OPEN statico.

In Figura 3.2c (traccia in alto), è visibile la condizione di ACTIVE statico già documentata in precedenza. Tuttavia, il caso statico è presente anche nell'intervallo OPEN: si vede come, a regime, prima della fine dell'intervallo OPEN il diodo si interdica e la tensione di ingresso alla rete Z-Source si sgancia dal valore di V_G . Nella traccia in mezzo è possibile vedere come la tensione di ingresso al *leg* ($2V_C - V_G$) subisca uno sbalzo negativo e si porti a un valore esattamente pari a V_C . Nella traccia in basso è possibile vedere come l'interdizione del diodo avvenga quando la corrente entrante nell'induttore (calante) si annulla, rendendo nullo l'apporto di corrente dal diodo pari a $I_L + I_C = 2 I_L$. Nella traccia in basso è anche raffigurata la tensione media di uscita che, nonostante la presenza dello stato statico provochi uno sbalzo negativo di tensione sul *leg* appare salire notevolmente, perché nella condizione di equilibrio la tensione di picco sui condensatori è più elevata (attorno ai 20 V contro i 16,7 V del caso base).

3.3 Analisi del caso Shoot-Through statico

In questo caso vogliamo vedere cosa accade se il valore del condensatore risulta troppo piccolo così che il ripple su di esso produca un intervallo statico durante la condizione di Shoot-Through. Si assuma, dunque, $L_1 = L_2 = 30 \mu H$ e $C_1 = C_2 = 1,02 \mu F$. Agendo in questo modo si è aumentata l'impedenza della rete Z-Source di 3,5 volte e così come la pulsazione naturale. Nella figura sottostante è possibile osservare lo schematico corrispondente.

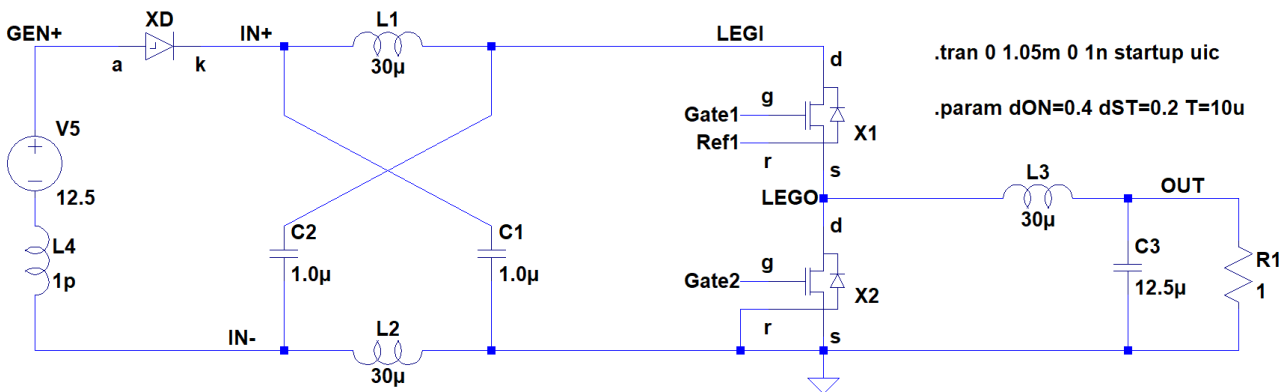


Figura 3.3a Schematico relativo al caso di $3,5 \cdot Z_n$ e $3,5 \cdot \omega_n$: intervallo Shoot-Through statico.

Dalla simulazione mediante il tool LTspice si ottengono le seguenti forme d'onda:

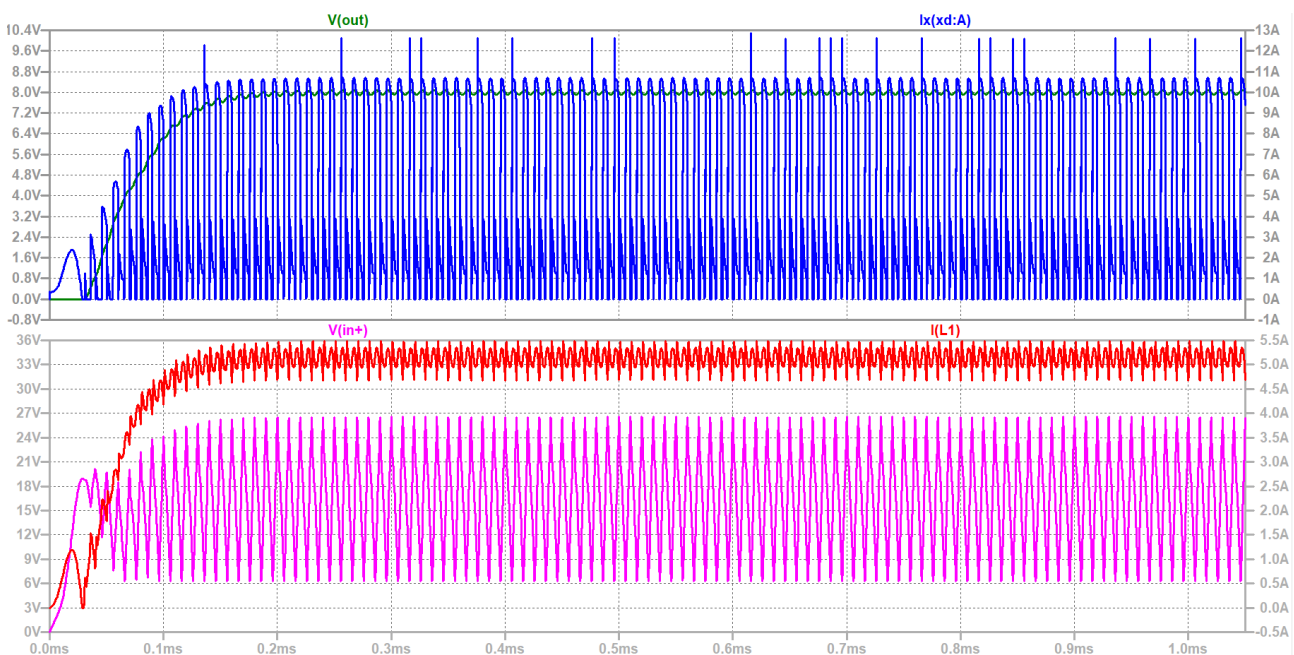


Figura 3.3b Forme d'onda relative al caso di $3,5 \cdot Z_n$ e $3,5 \cdot \omega_n$: intervallo Shoot-Through statico.

In Figura 3.3b si vedono le forme d'onda in transitorio relative alla tensione di uscita e alla corrente di ingresso (grafico in alto) e tensione sul condensatore C e corrente sull'induttore L della rete Z-Source (grafico in basso): la condizione di regime si raggiunge abbastanza in fretta nonostante stavolta sia aumentata l'impedenza della rete Z-Source di circa 3,5 volte. La tensione di uscita si porta a regime ad un valore più basso del caso di riferimento.

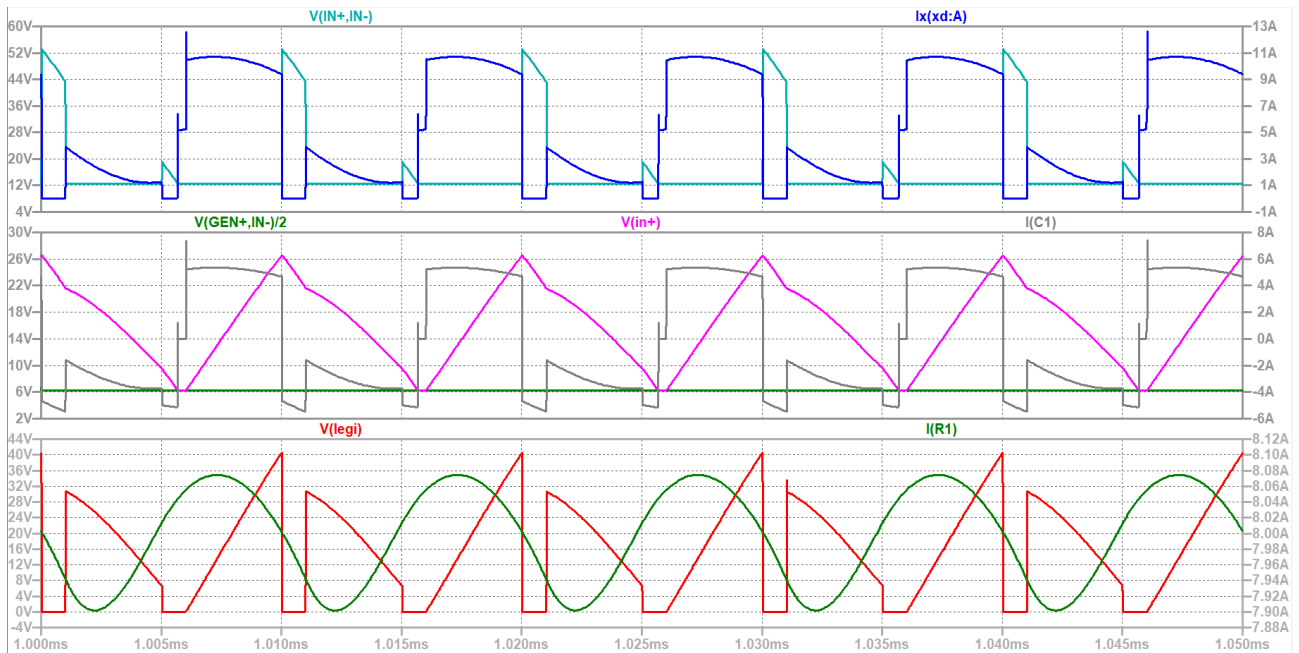


Figura 3.3c Forme d'onda a regime relative allo Shoot-Through statico.

