

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

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA E
DELLE TELECOMUNICAZIONI

Studio sui convertitori Flyback multiuscita

Tesi in

Elettronica industriale

Relatore

Prof. Rudi Paolo Paganelli

Presentata da

Matteo Severi

Sessione III

Anno Accademico 2012/2013

PAROLE CHIAVE

- DC/DC con isolamento
- Flyback
- Snubbers
- Controllore LT3758
- Multiuscita

INDICE

Introduzione	5
1 ANALISI DEL FUNZIONAMENTO DEL FLYBACK IDEALE	6
1.1 Analisi delle forme d'onda in funzionamento continuo (CCM)	8
1.2 Analisi delle forme d'onda in funzionamento discontinuo (DCM)	17
2 FUNZIONAMENTO DEL FLYBACK REALE	23
2.1 Introduzione delle induttanze di dispersione	23
2.2 Introduzione del diodo reale a secondario	37
2.3 Inserimento del transistor a primario come interruttore principale	48
2.4 Inserimento del circuito di Clamper a primario	54
2.5 Inserimento del circuito di snubber a protezione del diodo al secondario ..	61
3 INSERIMENTO DEL CONTROLLORE LT3758	68
3.1 Esempio di circuito con carico variabile	80
3.2 Esempio di circuito con l'alimentazione variabile	82
4 LA MULTIUSCITA	84
4.1 Dimensionamento del circuito secondario che regola il funzionamento della nuova uscita	84
4.2 Descrizione teorica del procedimento d'analisi	86
4.3 Analisi del comportamento del flyback, con entrambe i circuiti d'uscita operanti in CCM	88
4.6 Analisi del comportamento del flyback, con entrambe i circuiti d'uscita operanti in DCM	94
4.7 Analisi del comportamento del flyback, con entrambe i circuiti d'uscita operanti in DCM, con l'inserimento di un solo snubber	97
4.8 Analisi del comportamento del flyback, con entrambe i circuiti d'uscita operanti in DCM, con l'inserimento di ambedue gli snubber	100
Conclusioni	105

Introduzione

Questa tesi si propone di analizzare e comprendere il funzionamento del convertitore flyback, un circuito elettronico appartenente alla categoria dei convertitori DC/DC operanti in commutazione, avvalendosi anche dell'ausilio del software per la simulazione circuitale LTSPICE. Il convertitore in esame deriva dal circuito buck-boost, dove al posto del singolo induttore viene utilizzato un trasformatore al fine di garantire l'isolamento fra ingresso e uscita. Attraverso un appropriato segnale di controllo PWM che gestisce lo stato degli interruttori presenti nel circuito, si regola il livello di tensione sul carico che, in funzione anche del rapporto spire, può essere sia inferiore sia superiore al valore di tensione di alimentazione (salita/discesa). Questo, l'isolamento e la facilità con cui si possono aggiungere ulteriori uscite sono le caratteristiche principali che contraddistinguono il convertitore flyback.

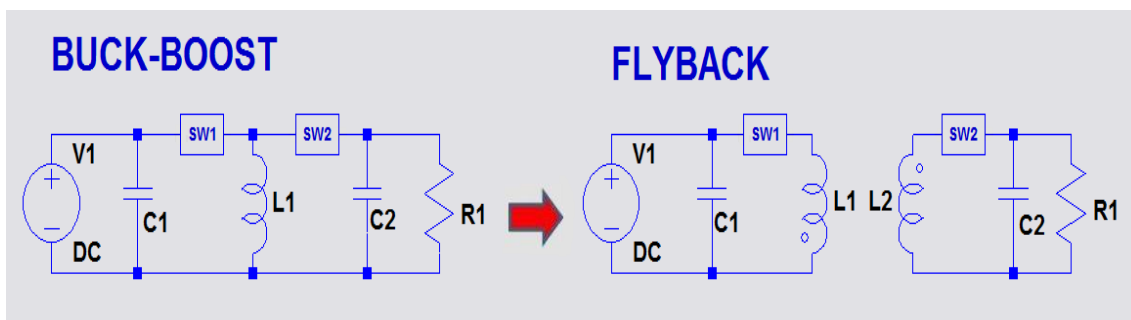


Figura 1 Schema del circuito buck-boost da cui si origina, con l'introduzione dell'isolamento, il circuito flyback.

Per iniziare l'analisi sul funzionamento del flyback partiremo dal circuito totalmente ideale. Dopo averne compreso il funzionamento in condizioni ideali, andremo a inserire uno alla volta i componenti circuitali rappresentativi di varie non idealità inevitabilmente presenti nella realizzazione pratica: così analizzeremo dettagliatamente le diversità comportamentali introdotte dai nuovi elementi ed il loro impatto rispetto al caso ideale.

