

M.M.Electronics - <http://www.mmetft.it>



Michele Marino - mmelectronics@mmetft.it

Induttori, trasformatori, convertitori Boost e Flyback

V 0.1

Settembre 2013

INFORMATIVA

Come prescritto dall'art. 1, comma 1, della legge 21 maggio 2004 n.128, l'autore avvisa di aver assolto, per la seguente opera dell'ingegno, a tutti gli obblighi della legge 22 Aprile del 1941 n. 633, sulla tutela del diritto d'autore. Tutti i diritti di questa opera sono riservati. Ogni riproduzione ed ogni altra forma di diffusione al pubblico dell'opera, o parte di essa, senza un'autorizzazione scritta dell'autore, rappresenta una violazione della legge che tutela il diritto d'autore, in particolare non ne è consentito un utilizzo per trarne profitto. La mancata osservanza della legge 22 Aprile del 1941 n. 633 è perseguibile con la reclusione o sanzione pecuniaria, come descritto al Titolo III, Capo III, Sezione II. A norma dell'art. 70 è comunque consentito, per scopi di critica o discussione, il riassunto e la citazione, accompagnati dalla menzione del titolo dell'opera e dal nome dell'autore.

AVVERTENZE

Chiunque decida di far uso delle nozioni riportate nella seguente opera o decida di realizzare i circuiti proposti, è tenuto pertanto a prestare la massima attenzione in osservanza alle normative in vigore sulla sicurezza.

L'autore declina ogni responsabilità per eventuali danni causati a persone, animali o cose derivante dall'utilizzo diretto o indiretto del materiale, dei dispositivi o del software presentati nella seguente opera.

Si fa inoltre presente che quanto riportato viene fornito così com'è, a solo scopo didattico e formativo, senza garanzia alcuna della sua correttezza.

L'autore ringrazia anticipatamente per la segnalazione di ogni errore.

Indice

1	Introduzione	4
2	Un componente passivo: l'induttore	4
3	Convertitore Boost	5
4	Svantaggi del convertitore boost	6
5	Calcolo della tensione di uscita	6
6	Un test bench per induttori	7
7	Trasformatori	8
8	Convertitore flyback	9
9	Un circuito simulato	12
10	Conclusioni	13
	Bibliografia	16

Elenco delle figure

1	Induttanza connessa ad una batteria	4
2	Schema semplificato del convertitore boost	5
3	Test bench induttori	7
4	Variazione di tensione mentre l'induttore raggiunge la corrente di picco	8
5	Trasformatore in continua senza carico	8
6	Trasformatore in continua con carico	9
7	Trasformatore aperto in ingresso	9
8	Convertitore flyback con transistor in conduzione	10
9	Convertitore flyback con transistor T1 interdettato	10
10	Convertitore flyback con corrente $I_s = 0$	11
11	Curva caratteristica tensione V_{DS}	11
12	Trasformatore con induttanza di perdita L_{STRAY}	12
13	Oscillazione smorzata dovuta all'induttanza parassita	12
14	Schema convertitore flyback	13
15	Tensione di uscita, feedback e PWM	14
16	Tensione sul transistor e sul diodo	15

Elenco delle tabelle

1 Introduzione

In questo articolo verranno affrontate le problematiche relative a componenti passivi come gli induttori e i trasformatori. Nella prima parte verranno affrontati gli induttori che rappresentano una introduzione all'argomento successivo nei convertitori boost. A seguire una breve panoramica sui trasformatori utilizzati sui convertitori in configurazione flyback. Per concludere verranno confrontate le due configurazioni di convertitori prese in considerazione.

2 Un componente passivo: l'induttore

L'induttore è un componente elettrico passivo che genera un campo magnetico quando viene attraversato da una corrente. Consideriamo un semplice circuito costituito da una batteria connessa ad un induttore di induttanza L e resistenza R per studiarne il comportamento.

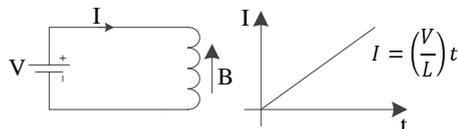


Figura 1: Induttanza connessa ad una batteria

Quando la batteria è connessa all'induttore, la corrente non varia istantaneamente da zero al valore massimo V/R (dove R rappresenta la resistenza dell'induttore). L'andamento segue la legge di Faraday:

$$\Delta V = -\frac{\partial \Phi_{\epsilon}(B)}{\partial t} \quad (1)$$

All'aumentare della corrente nel tempo, il flusso magnetico indotto cresce proporzionalmente ad essa. L'incremento di flusso magnetico induce una forza elettromotrice nel circuito che si oppone alle variazioni del flusso magnetico. Per la legge di Lenz, il campo elettrico indotto in una spira percorsa da corrente, deve essere opposto al verso della corrente. Questo perché, per la legge di conservazione dell'energia, è necessario trasformare l'energia magnetica immagazzinata al fine di conservare l'energia del campo magnetico totale. Al crescere dell'ampiezza della corrente, il passo di incremento si riduce e così pure la forza elettromotrice indotta. La f.e.m. cresce linearmente con la corrente seguendo la relazione:

$$I = \frac{V}{L}t \quad (2)$$

L'incremento di corrente, infine, si interromperà quando verrà limitata dalla resistenza R dell'induttore. In quel preciso istante, la quantità di energia magnetica immagazzinata sarà :