In Figura 3.3c (traccia in alto), è visibile la condizione di Shoot-Through statico: si vede come prima della fine del secondo intervallo di Shoot-Through (quello posteriore a ACTIVE e antecedente all'OPEN) il diodo D si accenda agganciando la tensione di generatore alla V_{in} e conduca per intero la corrente I_L .

Nella traccia in mezzo è possibile vedere come la tensione sui condensatori che si ricarica negli intervalli OPEN e poi, inesorabilmente cala rispettivamente nel primo intervallo di Shoot-Through, nello stato ACTIVE, e nel secondo Shoot-Through raggiunge la soglia $V_G/2$ che accende il diodo. Una volta raggiunta tale tensione il condensatore non scambia più corrente fino al successivo intervallo OPEN di ricarica.

Nella traccia in basso è possibile vedere la tensione di ingresso del leg che durante l'intervallo ACTIVE presenta una tensione per nulla costante, ma evidentemente ancora efficace per produrre la rampa di corrente su L_3 che garantisce la I_{out} , solo leggermente inferiore a quanto atteso.

Una cosa assolutamente inattesa si osserva se si diminuisce ulteriormente la capacità del condensatore C . Mostriamo ora le simulazioni relative al caso di $C = 0,5 \mu F$.

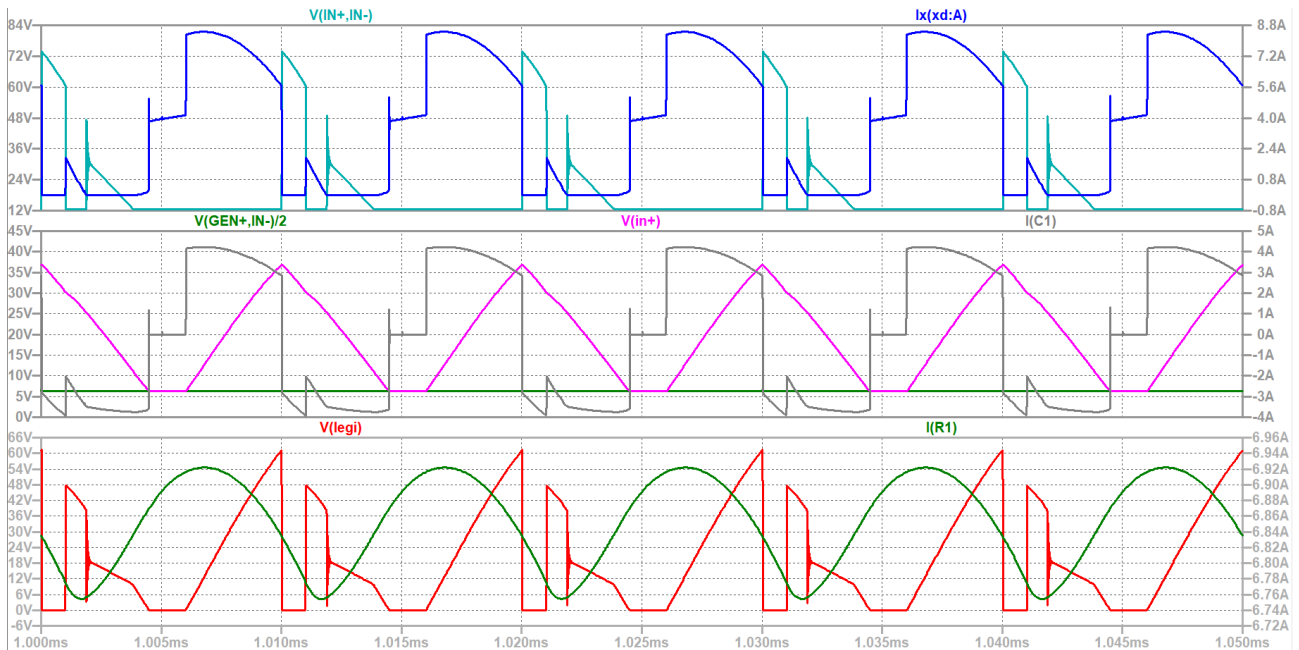


Figura 3.3d Forme d'onda a regime relative a valori di C estremamente piccoli, tali da generare oltre allo Shoot-Through statico anche una degenerazione dell'intervallo ACTIVE.

Nelle forme d'onda mostrate sopra, si vede che l'inesorabile calo della tensione su C dopo la ricarica negli intervalli OPEN determina il raggiungimento del livello critico già durante l'intervallo ACTIVE. Tuttavia un problema relativo all'intervallo ACTIVE esiste ancora prima che la tensione V_C si annulli: infatti la corrente del diodo si azzerava provocando quello che si è già documentato come stato ACTIVE statico, nonostante la specifica sull'induttore sia ampiamente soddisfatta. Siamo quindi in presenza di un altro meccanismo in grado di alterare le forme d'onda desiderate (solo stati dinamici). In questa circostanza di condensatore assai più piccolo del necessario la tensione di uscita scende apprezzabilmente per assestarsi attorno a 6,8 V.

Capitolo 4

Analisi di comportamenti anomali

In questo quarto capitolo si analizzeranno i comportamenti del circuito in esame al variare della resistenza di carico rispetto ad un valore nominale di 1Ω , in particolare si considereranno valori pari alla metà ($R_L = 0,5 \Omega$, carico pesante) e al doppio ($R_L = 2 \Omega$, carico leggero).

Successivamente andando a modificare il Duty-cycle D_{on} e il Duty-cycle relativo allo stato di Shoot-Through D_{ST} si documenterà il funzionamento del circuito.

Vale la pena ricordare i valori assunti dalle variabili di stato nel caso nominale per operare i dovuti confronti: $V_{OUT0} = 8,33 \text{ V}$, $I_{u0} = 8,33 \text{ A}$, $I_{L0} = 5,55 \text{ A}$ ($= 2/3 I_{u0}$), $V_{CO} = 16,63 \text{ V}$ ($= 4/3 V_G$).

4.1 Analisi in condizione di carico pesante ($R_L = 0,5 \Omega$)

Variando la resistenza di carico della metà del suo valore nominale si ottiene il seguente schematico:

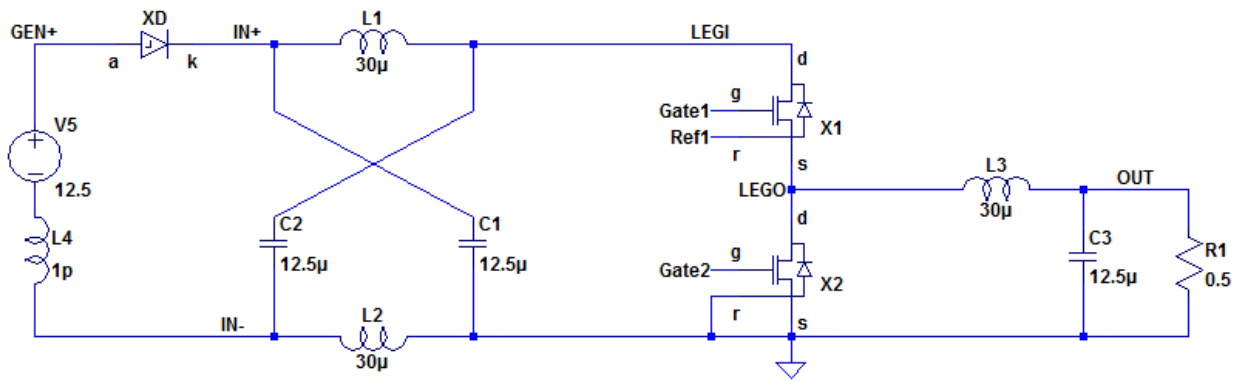


Figura 4.1a Schematico corrispondente al caso con $R_L = 0,5 \Omega$ (carico pesante).