CAPITOLO 1

ANALISI DEL FUNZIONAMENTO DEL FLYBACK IDEALE

In figura 2 è rappresentato il circuito di un convertitore flyback ideale costituito da: una sorgente DC di tensione V_1 , un trasformatore di avvolgimenti L_1 e L_2 , uno switch ideale S_1 , un generatore d'onda PWM V_2 , un diodo ideale D_1 , un condensatore di filtro in uscita C_1 e il carico R_1 .

Sin da subito si vuole evidenziare la presenza di L_3 , un'induttanza dispersa a primario, il cui valore nel circuito di figura 2 è irrisorio rispetto a L_1 (più di 10 ordini di grandezza) la cui presenza per ora non influenza in alcun modo le forme d'onda che, quindi, sono da ritenersi quelle che competono a un comportamento ideale.

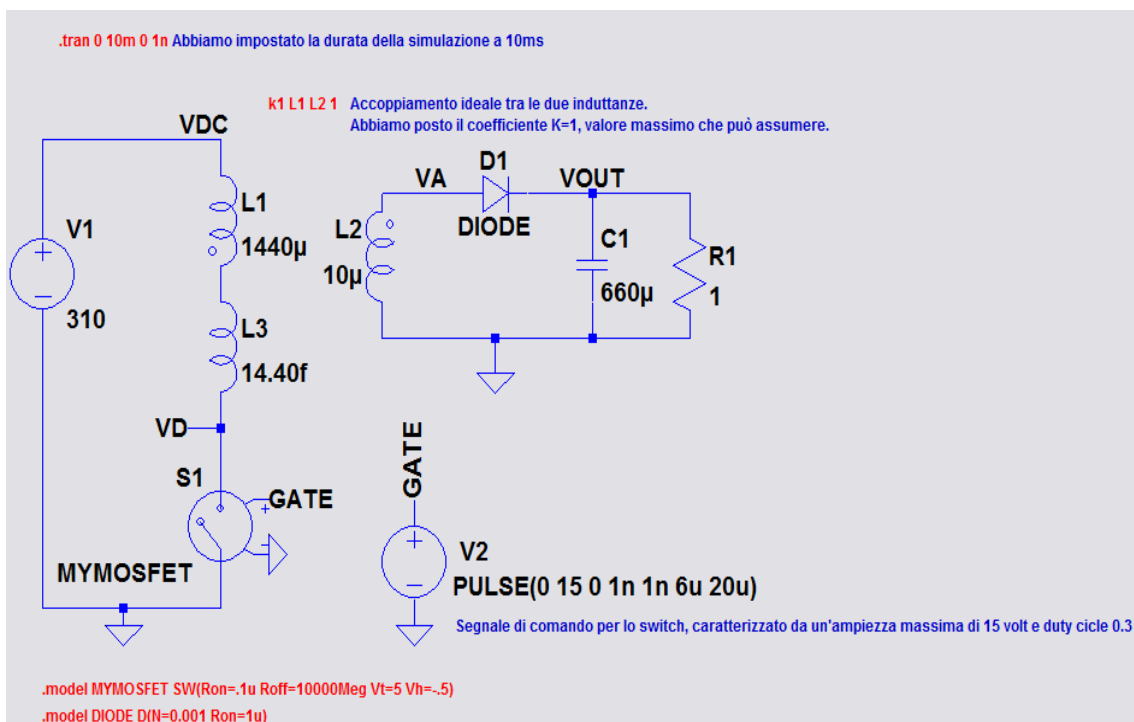


Figura 2 Schema circuitale del convertitore flyback ideale: la dispersa L_3 è del tutto trascurabile, switch e diodo sono ideali.

La tensione di alimentazione è stata scelta pari a 310 V, ipotizzando di raddrizzare la tensione di fase della rete di distribuzione italiana ($220V_{RMS}$). Il rapporto spire n del trasformatore, è stato scelto pari a 12 nell'ipotesi di voler avere in uscita una tensione compatibile con quella tipica delle batterie al piombo comunemente utilizzate (12 V DC). Un valore tipico della magnetizzante per trasformatori di questo genere può essere di 1440 uH a primario, per cui a secondario si dovrebbe vedere un comodo 10uH nell'ipotesi del rapporto spire a 12. Infatti, i valori delle induttanze sono legati al rapporto spire dalla seguente relazione:

$$L_1 = n^2 * L_2 \Rightarrow L_2 = \frac{L_1}{n^2} \quad (1)$$

Il funzionamento o l'interdizione dell'interruttore S_1 a primario, sono comandati dal segnale di GATE prodotto dal generatore V_2 . Le commutazioni del suddetto switch avvengono con frequenza di commutazione f_s , pari all'inverso del periodo scelto per il GATE.

$$f_s = \frac{1}{T} = \frac{1}{20 \text{ us}} = 50 \text{ KHz} \quad (1.1)$$

Lo switch è stato implementato attraverso il modello elementare disponibile su LTSPICE e intende rappresentare l'azione di un interruttore pressochè ideale, o almeno, molto più ideale di qualunque modello MOS disponibile in libreria.