$$E = \frac{1}{2}LI_{peak}^2 \quad (3)$$

Quello che succede in pratica è che l'induttore non consente brusche variazioni della corrente che lo attraversa. Quando avviene una variazione della corrente, si genera una tensione; l'induttore genererà una f.e.m. che contrasterà questa variazione di corrente. Se, per esempio, il circuito viene aperto, l'induttore tenterà ancora a far scorrere corrente generando una tensione molto alta ai suoi terminali. Solitamente, quando sono in gioco alte tensioni, si genera un arco elettrico attraverso il quale tutta l'energia immagazzinata nell'induttore viene rilasciata. Questo particolare comportamento viene

sfruttato nei convertitori boost per portare la tensione di ingresso a valori di uscita più alti. Per aumentare il flusso magnetico in un induttore si possono utilizzare materiali ferro-magnetici. Quando viene applicato un campo magnetico su una ferrite, il ridotto dominio magnetico nella ferrite si allineerà col campo, aumentandone l'intensità. Grazie all'utilizzo delle ferriti, gli induttori possono portarsi a dimensioni ridotte, con meno spire sugli avvolgimenti e, di conseguenza, con una minore resistenza (perdite minori). È bene tenere presente che l'orientamento di questi domini magnetici necessita di energia che in ferriti di qualità è molto ridotta. Con l'aumentare del flusso magnetico sempre più domini magnetici puntano nella direzione del campo magnetico. Ad un certo punto, tutti i domini magnetici punteranno nella direzione del campo con la conseguente saturazione della ferrite. Ogni ulteriore incremento della corrente, risulterà in piccoli incrementi del flusso magnetico, come se la ferrite fosse assente. Poiché molte ferriti hanno un'elevata permeabilità magnetica, già piccole correnti, possono risultare in flussi magnetici consistenti. Il risultato di tutto ciò è che la ferrite saturerà con un valore di corrente che è di scarsa utilità pratica per applicazioni di conversione di potenza. Per queste ragioni i nuclei di ferrite per induttori e trasformatori di potenza hanno uno spessore in aria. Tale gap riduce la permeabilità effettiva e quindi il flusso magnetico. Maggiore è questo vuoto d'aria, maggiore sarà la riduzione del flusso e quindi l'induttore può trasportare correnti più consistenti.

3 Convertitore Boost

Lo schema del convertitore boost è riportato nella figura 2 dove il transistor, per semplicità di argomentazione, viene rappresentato da un interruttore ideale, mentre viene omesso il circuito di controllo.

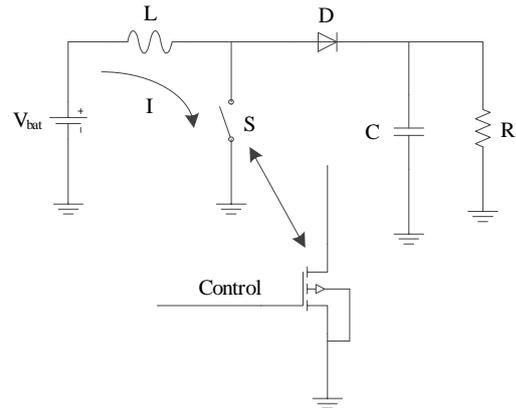


Figura 2: Schema semplificato del convertitore boost

Un condensatore ad alto voltaggio viene utilizzato come buffer per la tensione di uscita. Analizziamo le varie fasi di funzionamento del circuito:

- all'istante $t = 0$, l'interruttore è chiuso e di conseguenza la corrente, attraverso l'induttore inizia a crescere linearmente seguendo la relazione $I = \frac{V_{bat}}{L} t$;
- ad un certo punto l'interruttore viene aperto e il valore di corrente raggiunto fino a quel momento è I_{peak} . In queste condizioni l'induttore tende a mantenere costante la corrente che scorre nelle sue spire. Poiché l'interruttore è aperto, l'unico modo che ha l'induttore di mantenere la corrente costante è la polarizzazione

diretta del diodo. Questo farà circolare la corrente verso il condensatore di buffer. Supponiamo che il condensatore sia già carico alla tensione di uscita di 180V. Per polarizzare direttamente il diodo, l'induttore deve generare una f.e.m. (o una tensione indotta) di $180V - 12V = 168V$ ovvero, qualcosa come una scarica controllata. La corrente inizia a diminuire in accordo alla relazione $I = I_{peak} - (V_{out}/L)t$. Con una $V_b = 12V$ e $V_{out} = 180V$ il tempo impiegato affinché la corrente vada a zero è $180/12 = 15$ volte il tempo impiegato per raggiungere il valore I_{peak} con l'interruttore chiuso. Dopo un certo intervallo di tempo, l'intero processo si ripete con una occorrenza di f volte per secondo, dove f rappresenta la frequenza del segnale di controllo dell'interruttore (MOSFET).

4 Svantaggi del convertitore boost

Il primo punto da considerare riguarda l'interruttore che solitamente, nei circuiti reali, viene sostituito da un transistor MOSFET. In questo tipo di convertitore, il transistor deve gestire alti correnti quando è chiuso e alte tensioni di blocco quando è aperto, ciò che rappresenta una pessima combinazione di condizioni di lavoro. Affinché supporti alte tensioni di bloccaggio, i produttori includono regioni particolarmente drogate all'interno del transistor che consentono tali voltaggi così che il transistor intrinseco ottenuto non vada in breakdown. D'altro canto, quando il transistor è in conduzione, queste regioni aggiungono resistenza parassita e quindi una resistenza di conduzione maggiore (R_{ON}). Questo è

il motivo per cui i transistor con un'elevata tensione di breakdown presentano una maggiore resistenza di conduzione R_{ON} . Poiché le correnti in gioco sono sufficientemente grandi, questo comporta, inevitabilmente, perdite sotto forma di dissipazione.