Dalla simulazione mediante il tool LTspice si ottengono le seguenti forme d'onda:

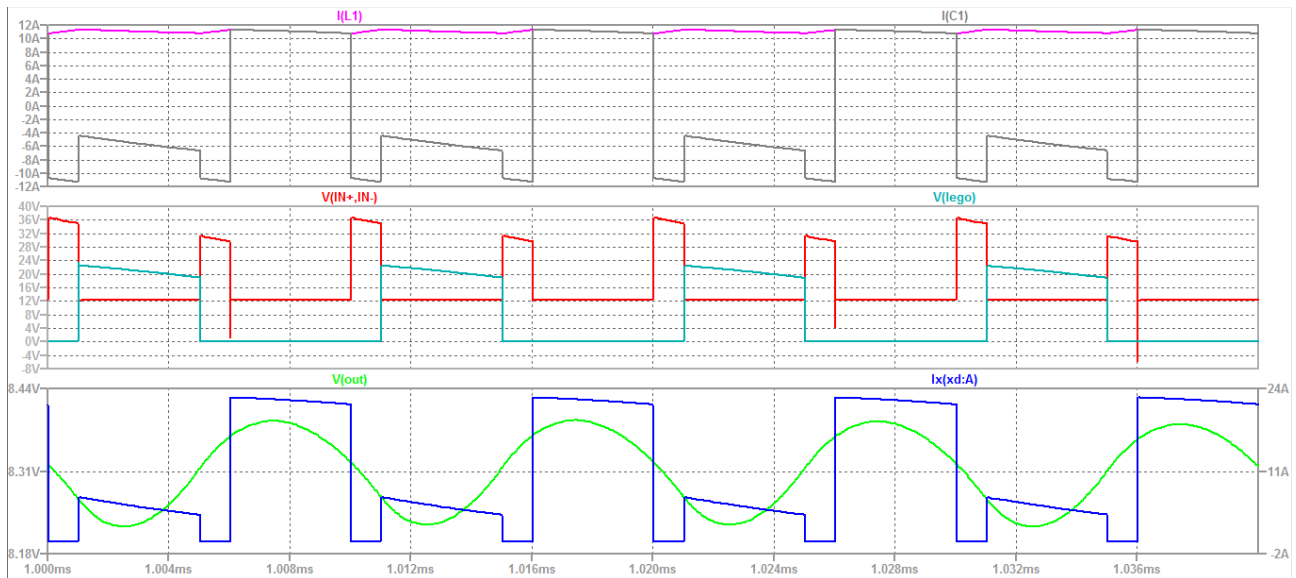


Figura 4.1b Forme d'onda ottenute con $R_L = 0,5 \Omega$ (carico pesante).

Sopra sono state riportate le forme d'onda relative rispettivamente alla tensione d'uscita V_{OUT} e alla corrente di ingresso $i_G = i_D$ (nel terzo grafico), alla tensione di ingresso v_{IN} e alla tensione d'uscita sul leg v_{LegO} (secondo grafico) e le due correnti (i_C , i_L) che scorrono sui condensatori e induttori della rete Z-Source (primo grafico). Appare subito chiaro come la tensione d'uscita, assumendo un valor medio pari a 8,31 V, non sia diminuita sensibilmente rispetto al caso nominale nonostante un maggior assorbimento di corrente sul carico. La corrente i_D che scorre sul diodo (traccia blu nel grafico più in basso) è nulla nei due stati di Shoot-Through (segno che qui il diodo è spento, giustamente) e diversa da zero (cala linearmente) durante l'intervallo ACTIVE e OPEN (dove invece il diodo è giustamente acceso); il massimo valore della suddetta corrente è raggiunto invece

nell'intervallo OPEN dove si mantiene di poco inferiore ai 24 A (pur calando linearmente anche qui) in concomitanza del massimo assorbimento di energia dalla sorgente. A regime si riscontrano quindi solo intervalli dinamici e la tensione di uscita assume il valore previsto.

Osservando il secondo grafico si può notare come la tensione V_{in} raggiunga il massimo valore (36 V) nel primo stato di Shoot-Through dove, infatti, in accordo con quanto detto nei capitoli precedenti, la tensione sui condensatori è uguale a quella sugli induttori e, di conseguenza, eseguendo il bilancio delle tensioni sulla maglia all'ingresso del circuito la V_{in} è pari alla somma di queste due. Durante il secondo stato di Shoot-Through la stessa tensione raggiunge un discreto valore (32 V) che è comunque minore di quello raggiunto nel primo.

La tensione d'uscita v_{LegO} del *leg* (traccia rossa) è nulla sia durante gli stati di Shoot-Through, poiché l'intero *leg* è un cortocircuito, che durante l'intervallo OPEN quando conduce il dispositivo *low-side*, mentre decresce linearmente durante l'intervallo ACTIVE, in quanto i condensatori C assumono un valore finito.

Nel grafico più in alto si osserva come la corrente i_C che scorre sui condensatori è negativa durante entrambi gli stati di Shoot-Through e durante l'intervallo ACTIVE, mentre è positiva e raggiunge un valore considerevole (11 A circa) durante l'intervallo OPEN, dove va a coincidere con la corrente I_L . È interessante notare come durante entrambi gli stati di Shoot-Through a fronte di una scarica dei condensatori (la I_C decresce linearmente) vi sia una carica degli induttori (la I_L cresce linearmente) mentre durante l'intervallo ACTIVE entrambe le correnti decrescono segno che i condensatori e gli induttori della rete Z-Source cedono energia al carico.

La tensione media di uscita $V_{u0} = 8,32$ V è solo leggermente inferiore al caso nominale a causa delle perdite e la corrente media di uscita è $I_{u0} = 16,623$ A.

La corrente media e la tensione media sulla rete Z-Source sono $I_{L0} = 11,053$ A (giustamente il doppio rispetto al caso nominale) e $V_{C0} = 16,61$ V (praticamente identica rispetto al caso nominale).

4.2 Analisi con carichi leggeri ($R_L = 2 \Omega, 5 \Omega, 100 \Omega$)

Raddoppiando la resistenza di carico rispetto al caso nominale si ottengono il seguente schematico e forme d'onda:

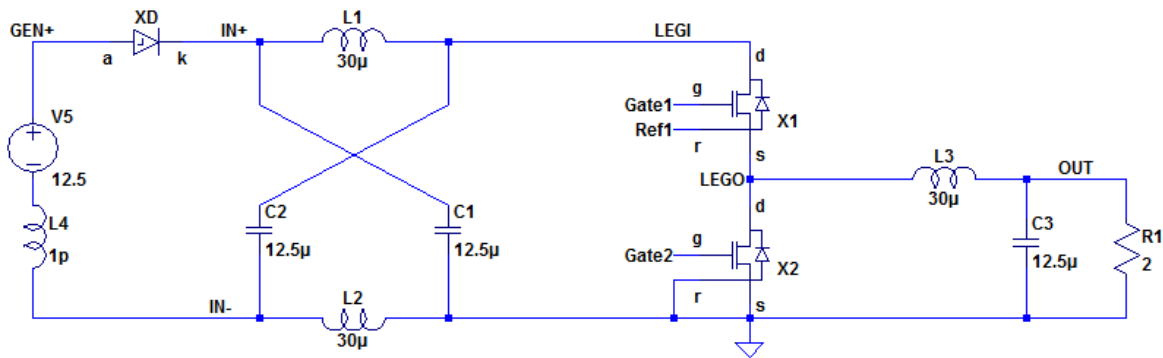


Figura 4.2a Schematico corrispondente al caso con $R_L = 2 \Omega$ (carico leggero).

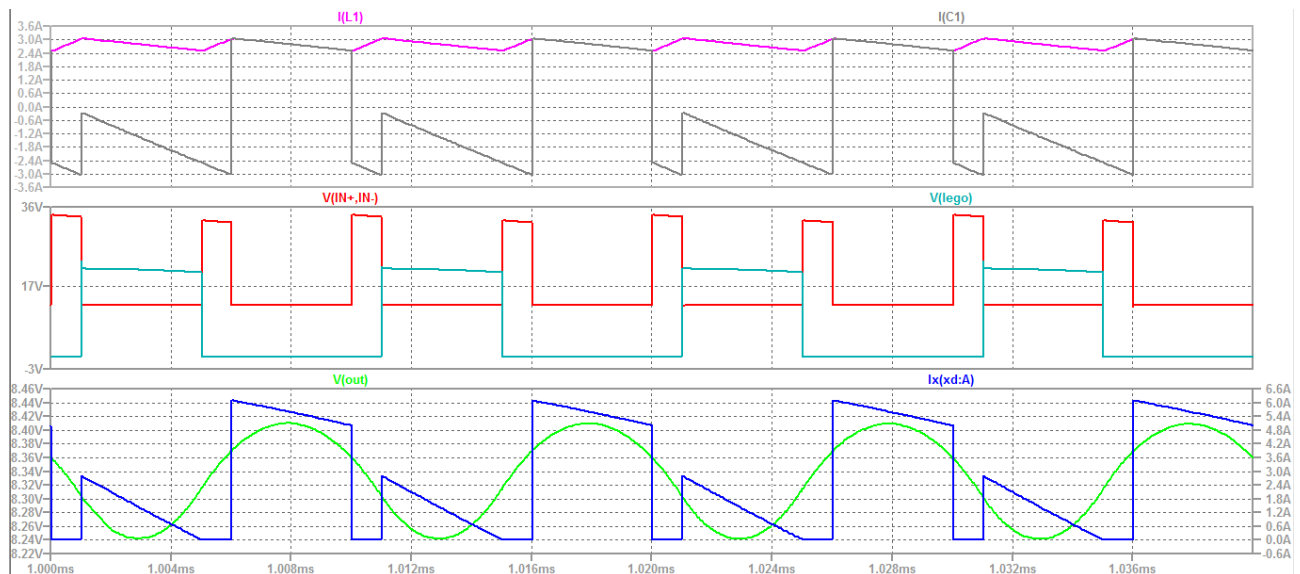


Figura 4.2b Forme d'onda ottenute con $R_L = 2 \Omega$ (carico leggero).