1.1 Analisi delle forme d'onda in funzionamento continuo (CCM)

Il valore medio della tensione all'uscita del flyback a livello teorico si calcola nel modo seguente, considerando il rapporto spire $n=12$, $V_{IN}=310$ V e il duty-cycle D che in prima istanza potremmo porre arbitrariamente ad un plausibile valore di 0.3.

$$\text{Duty-cycle: } D = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{6 \text{ us}}{20 \text{ us}} = 0.3 \quad (1.2)$$

$$\text{Duty-cycle complementare: } 1 - D = \frac{T - T_{ON}}{T} = \frac{20 \text{ us} - 6 \text{ us}}{20 \text{ us}} = 0.7 \quad (1.3)$$

$$\text{Tensione d'uscita: } V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{n} * \frac{D}{1 - D} = 11.07 \text{ V} \quad (1.4)$$

Visualizzando la tensione di uscita prodotta dal simulatore, raggiunta la fase a regime, possiamo dire che lo scarto tra il valore teorico calcolato con la formula 1.4 e quello simulato è trascurabile.

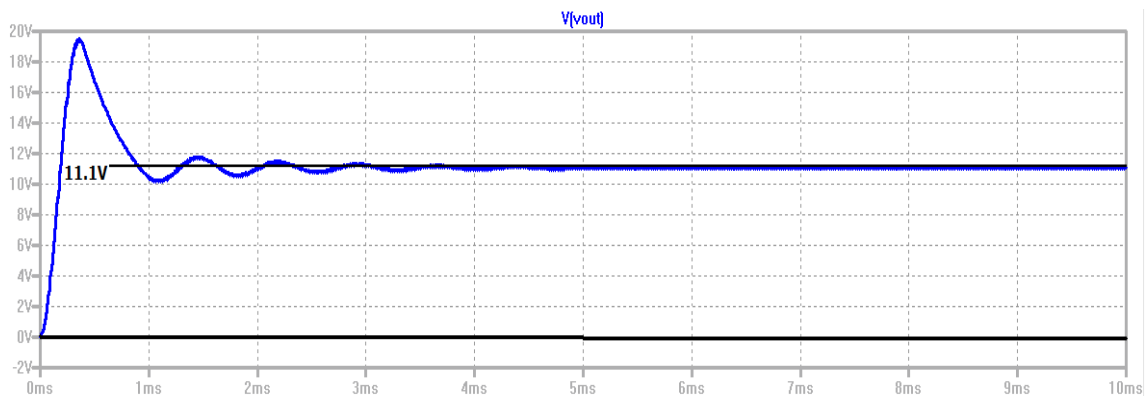


Figura 3 Forma d'onda della tensione d'uscita comprensiva del transitorio iniziale.

Osservando l'ingrandimento della forma d'onda della tensione d'uscita a regime, notiamo che raggiunge il valore medio di 11.07 V, sebbene vi sia la presenza di ripple che possiamo stimare dell'ordine di 10 mV picco picco e che dipende dal dimensionamento del condensatore di uscita.

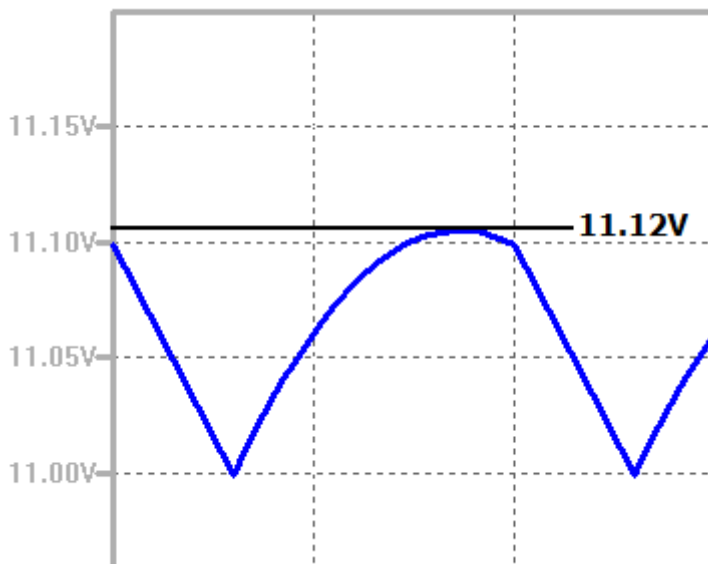


Figura 4 Dettaglio della forma d'onda d'uscita nella condizione di regime.