5 Calcolo della tensione di uscita

La tensione di uscita del convertitore si ottiene bilanciando la quantità di potenza immagazzinata nell'induttore alla quantità di potenza dissipata nel carico. Ogni secondo, la potenza dissipata nel carico sarà:

$$\frac{V_{out}^2}{R_L} [W] \quad (4)$$

Se T è il periodo e x la frazione di T per la quale l'interruttore (transistor) è chiuso (in conduzione), la corrente massima nell'induttore sarà:

$$I_{peak} = \left(\frac{V_{bat}}{L} \right) xT \quad (5)$$

L'energia immagazzinata nell'induttore sarà quindi:

$$\frac{1}{2} L I_{peak}^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{bat}^2}{L} \right) x^2 T^2 \quad (6)$$

Ogni secondo, vengono trasportati $f = 1/T$ pacchetti di energia e quindi, la quantità di energia per secondo trasportata sarà:

$$\frac{1}{2} \left(\frac{V_{bat}^2}{L} \right) x^2 T \quad (7)$$

Poiché in condizioni di stato stazionario, la quantità di energia trasportata deve essere uguale alla quantità di energia utilizzata, si ha:

$$\frac{1}{2} \left(\frac{V_{bat}^2}{L} \right) x^2 T = \frac{V_{out}^2}{R_L} \quad (8)$$

da cui:

$$V_{out} = V_{bat}x\sqrt{\frac{R_L T}{2L}} \quad (9)$$

6 Un test bench per induttori

Lo schema di figura 3 mostra un circuito per la misura e il test di induttori. È costituito essenzialmente da un circuito oscillante visibile sulla parte sinistra, un transistor che funge da switch per l'induttore fisso e quello sotto misura (DUT - Device Under Test). Il circuito consente di comparare un induttore (trasformatore) il cui valore non è noto con l'induttore di riferimento da $100\mu H$ che è in grado di far scorrere alcuni ampere. Lo schema riproduce, quanto più possibile, le condizioni che si hanno nei convertitori boost o flyback.

Il circuito rappresenta qualcosa in più di un induttore connesso all'alimentazione tramite il transistor T1. La corrente viene letta tramite una resistenza di sensing (R4). Quando il transistor viene aperto, l'induttore può scaricare la sua energia nel diodo D4. Poiché la caduta di tensione sul diodo è di soli 600mV, il tempo necessario per portare la corrente a zero sarà $12/0,6=20$ volte il tempo impiegato per raggiungere la corrente di picco. Questa è la ragione per la quale il gate del transistor viene pilotato con un segnale fortemente asimmetrico. Il tempo di ON viene determinato da C1 e R1+R2. R2 viene settata in modo tale che il tempo di ON sia uguale al tempo di ON del convertitore in condizioni normali di carico. Il tempo di OFF viene determinato da C1 ed R3 con un fattore 20 rispetto al tempo di ON.

La figura 4 mostra la variazione della tensione sul resistore di sensing men-

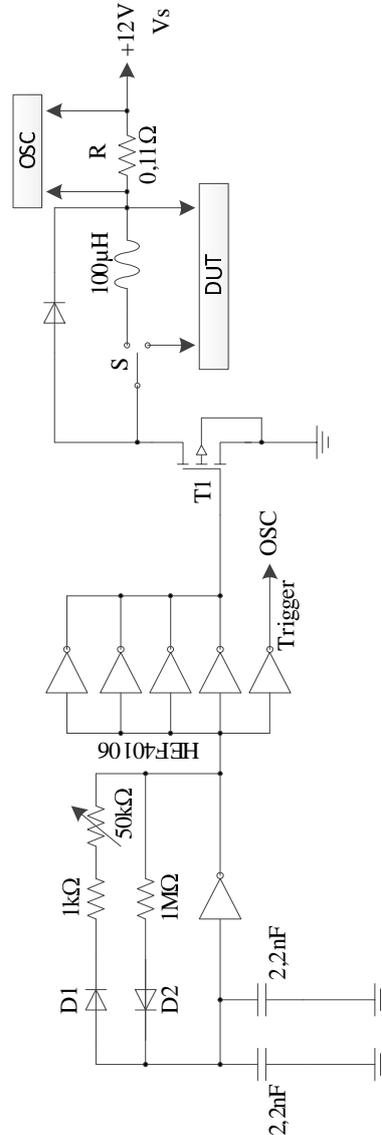


Figura 3: Test bench induttori

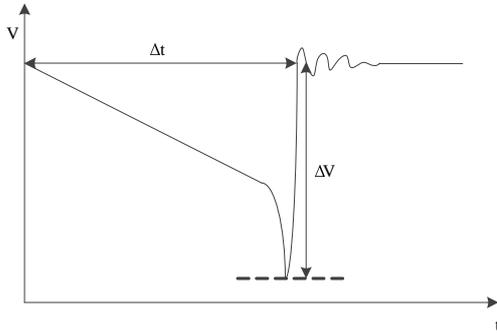


Figura 4: Variazione di tensione mentre l'induttore raggiunge la corrente di picco