Osservando questo secondo caso notiamo che le forme d'onda relative a tensioni e correnti, pur avendo raddoppiato la resistenza di carico rispetto al caso nominale, sono molto simili. E' possibile osservare come il valor medio della tensione d'uscita, al diminuire della corrente assorbita su R_L , aumenti leggermente senza però eccedere il consueto valore pari a 8,34 V.

Si possono notare delle piccole ma importanti differenze tra i due casi analizzati a livello della corrente di ingresso (traccia blu nel grafico in basso) e della corrente che scorre sul condensatore

(i_C , traccia grigia nel grafico in alto): al termine dell'intervallo ACTIVE la corrente di ingresso si annulla senza presentare alcun gradino (come invece accadeva nel caso precedente) mentre la corrente sul condensatore C continua a calare linearmente (anche questa volta senza presentare alcun gradino) durante lo stato di Shoot-Through: ci si trova quindi nella condizione limite per finire nel caso statico.

In entrambi i casi tutte le specifiche di funzionamento del diodo in ingresso durante i vari stati sono rispettate così come non ci sono oscillazioni (fenomeni di Ringing) delle tensioni prese in esame, dunque non si hanno casi statici del circuito.

La tensione media di uscita $V_{u0} = 8,33 \text{ V}$ è la stessa del caso nominale e la corrente media di uscita è $I_{u0} = 4,165 \text{ A}$.

La corrente media e la tensione media sulla rete Z-Source sono $I_{L0} = 2,78 \text{ A}$ (giustamente la metà rispetto al caso nominale) e $V_{C0} = 16,64 \text{ V}$ (praticamente identica al caso nominale).

Simulando con una resistenza di carico pari a 5Ω si ottengono le forme d'onda di Figura 4.2c:

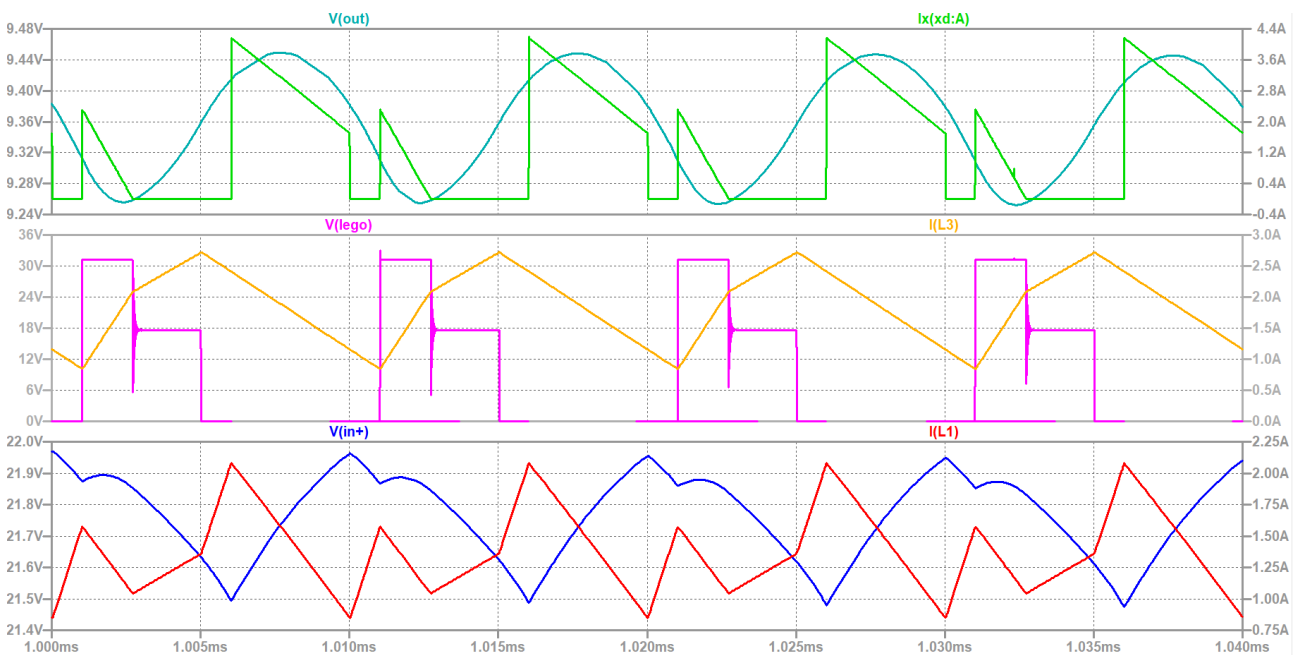


Figura 4.2c Forme d'onda ottenute con $R_L = 5 \Omega$ (carico leggero).

In questo caso è evidente la comparsa di uno stato ACTIVE statico in cui il diodo si interdice nella forma d'onda della corrente in ingresso (curva verde nel grafico in alto, dove è anche rappresentata la tensione in uscita). Appena il diodo si interdice la tensione applicata dal leg in uscita crolla con un ringing sovrasmorzato dal valore di $(2V_C - V_G)$ pari a $31,25 \text{ V}$ a quello di $(V_C - V_L)$ pari a $17,6$

V, provocando anche un calo nella derivata della rampa di corrente sull'induttore di uscita (entrambe queste forme d'onda sono visibili nel grafico di mezzo). Durante lo stato statico la corrente sull'induttore di uscita è pari alla somma delle correnti sui 2 induttori della rete Z-Source. Le variabili di stato della rete Z-Source sono visibili nell'ultimo grafico di Figura 4.2c.

La tensione media di uscita $V_{u0} = 9,36 \text{ V}$ è più elevata di quella del caso nominale in quanto la presenza del caso statico ha modificato la relazione ingresso uscita. La corrente media di uscita è $I_{u0} = 1,87 \text{ A}$.

La corrente media e la tensione media sulla rete Z-Source sono $I_{L0} = 1,38 \text{ A}$, leggermente superiore a $1,25 = 2/3 I_{u0}$ e $V_{C0} = 21,765 \text{ V}$, assai superiore a $16,63 = 4/3 V_G$, testimoniando che c'è più energia immagazzinata nel condensatore C.

Diventa molto interessante vedere cosa succede simulando con un carico quasi a vuoto (1/100 di quello nominale).