Detto questo, dal risultato della formula sottostante 1.5, si nota una lieve incongruenza tra il valore del ripple appena stimato dalla simulazione e quello teorico.

$$\text{Ripple sulla tensione d'uscita: } \Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R_1 * f_s * C_1} = 0.34 \text{ V} \quad (1.5)$$

In figura 5 è possibile osservare la forma d'onda di tensione sull'avvolgimento primario. Si nota il duty-cycle $D = 0.3$, che determina la fase di conduzione del MOSFET. Quando lo switch è attivo, a primario del trasformatore avremo esattamente il valore della tensione d'alimentazione. Quando lo switch è off, la tensione è pari a quella riflessa dal secondario in accordo al rapporto spire e cambiata di segno.

$$V_{\text{RIFLESSA}} = V_{\text{OUT}} * n = 11.07 \text{ V} * 12 = 132.8 \text{ V} \quad (1.6)$$

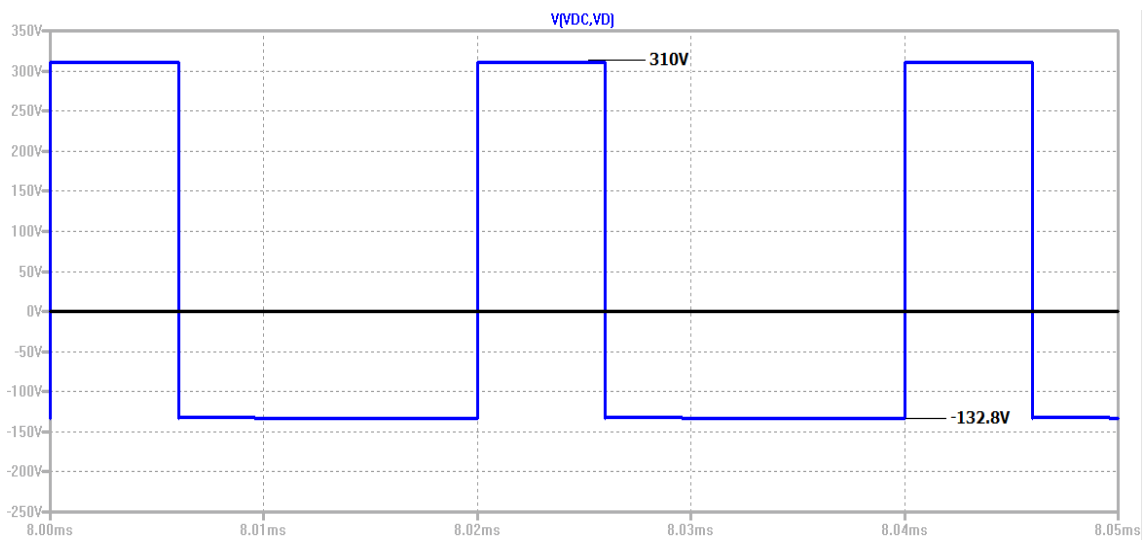


Figura 5 Forma d'onda della tensione sull'avvolgimento primario.

Come si può notare, in questo caso puramente ideale c'è perfetta corrispondenza tra i valori teorici e quelli simulati.

In figura 6 è rappresentata la forma d'onda di tensione sull'avvolgimento secondario. Durante lo stato off dove non si ha la conduzione del MOSFET, ma è attivo il diodo D_1 , si raggiunge il valore della tensione all'uscita. Durante lo stato on la tensione a secondario è pari a quella riflessa da primario, in accordo con il rapporto spire e cambiata di segno.

$$V_{RIFLESSA} = \frac{V_{IN}}{n} = \frac{310 \text{ V}}{12} = 25.8 \text{ V} \quad (1.7)$$