tre l'induttore raggiunge il valore della corrente di picco. Con una tensione di alimentazione di 12V, la corrente nell'induttore raggiunge un valore di picco

$$I = \frac{\Delta V}{R} \quad (10)$$

dove $R = 0,11\Omega$. Poiché la corrente di picco viene raggiunta in un intervallo Δt , si ha anche:

$$I = \left(\frac{V_s}{L}\right) \Delta t \quad (11)$$

da cui si ricava l'induttanza L:

$$L = \left(\frac{V_s}{I}\right) \Delta t \quad (12)$$

Sostituendo la 10 nella 12 si ha il valore dell'induttanza cercata:

$$L = \left(\frac{R \cdot V}{\Delta V}\right) \Delta t \quad (13)$$

La verifica di un induttore consiste nel misurare prima l'induttore di riferimento e poi quello incognito attraverso il commutatore S. I passi da seguire in entrambi i casi sono i seguenti:

1. impostazione del commutatore S per la misura dell'induttore di riferimento o del DUT;

2. collegamento dell'oscilloscopio sulla resistenza di sensing e sul segnale di trigger;
3. alimentazione del circuito;
4. misura di Δt e ΔV sull'oscilloscopio mentre la corrente dell'induttore raggiunge il valore di picco;
5. calcolo dell'induttanza mediante l'equazione 13.

Per correnti sufficientemente alte si notano piccoli incrementi della corrente attraverso l'induttore. Questo rappresenta il punto di saturazione della ferrite ed è preferibile non utilizzare l'induttore in queste condizioni.

7 Trasformatori

Consideriamo un trasformatore ideale connesso ad una batteria in assenza di carico come mostrato nella figura 5.

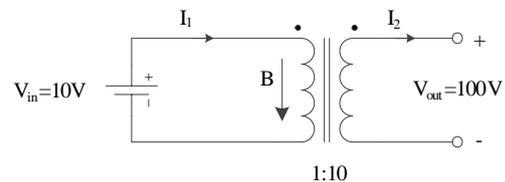


Figura 5: Trasformatore in continua senza carico

Supponiamo che il primario del trasformatore abbia un certo numero di spire con induttanza L_1 . Il secondario ha 10 volte il numero di spire del primario (rapporto 1:10). Il risultato è che il secondario avrà una induttanza $L_2 = 10^2 L_1 = 100L_1$. Consideriamo in primis il caso in cui il secondario non sia connesso ad un

carico. Quando un generatore di tensione viene collegato sull'avvolgimento primario, la corrente inizierà a crescere linearmente con un andamento dato dalla relazione:

$$I = \left(\frac{V}{L_1} \right) t \quad (14)$$

Poiché nel secondario, essendo aperto, non scorrerà corrente, il trasformatore si comporta come un normale induttore di induttanza L_1 . L'incremento della corrente nel primario genererà un flusso non solo nell'avvolgimento primario, ma anche un flusso concatenato in quello secondario. Risulta evidente che se i due avvolgimenti fossero uguali si avrebbero le stesse tensioni su entrambi gli avvolgimenti. In questo caso abbiamo un numero di spire sul secondario 10 volte maggiore rispetto all'avvolgimento primario, per cui il secondario può essere visto come la connessione di 10 induttori in serie, ognuno dei quali con una differenza di potenziale di 10V per un totale di 100V indotti sul secondario. La tensione pari a 100V rimane sul secondario fino a quando la corrente continua a crescere linearmente ovvero, fino a quando la corrente raggiunge il valore massimo o fino alla saturazione del materiale ferro-magnetico.

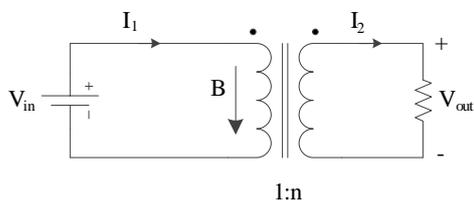


Figura 6: Trasformatore in continua con carico

Assumiamo ora che il secondario sia connesso su un carico. Se il primario viene connesso ad un generatore di tensione, inizierà a scorrere una corrente che, a sua volta, darà luogo ad un flusso magnetico. Tale flusso si concatenerà anche sull'avvolgimento secondario. Come stabilito dalla legge di Lenz, un qualsiasi induttore si oppone alla variazione di flusso magnetico. Per contrastare tale variazione, nel secondario comincerà a fluire una corrente di verso opposto.

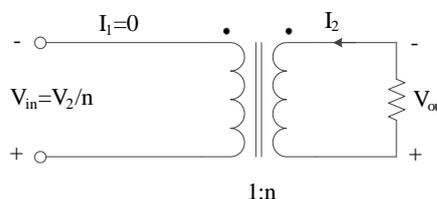


Figura 7: Trasformatore aperto in ingresso

Se rimuoviamo il generatore di tensione in ingresso (7), il solo modo che il secondario ha di prevenire un improvviso collasso del flusso è quello di invertire il verso della corrente. Di conseguenza anche la tensione sul carico cambierà polarità (f.e.m. inversa). È bene notare che la tensione sul carico aumenterà verso un valore necessario a mantenere il flusso di corrente costante. L'energia magnetica immagazzinata nell'induttanza viene trasferita nel carico e la corrente nel secondario diminuisce come V_{out}/L_2 .