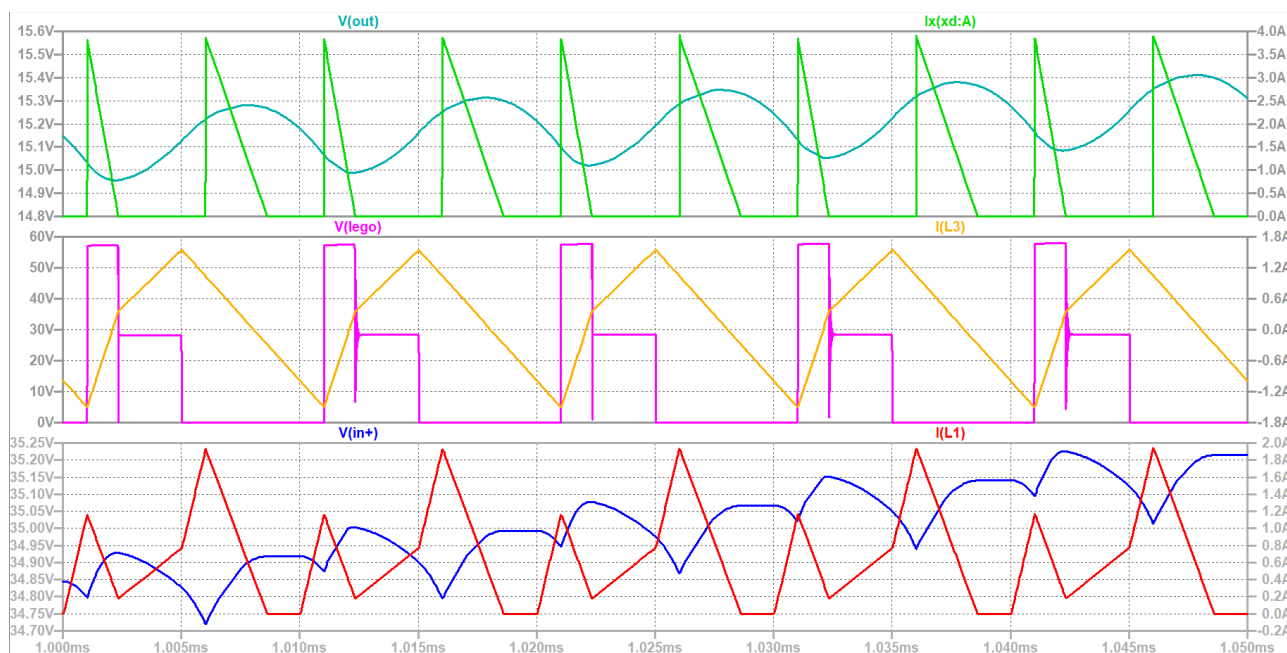


Figura 4.2d Forme d'onda ottenute con $R_L = 100 \Omega$ (carico quasi a vuoto) catturate dopo 1 ms.

Si vede chiaramente la comparsa degli stati statici sia in ACTIVE che in OPEN. Inoltre la forma d'onda di corrente sugli induttori si presenta discontinua con degli intervalli di corrente nulla proprio in corrispondenza del caso OPEN statico. Quella che invece non può essere discontinua è proprio la corrente sul filtro di uscita perché il *leg* viene pilotato in modo da consentire lo Shoot-Through, per cui il dispositivo *low-side* è necessariamente un transistor.

Dopo 1 ms la tensione di uscita vale $V_u = 15,2$ V, ma è in costante crescita, così come la $V_C = 35$ V, assai più elevata del valore nominale. La corrente media in uscita vale $I_u = 0,193$ A, mentre la corrente sugli induttori presenta un andamento discontinuo e il valore medio relativo a 5 periodi vale $I_{LO} = 0,66$ A, addirittura più elevato della corrente media in uscita. Ancora più elevato è il valore medio relativo della corrente in ingresso $I_{G0} = 0,754$ A, che evidentemente porta carica sui condensatori C della Z-Source.

Dopo 5 ms la tensione di uscita V_u ha già superato i 20 V e la V_C i 47 V e non accennano a diminuire. La corrente media relativa sugli induttori vale $I_{LO} = 0,833$ A, mentre la corrente media relativa di ingresso vale $I_{G0} = 0,899$ A, per cui siamo ancora lontani da una situazione di regime dato che la quantità di corrente che entra in eccesso porta ulteriore carica sui condensatori.

Si tratta chiaramente di una condizione ancora instabile e potenzialmente pericolosa, come documentato in Figura 4.2e.

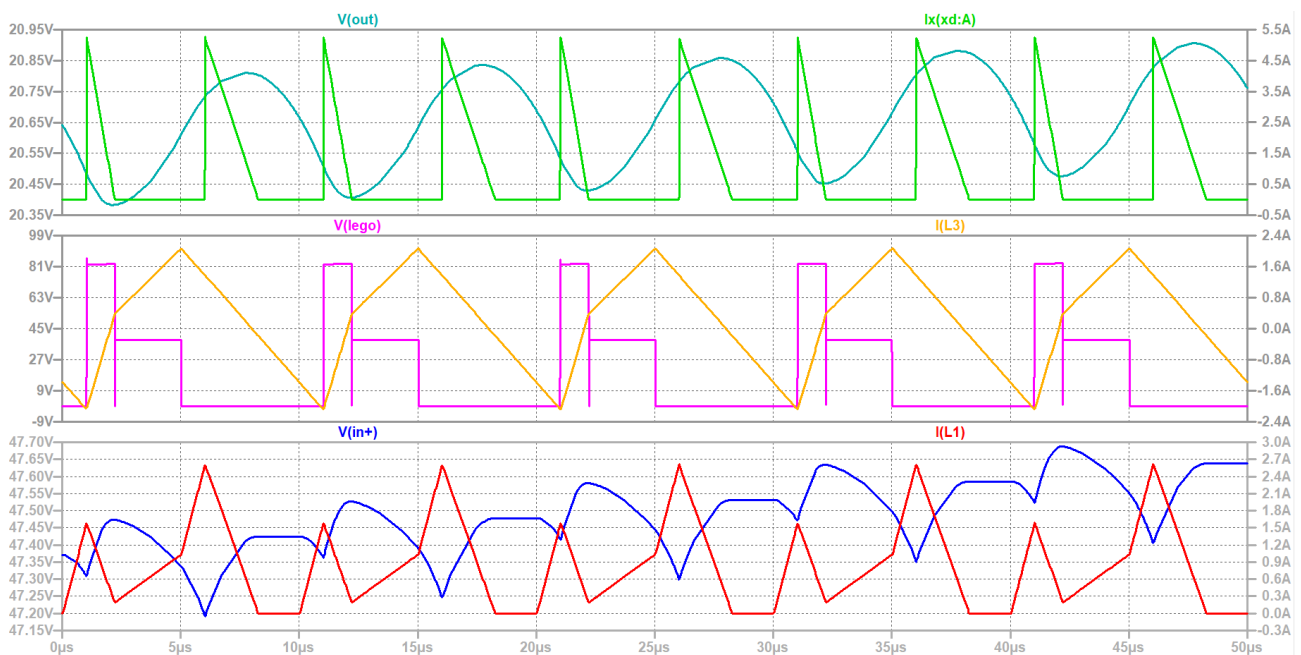


Figura 4.2e Forme d'onda ottenute con $R_L = 100 \Omega$ (carico quasi a vuoto) catturate dopo 3 ms.

4.3 Comportamento del circuito al variare di D e D_{ST}

Si effettuerà ora l'analisi di quattro casi in cui a variare non saranno né i valori di induttanza e capacità, né la resistenza di carico, ma varieranno solamente i Duty-cycle D e D_{ST} in una combinazione tale per cui se si avessero solo stati dinamici si realizzerebbe in uscita la tensione di 5 V. Lo scopo di queste variazioni è appunto quello di far raggiungere alla tensione d'uscita un valore medio prossimo ai 5 V, tuttavia, come si vedrà, questo sarà possibile solo nel caso ideale (e non realistico) in cui si hanno solo stati dinamici.

4.3.1 Caso con $D = 0,32$ e $D_{ST} = 0,1$

In questo primo caso, dalla simulazione del circuito in esame con i nuovi valori di Duty-cycle, si ottengono le seguenti forme d'onda:

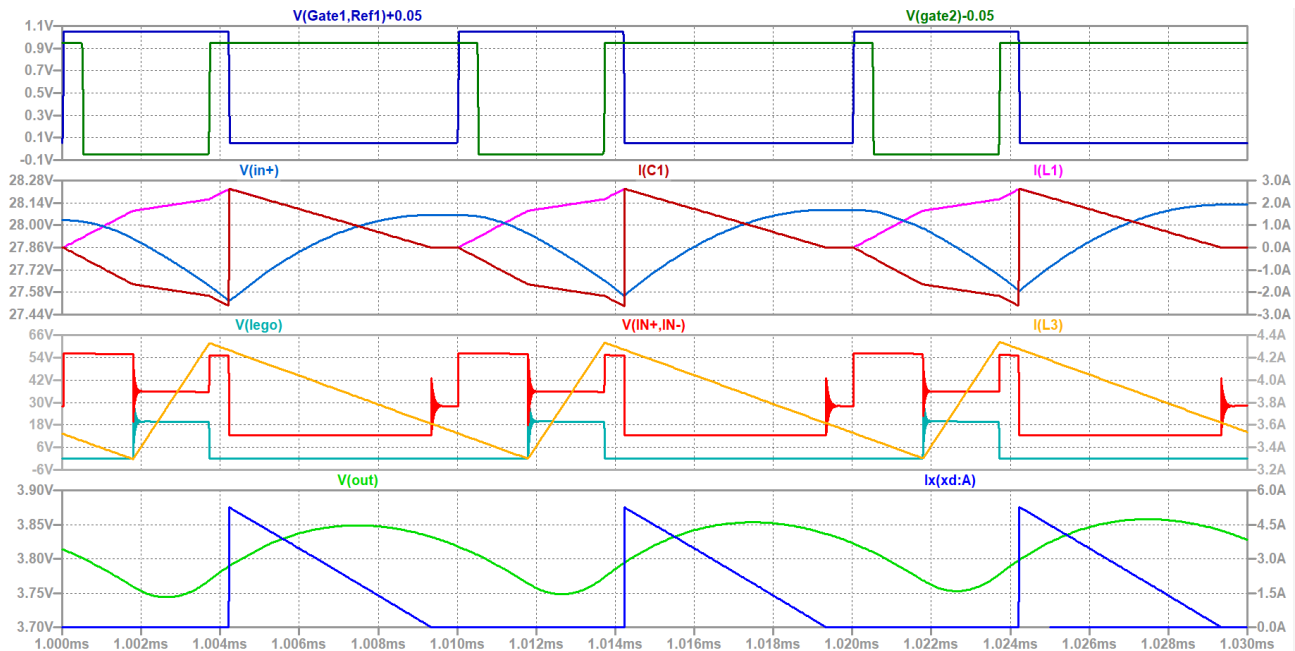


Figura 4.3 Forme d'onda ottenute con $D = 0,32$ e $D_{ST} = 0,1$

Dall'osservazione delle forme d'onda si evince innanzitutto che la tensione di uscita (traccia verde nel grafico in basso) non si assesta a 5 V, ma si aggira sopra ad un valor medio pari a 3,81 V e continua a crescere anche dopo 1 ms. Dualmente la corrente che scorre sul diodo (traccia blu nello