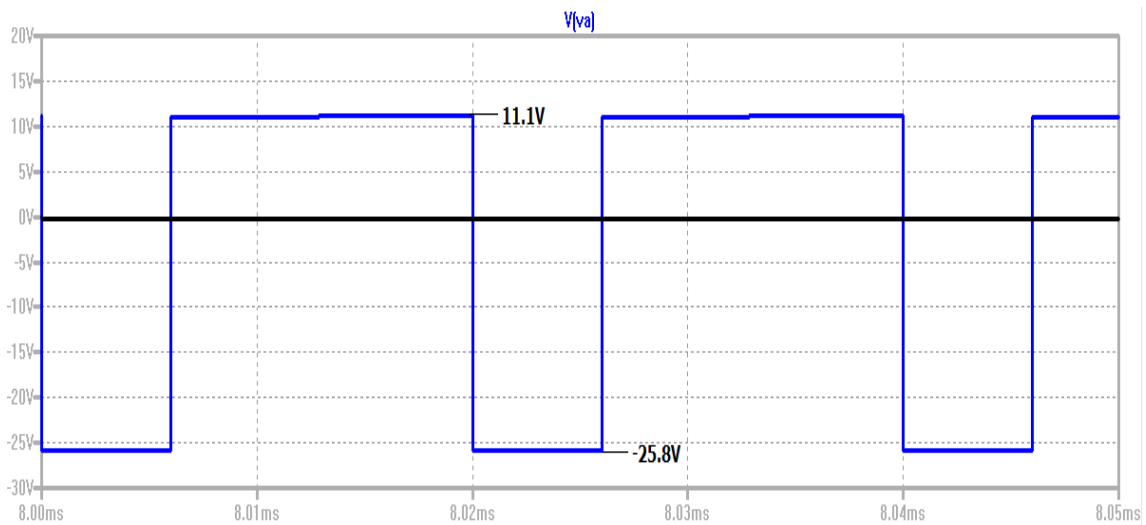


Figura 6 Forma d'onda di tensione sull'avvolgimento secondario.

Come si può osservare c'è perfetta corrispondenza tra i valori teorici e quanto simulato.

In figura 7 si può osservare la tensione ai capi dello switch MYMOSFET. Quando questo non conduce, essa raggiunge il valore di circa 440 V, superiore alla tensione di alimentazione di una quantità pari alla tensione riflessa a primario. Il mosfet che implementerà poi S_1 , dovrà essere dimensionato con una tensione di breakdown in grado di sostenere con margine tale valore di picco. La tensione riflessa è una caratteristica del funzionamento del flyback. Infatti, quando è il secondario a imporre la tensione sull'uscita, questa è riportata sul primario.

In fase di conduzione la tensione sullo switch sarà idealmente nulla.

$$V_D = V_{IN} + V_{OUT} * n = 310 \text{ V} + 132.8 \text{ V} = 442.8 \text{ V} \quad (1.8)$$

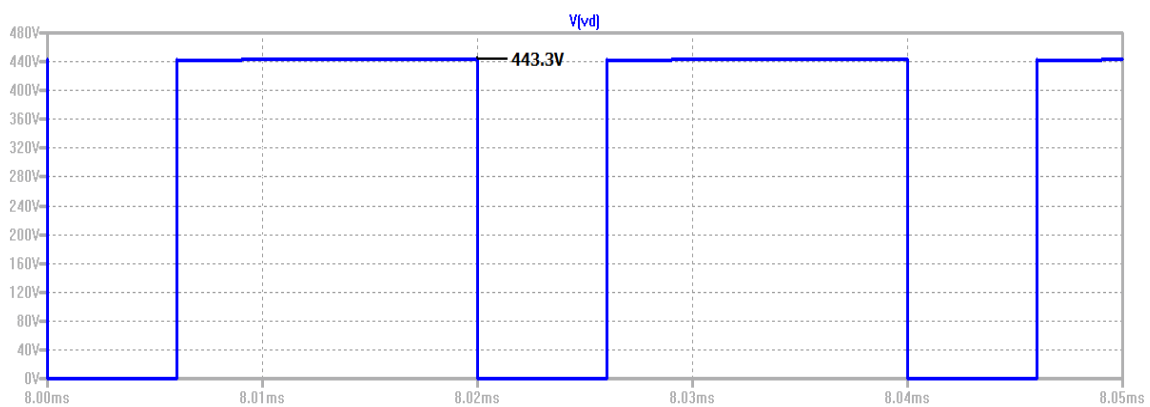


Figura 7 Forma d'onda di tensione ai capi dello switch MYMOSFET.

Si nota un minimo scarto tra valore teorico e simulato, comunque trascurabile.

In figura 8 è rappresentata la tensione ai capi dello switch D_1 al secondario. Quando conduce, la tensione ai suoi capi è idealmente zero. Quando spento, deve reggere la tensione negativa calcolata come segue.

$$V_A + V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{n} + V_{OUT} = 36.8 \text{ V} \quad (1.9)$$

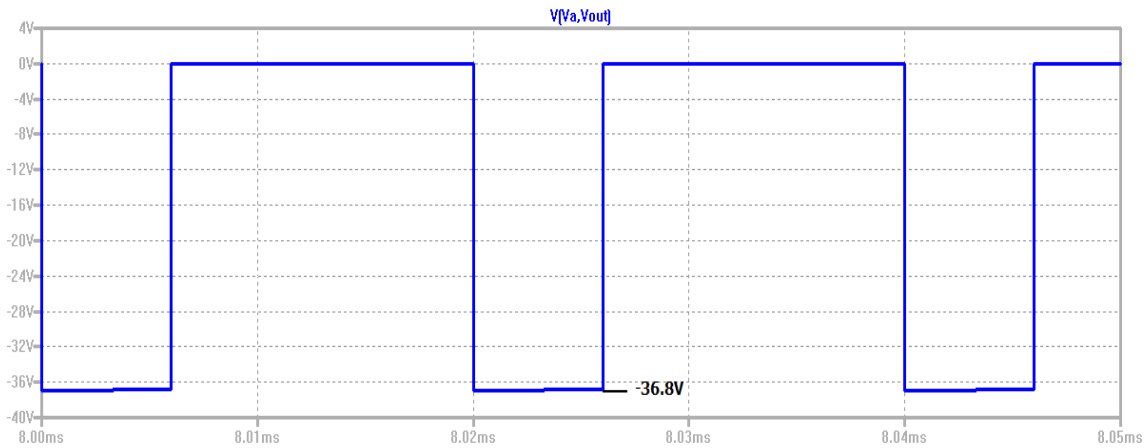


Figura 8 Forma d'onda di tensione ai capi del diodo.