8 Convertitore flyback

Consideriamo lo schema di un convertitore flyback dove, per semplicità, è stata omessa la parte di controllo e il transistor sostituito con un interruttore.

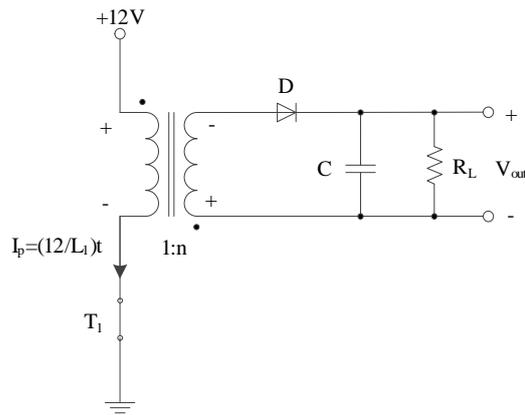


Figura 8: Convertitore flyback con transistor in conduzione

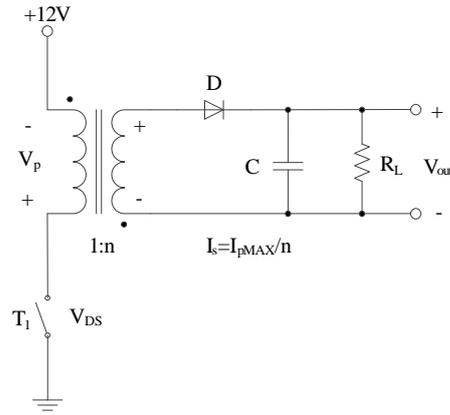


Figura 9: Convertitore flyback con transistor T1 interdetto

Assumiamo che all'istante $t = 0$ il condensatore sia carico alla tensione nominale di uscita V_{out} e che la corrente nel primario del trasformatore sia nulla. All'istante $t = 0$ l'interruttore si chiude e la corrente inizia a scorrere nell'avvolgimento primario che darà luogo ad una tensione indotta nel secondario. Poiché il diodo è polarizzato inversamente, il secondario è come se fosse disconnesso in quanto la corrente è nulla. Praticamente il trasformatore è equivalente ad un induttore che coincide con l'avvolgimento primario. La corrente nel primario inizia a crescere linearmente in accordo a $I = (12/L_1)t$. Durante il tempo in cui l'interruttore è chiuso la tensione indotta sul secondario sarà $12 \cdot n[V]$. Questo comporta che il diodo deve essere in grado di bloccare una tensione inversa minima di $12 \cdot n + V_{out}$.

Ad un certo punto l'interruttore (transistor) T_1 si apre. Chiamiamo I_{peak} la corrente che scorre nel primario fino all'istante in cui viene aperto il circuito. L'energia immagazzinata fino a quel

momento è:

$$\frac{1}{2}LI_{peak}^2$$

L'induttore tende a mantenere il flusso magnetico indotto costante e, poiché il circuito sul primario è aperto, l'unico modo che ha per farlo è di indurre una tensione sul secondario sufficientemente alta ($> V_{out}$) in grado di polarizzare direttamente il diodo D. Il valore iniziale della corrente è $I_s = I_{peak}/n$. Fintanto che il diodo è polarizzato direttamente, la tensione sul secondario sarà $V_s = V_{out} + V_D$. Sul primario, l'accoppiamento tra gli avvolgimenti trasformerà tale tensione a $V_p = (V_{out} + V_D)/n$ per cui la tensione totale che l'interruttore dovrà bloccare quando è aperto, sarà:

$$V_{DS} = 12 + \frac{V_{out} + V_D}{n} \quad (15)$$

Questo rappresenta il grande vantaggio del convertitore flyback rispetto al boost. Nel boost infatti, il transistor è soggetto a correnti intense durante la fase di ON e ad alte tensioni durante la fase di OFF.

Nel flyback, la tensione durante la fase di OFF viene ridotta di un fattore pari al rapporto di trasformazione n . Questo consente l'utilizzo di MOSFET con R_{ON} più basse e, quindi, con meno perdite. Similmente, nel convertitore boost il diodo deve far scorrere alte correnti e bloccare tensioni elevate. Nel convertitore flyback il diodo sul secondario deve bloccare solo la tensione elevata generata in uscita in quanto la corrente è ridotta (I_{peak}/n). Il diodo può essere scelto con una bassa capacità e una maggiore velocità di commutazione. Tutti questi risultati comportano basse perdite e una maggiore efficienza a vantaggio del flyback.

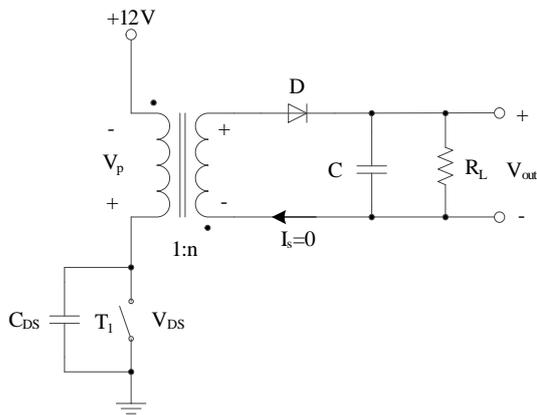


Figura 10: Convertitore flyback con corrente $I_s = 0$

Attraverso il diodo l'energia immagazzinata nel trasformatore viene trasferita sul condensatore fino a quando la corrente nel secondario diventa nulla (10). In questo istante la f.e.m. indotta nel primario (V_{out}/n) svanisce. In ogni caso la capacità parassita del MOSFET (source-drain) resterà carica a $12V + V_{out}/n$. Sul primario sarà presente un circuito risonante per la presenza di un condensa-

tore carico che causerà un'oscillazione smorzata.