stesso grafico) è nulla sia nel primo stato di Shoot-Through che durante tutto l'intervallo ACTIVE (segno che il diodo è spento), comportamento fino ad ora mai riscontrato, per poi divenire diversa da zero (il diodo si accende) durante l'intervallo OPEN e annullarsi prima della fine di questo. In questo caso si ha perciò sia un ACTIVE che un OPEN statici poiché il diodo presenta delle anomalie di funzionamento durante entrambi gli intervalli.

In particolare non vi è traccia dello stato ACTIVE dinamico. In effetti, la cosa assolutamente inedita è che tentando di iniziare lo stato ACTIVE spegnendo il transistor *low-side*, in realtà questo non succede perché nel dispositivo *low-side* rimane in conduzione il diodo di free-wheeling, di fatto, prolungando la situazione di Shoot-Through fino alla comparsa del caso statico senza nemmeno mai passare dal caso dinamico, che prevedrebbe l'accensione del diodo. Infatti, all'ingresso del periodo ACTIVE, la tensione in uscita dal *leg* (traccia azzurra nel terzo grafico) non si schiuda da zero, fallendo clamorosamente l'inizio del Ton, in grado di energizzare l'induttore di uscita (traccia arancione del terzo grafico), proprio perché rimane la situazione di Shoot-Through a causa del diodo di free-wheeling del dispositivo *low-side*. L'effettivo ingresso nel Ton (in realtà lo ACTIVE statico) si ha solo nel momento in cui la somma delle correnti sugli induttori L raggiunge il livello di corrente del filtro di uscita.

Osservando il secondo grafico, si nota come, sia durante gli stati di Shoot-Through che durante l'intervallo ACTIVE, le correnti che scorrono su condensatore e induttore della rete Z-Source siano duali e simmetriche, ossia alla scarica del condensatore (corrente calante) corrisponda la carica dell'induttore (corrente crescente). Durante l'intervallo OPEN invece le due correnti coincidono e sono entrambe positive calanti durante l'intervallo dinamico, segno che viene ceduta energia dall'induttore e dalla sorgente al condensatore. Segue un intervallo OPEN statico in cui le identiche correnti positive calanti su induttore e condensatore sono arrivate a zero e hanno provocato l'interdizione del diodo (e l'*effetto-boost*), l'eliminazione completa dell'energia sulle L e la massima carica dei condensatori C .

In realtà, la massima carica dei condensatori C cresce inesorabilmente periodo dopo periodo, determinando una condizione di instabilità.

4.3.2 Caso con $D = 0,24$ e $D_{ST} = 0,2$

In questo secondo caso, dalla simulazione del circuito in esame con i nuovi valori di Duty-cycle, si ottengono le seguenti forme d'onda:

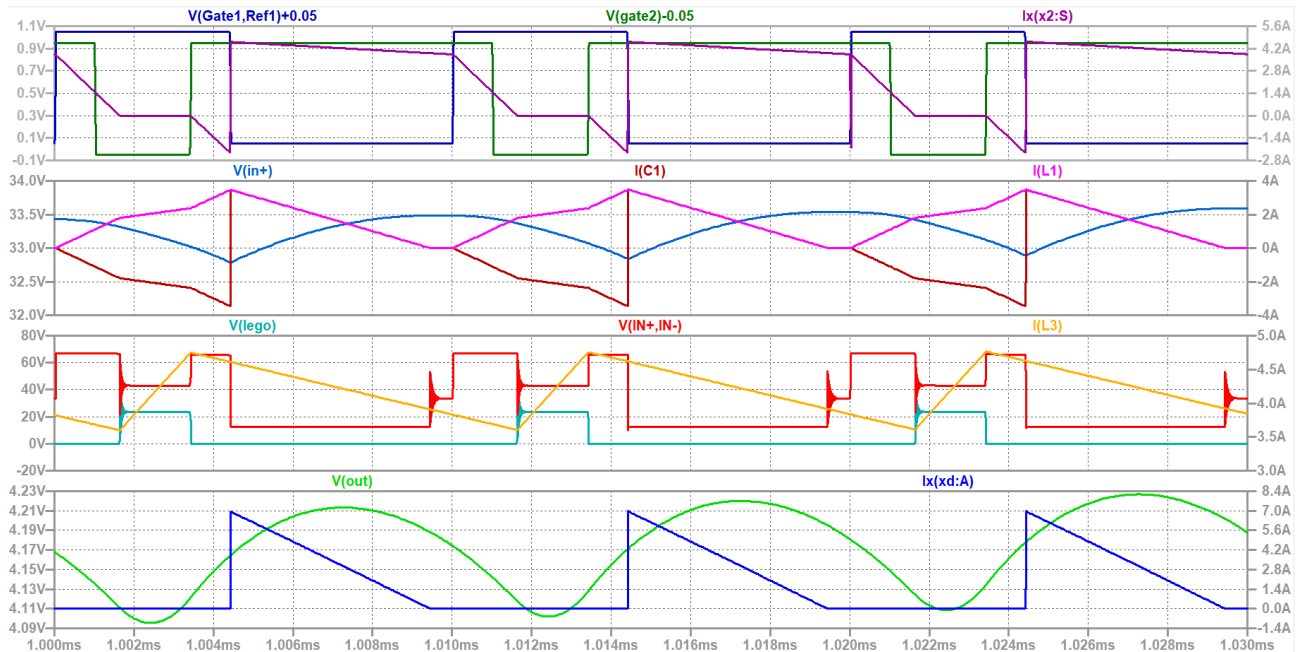


Figura 4.4a Forme d'onda ottenute con $D = 0,24$ e $D_{ST} = 0,2$ catturate dopo 1 ms.

Variando ulteriormente i valori dei Duty-cycle si ottengono forme d'onda molto simili a quelle del caso precedente.

La tensione d'uscita (traccia verde nel grafico in basso) non è ancora perfettamente a regime e tende ad aumentare al trascorrere del tempo, il valor medio che approssimativamente assume è pari a 4,17 V segno che la modifica dei parametri di Duty-cycle ha portato questa ad un avvicinamento ai 5 V. Per quanto riguarda le forme d'onda relative agli altri valori di tensione e corrente non ci sono grosse modificazioni rispetto al caso precedente tanto che si osservano anche questa volta comportamenti anomali sia della corrente e tensione di ingresso che della tensione in uscita al *leg* (come già documentato prima). Rispetto al caso precedente si è solo aggiunto nel primo grafico la traccia relativa alla corrente di *free-wheeling* del dispositivo *low-side* del *leg*.

Si tenta ora di vedere se anche in questo caso le tensioni sui C divergono: a tal scopo si allunga la simulazione fino a 5 ms.