Ancora una volta si può constatare il buon accordo fra la simulazione e la teoria del caso ideale.

Dopo aver analizzato gli andamenti delle tensioni, facciamo lo stesso con le correnti. A livello teorico il valore di picco I_{L2P} della corrente, si ottiene sommando al valore medio I_{OUT} nel T_{OFF} , la metà della variazione di corrente ΔI_{L2} ricavata dall'equazione costitutiva dell'induttore.

$$\text{Equazione costitutiva dell'induttore: } V = L \frac{\Delta I}{\Delta T} \Rightarrow \Delta I = V \frac{\Delta T}{L} \quad (1.10)$$

$$\text{Valore medio di corrente nel } T_{OFF}: I_{OUT} = 11.07 \text{ A} \quad (1.11)$$

$$\text{Tensione all'uscita: } V_{OUT} = 11.07 \text{ V} \quad (1.12)$$

$$\text{Frequenza di commutazione: } f_s = \frac{1}{T} \quad (1.13)$$

$$\text{Delta di corrente ai capi di L2: } \Delta I_{L2} = \frac{V_{OUT}(1-D)T}{L_2} = \frac{V_{OUT} * (1-D)}{L_2 * f_s} = 15.5 \text{ A} \quad (1.14)$$

$$\text{Corrente di picco su L2: } I_{L2P} = \frac{I_{OUT}}{1-D} + \frac{V_{OUT} * (1-D)}{L_2 * 2f_s} = 23.56 \text{ A} \quad (1.15)$$

$$\text{Valore minimo di corrente, dal quale comincia la rampa di salita della stessa:} \\ I_{L2B} = I_{L2P} - \Delta I_{L2} \cong 23.56 - 15.5 = 8.06 \text{ A} \quad (1.16)$$

In figura 9 si visualizza la corrente di picco al secondario. Anche in questa circostanza c'è corrispondenza tra i valori teorici e quelli simulati riportati nel grafico.

Tale grandezza è utile per il dimensionamento del diodo D_1 .

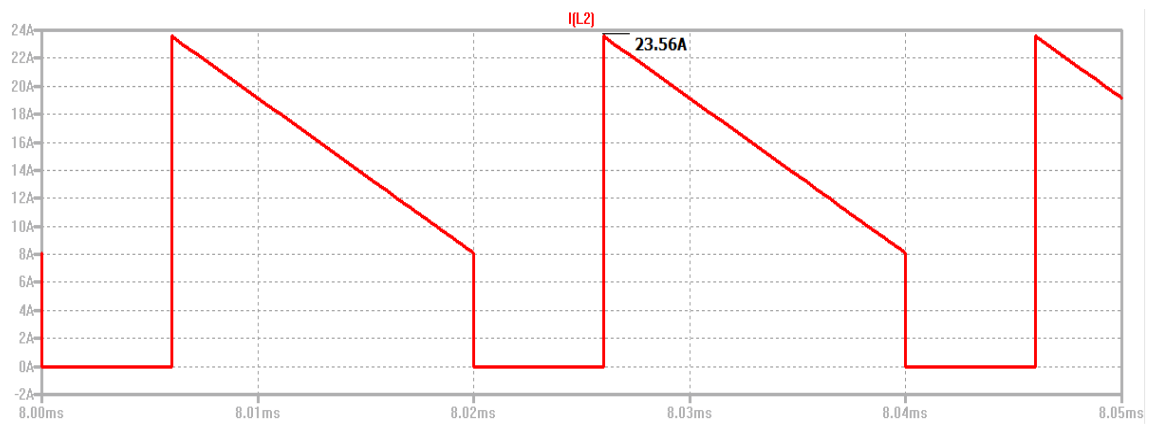


Figura 9 Forma d'onda della corrente al secondario.