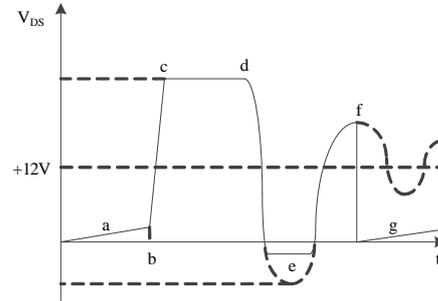


Figura 11: Curva caratteristica tensione V_{DS}

La figura 11 mostra l'andamento della tensione V_{DS} durante tutte le fasi del convertitore:

- durante la fase in cui l'interruttore è chiuso, si ha una caduta di tensione dovuta alla resistenza non nulla tra drain e source (R_{ON}). In questa fase, la corrente cresce linearmente, e così anche la caduta di tensione su R_{ON} ;
- nel punto b l'interruttore è aperto. La corrente comincia a scorrere nel secondario e la tensione di uscita compare sul primario, ridotta di un fattore n ;
- la tensione totale di blocco sul transistor sarà $12V + (V_{out}/n)$;
- inizia il trasferimento di energia nel condensatore e, la corrente sul secondario tende ad annullarsi così come la f.e.m. indotta nel primario;
- la capacità parassita tra drain e source carica, connessa in serie all'induttanza dell'avvolgimen-

- to primario, darà luogo ad una oscillazione smorzata;
- f. il transistor si chiude nuovamente e l'energia nel circuito $L_p C$ rimanente viene dissipata nel transistor.

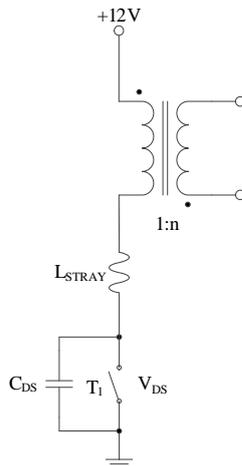


Figura 12: Trasformatore con induttanza di perdita L_{STRAY}

Come sappiamo, nessun trasformatore è ideale in quanto ci saranno sempre delle linee di campo magnetico generate dall'avvolgimento primario che non sono completamente concatenate con l'avvolgimento secondario. Questo fa sì che sia presente una induttanza parassita che può essere modellata da un induttore in serie all'avvolgimento primario del trasformatore. Abbiamo visto che tutta l'energia immagazzinata nel trasformatore viene trasferita sul condensatore di uscita. L'improvvisa apertura dell'interruttore causerà un picco di tensione così come un qualsiasi induttore che viene improvvisamente disconnesso da una sorgente di alimentazione continua. La piccola induttanza parassita in serie alla capacità C_{DS} , provocherà una oscillazione

smorzata ad alta frequenza (punto c di figura 13).

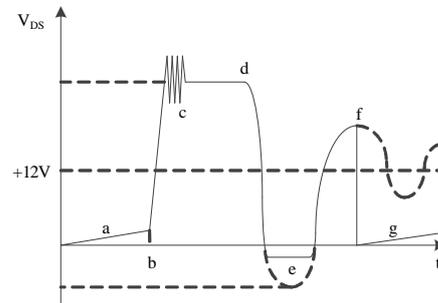


Figura 13: Oscillazione smorzata dovuta all'induttanza parassita

Se necessario, il transistor di pilotaggio può essere protetto dai picchi ad alta tensione da una rete RC snubber o da un diodo zener che limita l'escursione massima della tensione V_{DS} . Valgono le stesse considerazioni del boost per le equazioni della tensione di uscita. Il trasformatore serve solo a limitare la tensione sul transistor e la corrente nel diodo.

9 Un circuito simulato

La figura 14 mostra uno schema applicativo di un convertitore flyback simulato in ambiente Pspice. Il circuito è alimentato con una tensione di 5V dove è presente un trasformatore con un rapporto 1:15. La rete snubber è costituita da R_1 e C_2 mentre in uscita è presente un partitore di tensione che genera un segnale di feedback. La resistenza R_4 da $20m\Omega$ consente la degenerazione di source aumentando la resistenza vista sul drain. Il segnale PWM che pilota il transistor Q1 viene simulato con un oscillatore controllato in tensione, dove il segnale di controllo è la tensione ai capi del partitore resistivo costituito da R_2 ed R_3 .