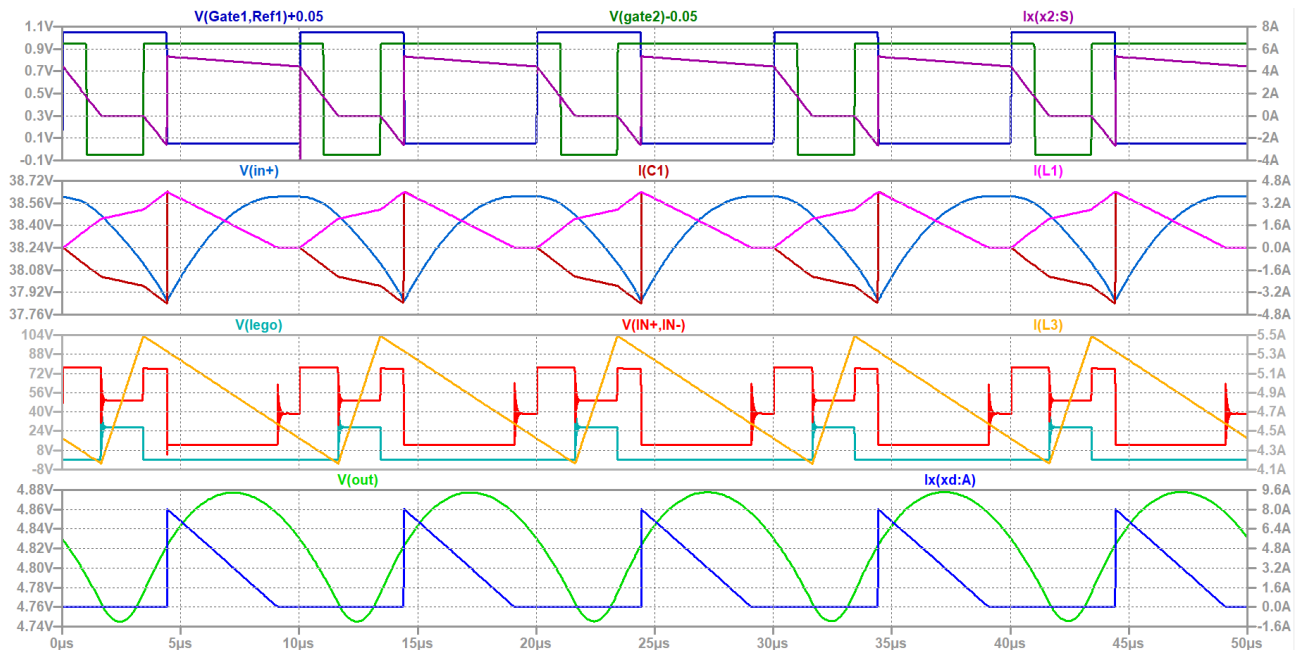


Figura 4.4b Forme d'onda ottenute con $D = 0,24$ e $D_{ST} = 0,2$ catturate dopo 5 ms.

Questa Figura 4.4b mostra che sebbene si continui a lavorare con uno Shoot-Through allungato per colpa del free-wheeling del dispositivo low-side, un intervallo ACTIVE completamente statico e la presenza di un OPEN inizialmente dinamico e poi statico, la tensione di uscita sembra convergere a un valore non troppo lontano da quello desiderato, perché la tensione sui condensatori C pare essersi stabilizzata a un valore di 38,37 V e la corrente media di ingresso I_{G0} è sostanzialmente identica alla corrente media su I_{L0} .

4.3.3 Caso con $D = 0,16$ e $D_{ST} = 0,3$

In questo terzo caso, dalla simulazione del circuito in esame con i nuovi valori di Duty-cycle, si ottengono le seguenti forme d'onda:

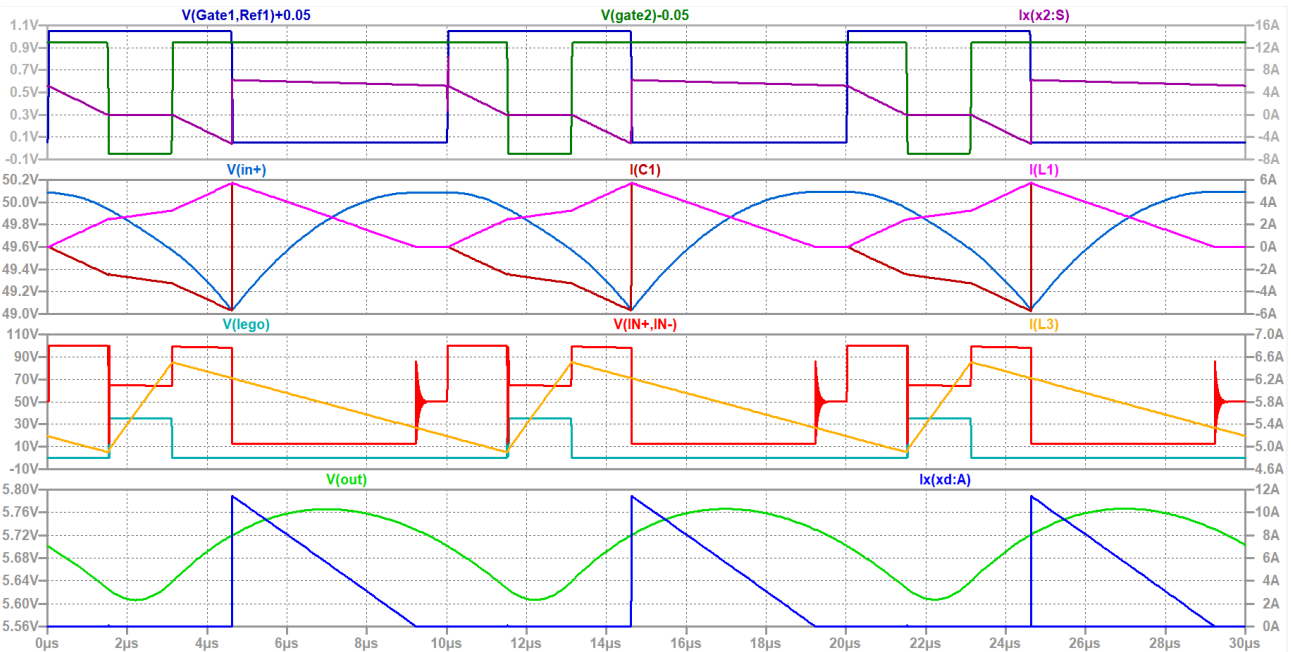


Figura 4.5a Forme d'onda ottenute con $D = 0,16$ e $D_{ST} = 0,3$ catturate dopo 5 ms.

Osservando le forme d'onda della figura soprastante si possono fare le medesime considerazioni del caso precedente riguardo alla sequenza di stati. Stavolta la tensione di uscita si assesta attorno a 5,7 V e la tensione sui condensatori C pare non divergere ulteriormente.

Vale la pena quindi verificare se con un leggero aggiustamento del Duty si riesca a ottenere i 5 V desiderati.

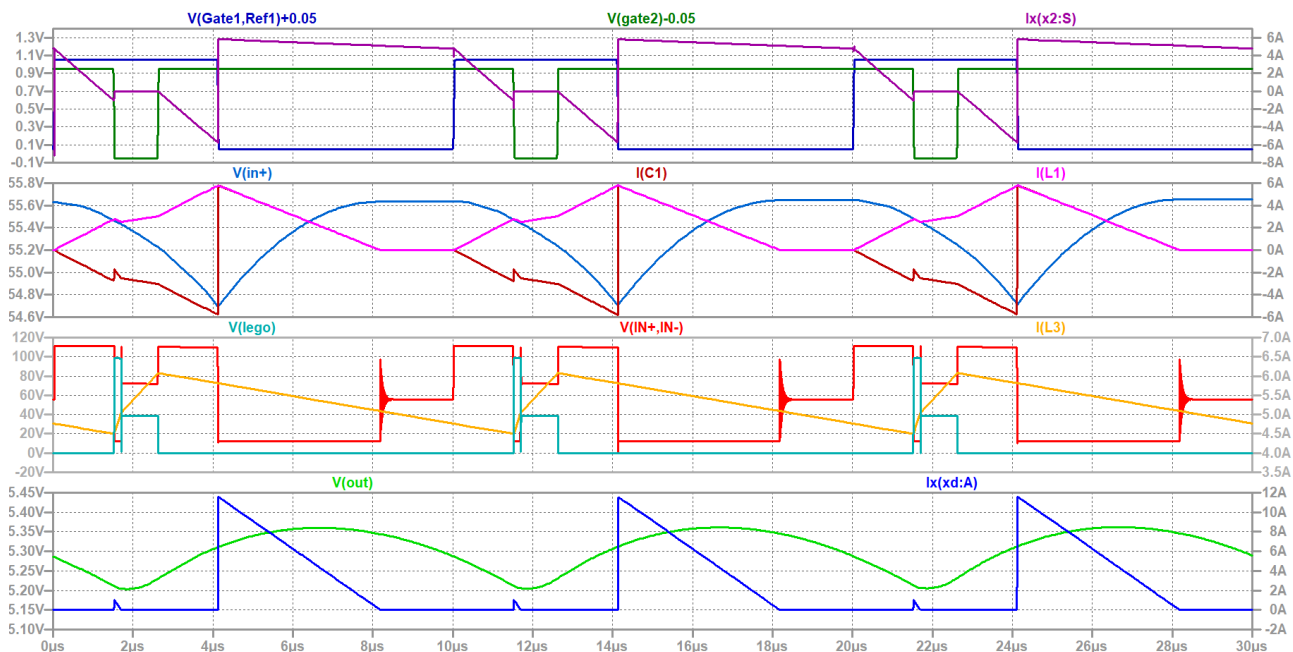


Figura 4.5b Forme d'onda ottenute con $D = 0,11$ e $D_{ST} = 0,3$ catturate dopo 5 ms.