Il valore della corrente di picco a primario I_{L1P} , si ricava teoricamente dalla seguente relazione:

$$\text{Corrente di picco al primario: } I_{L1P} = \frac{I_{L2P}}{n} = \frac{23.56A}{12} = 1.96 \text{ A} \quad (1.17)$$

$$\text{Variazione di corrente ai capi di L1: } \Delta I_{L10} = \frac{V_{IN} * T_{ON}}{L1} = 1.29 \text{ A} \quad (1.18)$$

$$\text{Corrente minima su L1: } I_{L1B} = I_{L1P} - \Delta I_{L10} = 1.96 \text{ A} - 1.29 \text{ A} = 0.67 \text{ A} \quad (1.19)$$

Osservando il grafico di figura 10 della forma d'onda di corrente al primario, ovvero quella dello switch MYMOSFET, si nota la corrispondenza tra il valore simulato e quello teorico.

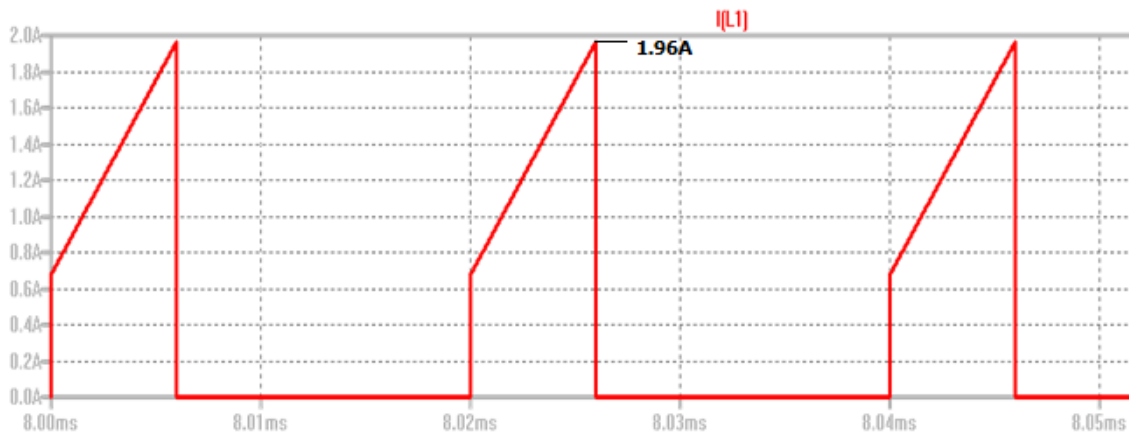


Figura 10 Forma d'onda della corrente al primario.

Dai calcoli appena eseguiti, si può notare che entrambe le correnti hanno un valore minimo superiore a zero. Questo è caratteristico del funzionamento continuo: avremo così sempre flusso, e quindi energia, immagazzinata nel trasformatore.

1.2 Analisi delle forme d'onda in funzionamento discontinuo (DCM)

Variando la resistenza di carico a valle del circuito, aumentandola, possiamo ricadere in condizioni di funzionamento discontinuo. Per esempio, passando da 1 a 5 ohm si riduce di conseguenza il valore medio della corrente assorbita dall'utilizzatore (condizione cosiddetta di carico leggero).