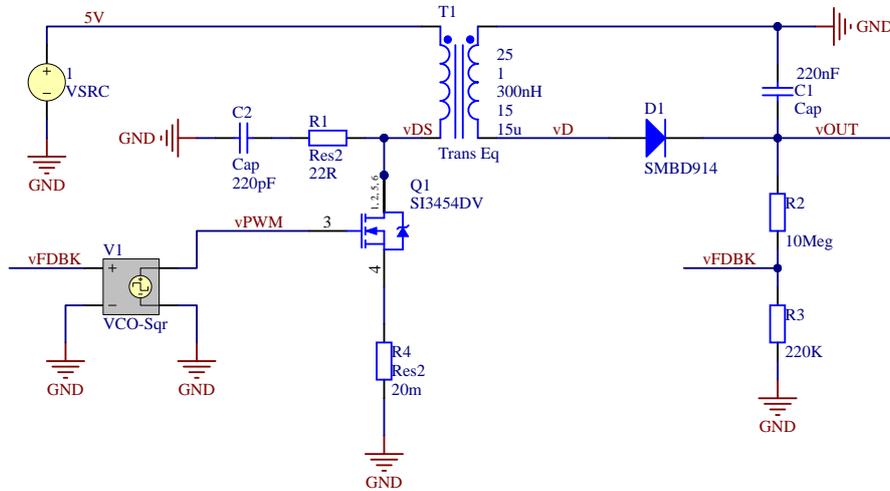


Figura 14: Schema convertitore flyback

La figura 15 mostra la tensione di uscita, il feedback e il segnale PWM di controllo. L'oscillatore controllato in tensione simula un generatore PWM diminuendo il duty cycle del segnale generato al crescere della tensione che riceve dal partitore resistivo. Il valore limite è di circa 4V, valore per cui il pilotaggio è nullo. La tensione di feedback è legata alla tensione di uscita da:

$$I_{fdbk} = V_{out} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \quad (16)$$

La tensione di uscita sarà quindi:

$$V_{out} = V_{fdbk} \left(\frac{R_2 + R_3}{R_3} \right) \simeq 185V \quad (17)$$

Dalla figura 15 si può notare come il segnale PWM diventa nullo quando l'uscita raggiunge il valore desiderato prossimo a 185V.

La figura 16 mostra invece, la riduzione della tensione ai capi del transistor grazie alla presenza del trasformatore (V_{DS}) e la tensione sul secondario che va a caricare il condensatore di buffer mediante il diodo.

10 Conclusioni

In questo articolo sono stati messi in evidenza due componenti passivi presenti in ogni convertitore DC-DC. Sono state discusse le caratteristiche funzionali degli induttori, utilizzati nei convertitori boost e dei trasformatori, utilizzati nei convertitori flyback. Per concludere, sono stati presentati i vantaggi della configurazione flyback rispetto a quella boost che consistono nella minore tensione inversa sul transistor di pilotaggio e la ridotta corrente nel diodo di uscita.