La Figura 4.5b mostra come, riducendo il Duty a 0,11, si riesce a convertire stabilmente verso la tensione desiderata di 5 V. Si nota anche la ricomparsa di un intervallo ACTIVE dinamico per un breve intervallo.

In pratica abbiamo scoperto che gli intervalli di Shoot-Through particolarmente brevi possono portare ad un comportamento instabile quando si vuole convertire verso valori di tensione di uscita non elevata.

Diventa importante esaminare il caso in cui l'intervallo di Shoot-Through venga del tutto eliminato.

4.3.4 Caso con $D = 0,4$ e $D_{ST} = 0,0$

In questo quarto caso, dalla simulazione del circuito in esame con i nuovi valori di Duty-cycle, si ottengono le seguenti forme d'onda:

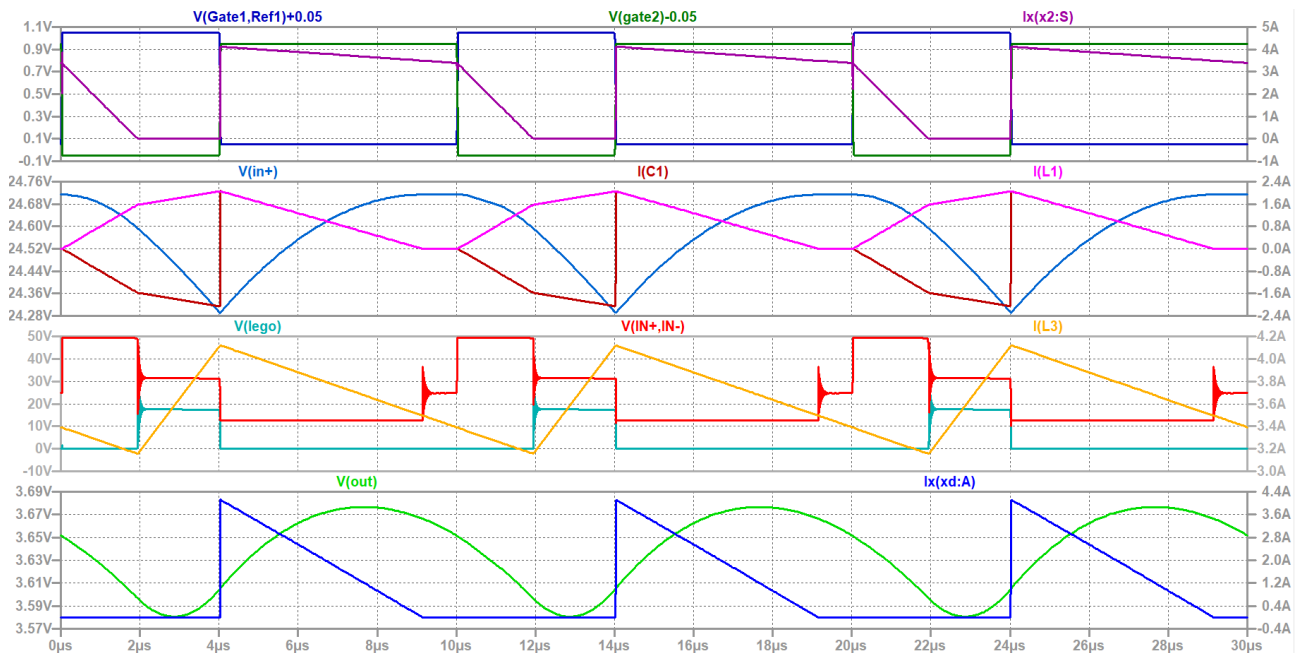


Figura 4.6 Forme d'onda ottenute con $D = 0,4$ e $D_{ST} = 0,0$ catturate dopo 5 ms.

In quest'ultimo caso è stata operata una scelta estrema, si è posto $D_{ST} = 0,0$, azione che si è riverberata a livello delle forme d'onda come la presenza di due stati di Shoot-Through aventi ampiezza nulla. Si nota come la tensione d'uscita sia quasi perfettamente a regime, ma assume un valor medio di 3,64 V, non in linea con le attese; la cosa che si nota subito è che il diodo si mantiene spento per tutto l'intervallo ACTIVE (lo Shoot-Through lo abbiamo volontariamente eliminato dai comandi, come si può notare dal grafico superiore) e acceso per la gran parte dell'intervallo OPEN che si divide in una prima parte dinamica e una seconda statica. La tensione di uscita non torna perché il T_{on} non coincide con l'intervallo ACTIVE per colpa del diodo di *free-wheeling* dell'interruttore *low-side*, che inaspettatamente determina la condizione di Shoot-Through che pensavamo di avere eliminato. Altra cosa degna di nota è che, nonostante lo Shoot-Through che produce *boost-effect* sul condensatore che si carica a 24,58 V anziché a 12,5 V, la tensione scende sotto il valore atteso per effetto della riduzione del T_{on} che dura circa la metà del previsto. La corrente su L è discontinua e determina l'OPEN statico. All'inizio dell'intervallo ACTIVE, non sono immediatamente nella condizione di stato ON che energizza il filtro di uscita perché le reattanze della rete Z-Source completamente scariche di energia sono impegnate nella derivata di

corrente positiva per raggiungere il valore di corrente presente nel filtro di uscita. Solo al raggiungimento di tale valore, il diodo di free-wheeling dell'interruttore low-side potrà spegnersi e avrà inizio l'effettivo intervallo T_{on} in cui la tensione applicata vale $V_C - V_L$.

Conclusioni

Dopo un attento dimensionamento del tradizionale convertitore *Chopper-Buck* per una applicazione specifica ed operazioni in funzionamento continuo (Capitolo 1), si è applicata la rete *Z-Source* a tale convertitore e si è arbitrariamente scelta una legge di comando che prevedesse un intervallo di *Shoot-Through* per analizzare la sequenza di stati regolari denominati dinamici attraverso il simulatore LTspice.

Nel corso del Capitolo 2 si sono anche esaminate le equazioni fondamentali valide per ogni stato, i limiti di corretto funzionamento, le basi per il dimensionamento di L e C e, infine, si è esplicitata la relazione ingresso uscita di tipo salita/discesa del convertitore così ottenuto, evidenziando il termine denominato *Boost-factor*.

Nel capitolo 3 si sono esaminati i possibili stati indesiderati, denominati di tipo statico, che potrebbero verificarsi all'interno del periodo di commutazione.

Infine, nel Capitolo 4, si sono descritte le forme d'onda ottenute imponendo variazioni della resistenza di carico e variazioni delle leggi di comando: tali forme d'onda hanno spesso evidenziato la comparsa degli stati statici ad inficiare la relazione ingresso-uscita desiderata, se non anche la generazione di veri e propri malfunzionamenti e pericolose instabilità.

Si è potuto verificare a simulazione che il convertitore è effettivamente in grado di operare sia in salita che in discesa. La complessità delle forme d'onda generate però è tale che è quasi impossibile evitare la comparsa di stati indesiderati non appena si esce dal funzionamento nominale di corrente sul carico o per variazioni dei *Duty-cycle* dei comandi. In particolare, si sono riscontrate possibili instabilità che possono far aumentare indefinitamente la tensione sui condensatori del *Z-Source* portandola a livelli pericolosamente alti. Inoltre, la presenza del diodo di *free-wheeling*

sull'interruttore *low-side* può provocare imprevisti stati di *Shoot-Through* che modificano il *Duty-cycle* effettivo in uscita, rendendo di non facile predicibilità il guadagno di tensione del convertitore.

Bibliografia

1. Fang Zheng Peng “Z-Source Inverter” pubblicato in *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. 39, NO. 2, MARCH/APRIL, 2003.
2. Sumedha Rajakaruna, Senior Member, IEEE, and Laksumana Jayawickrama “Steady-State Analysis and Designing Impedance Network of Z-Source Inverters” pubblicato in *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY ELECTRONICS*, VOL.57, NO. 7, JULY 2010.
3. Fabio Filicori, Giorgio Vannini: “*Elettronica Industriale, Convertitori DC/DC operanti in commutazione*”, Luglio 1999.

Ringraziamenti

Alla fine di questo lavoro sento la necessità di ringraziare sentitamente tutte le persone che mi hanno molto aiutato e mi sono state vicine in questi anni.

In particolare sentiti ringraziamenti vanno al Prof. Rudi Paolo Paganelli, mio relatore, che mi ha seguito e aiutato con grande dedizione, ai miei genitori che mi hanno sostenuto per tutti questi anni, ai miei amici Michael e David che vedo un po' troppo raramente ma comunque sempre vicini, a Simone e Clizia senza i quali probabilmente non sarei riuscito a laurearmi, al Dottor Ravasio e a Cristiana Mondaini.

Ma in particolare voglio dedicare questo lavoro a una grande persona che oggi non c'è più e che teneva molto a me: mio nonno.