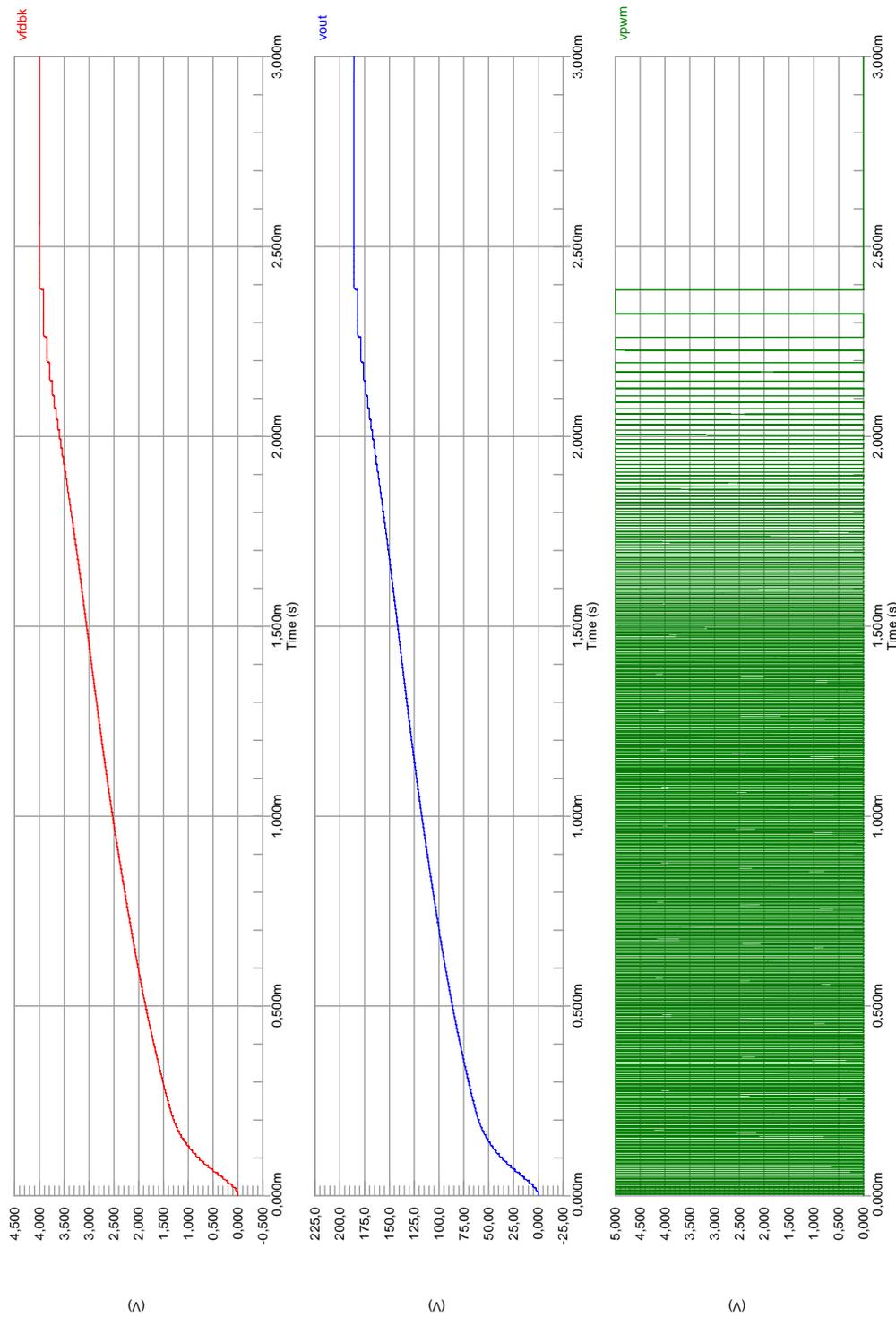


Figura 15: Tensione di uscita, feedback e PWM

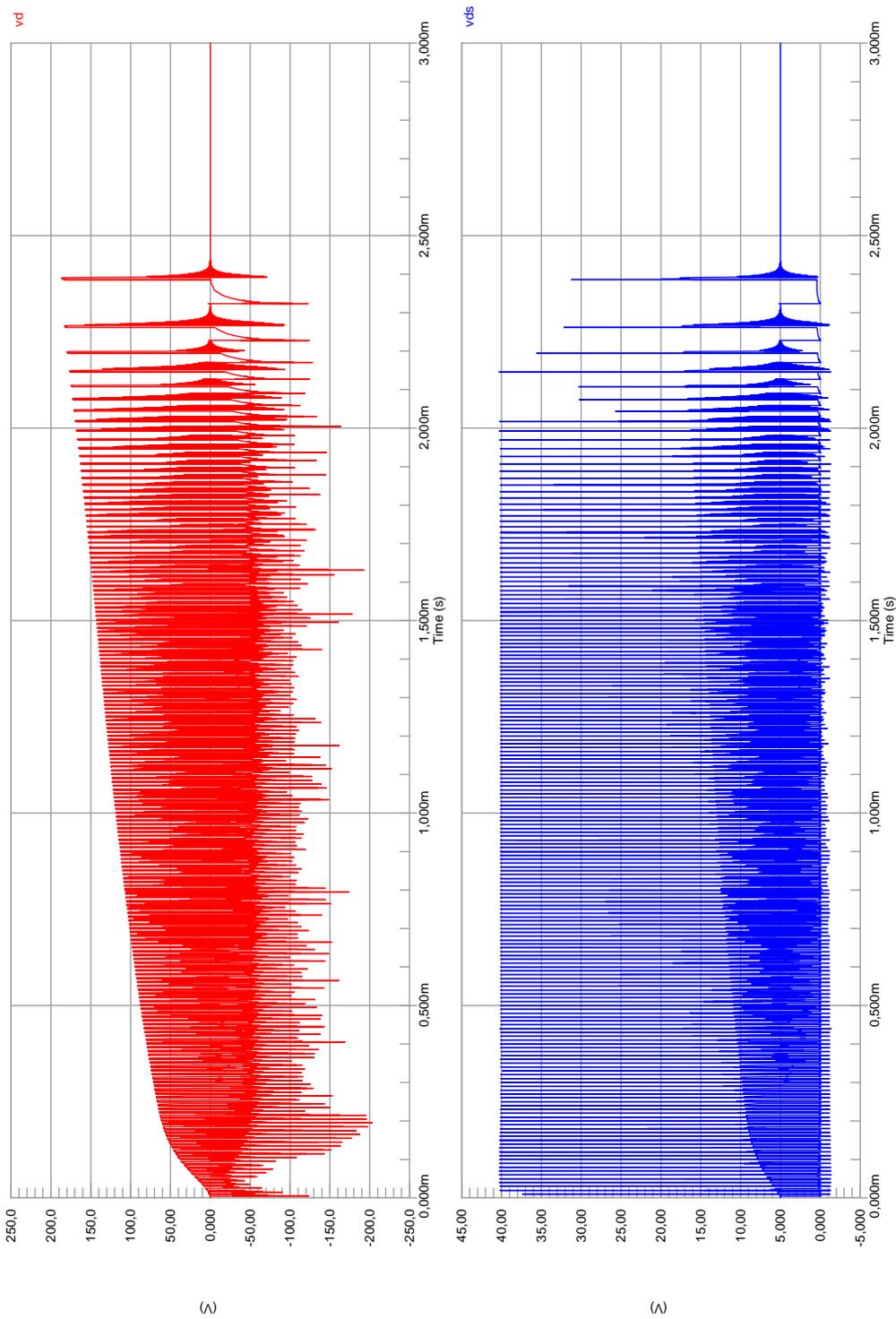


Figura 16: Tensione sul transistor e sul diodo

Riferimenti bibliografici

- [1] M. Brown, *‘Practical Switching Power Supply Design’*, Academic Press, San Diego, 1990.
- [2] G. Chrysis, *‘High Frequency Switching Power Supplies’*, McGraw-Hill, New York, 1984.
- [3] A. Pressman, *‘Switching Power Supply Design’*, McGraw-Hill, New York, 1991.
- [4] C. McLyman, *‘Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors’*, Marcell Dekker, New York, 1982.
- [5] C. McLyman, *‘Transformer and Inductor Design Handbook’*, Marcell Dekker, New York, 1988.
- [6] K. Billings, *‘Switchmode Power Supply Handbook’*, McGraw-Hill, New York, 1989.