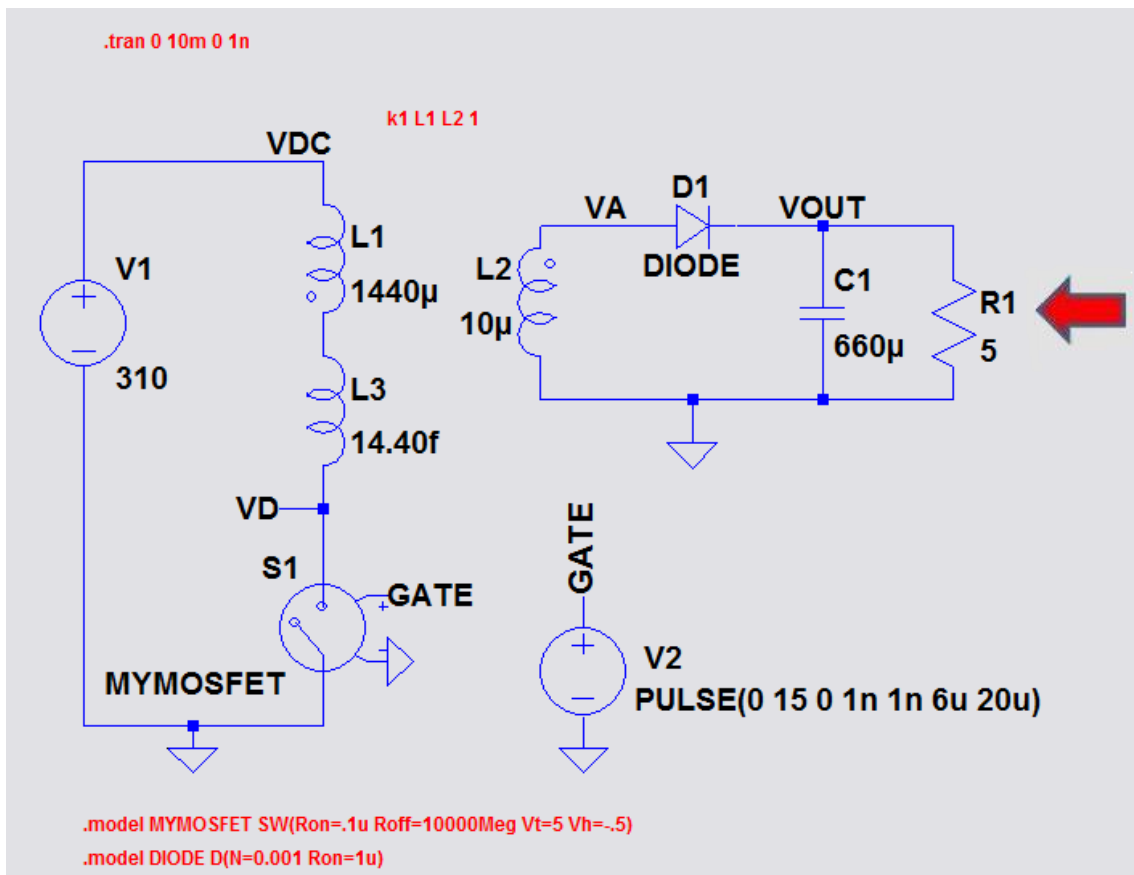


Figura 11 Circuito ideale utilizzato per simulare il funzionamento discontinuo.

Tale modifica fa sì che la tensione sul carico V_{OUT} , rispetto al caso di funzionamento continuo, si stabilizzi a un valore più alto corrispondente a 17.5 V, come si osserva da figura 12.

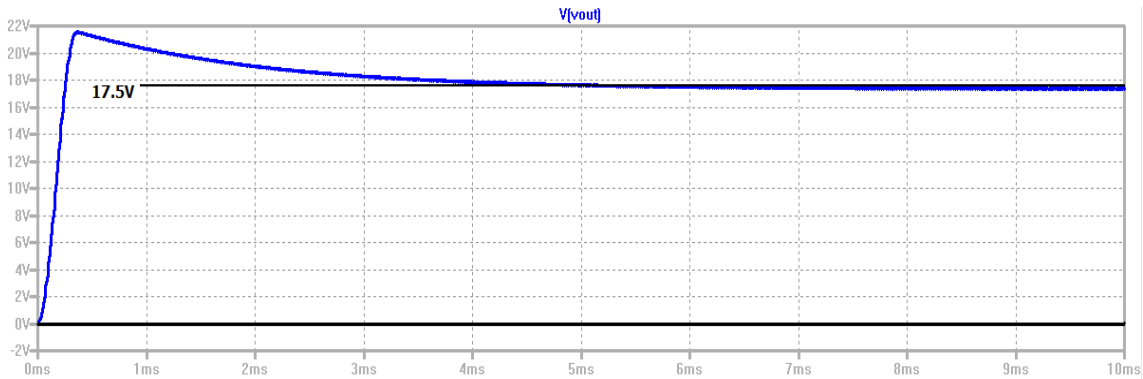


Figura 12 Forma d'onda della tensione di uscita.

Come detto in precedenza, avremo a disposizione una corrente sull'uscita differente (circa 1/3), rispetto quella del caso CCM. Si noti che se la tensione fosse rimasta regolata al valore precedente del caso CCM, avremmo dovuto avere 1/5 della corrente di prima: in realtà c'è più corrente perché nel caso DCM la tensione sale a livelli più elevati, in funzione dell'assorbimento da parte del carico.

$$I_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R_{OUT}} = \frac{17.5 \text{ V}}{5 \Omega} = 3.5 \text{ A} \quad (1.20)$$

Con la coppia di grafici sottostante di figura 13, si osserva l'andamento della tensione e della corrente caratteristiche dell'avvolgimento primario. Rispetto al caso continuo la corrente quando inizia a crescere parte da zero, per cui il suo valore di base è nullo: questa è la conferma che il circuito sta lavorando in DCM. Ne consegue quindi un abbassamento del picco, come si può notare confrontando il grafico 13 con quello di figura 10.

Corrente di base a primario in DCM:

$$I_{L1P} = \Delta I_{L10} = 1.29 \text{ A} \Rightarrow I_{L1B} = I_{L1P} - \Delta I_{L10} = 0 \text{ A} \quad (1.21)$$

Analizzando il grafico della tensione vediamo che durante la conduzione di MYMOSFET si raggiungono i 310 V; invece quando è abilitato il secondario, la tensione negativa ai capi dell'avvolgimento primario corrisponde alla riflessa della tensione d'uscita.

Riflessa a primario in DCM: $V_{RIFLESA} = V_{OUT} * n = 17.5 \text{ V} * 12 = 210 \text{ V}$
 (1.22)

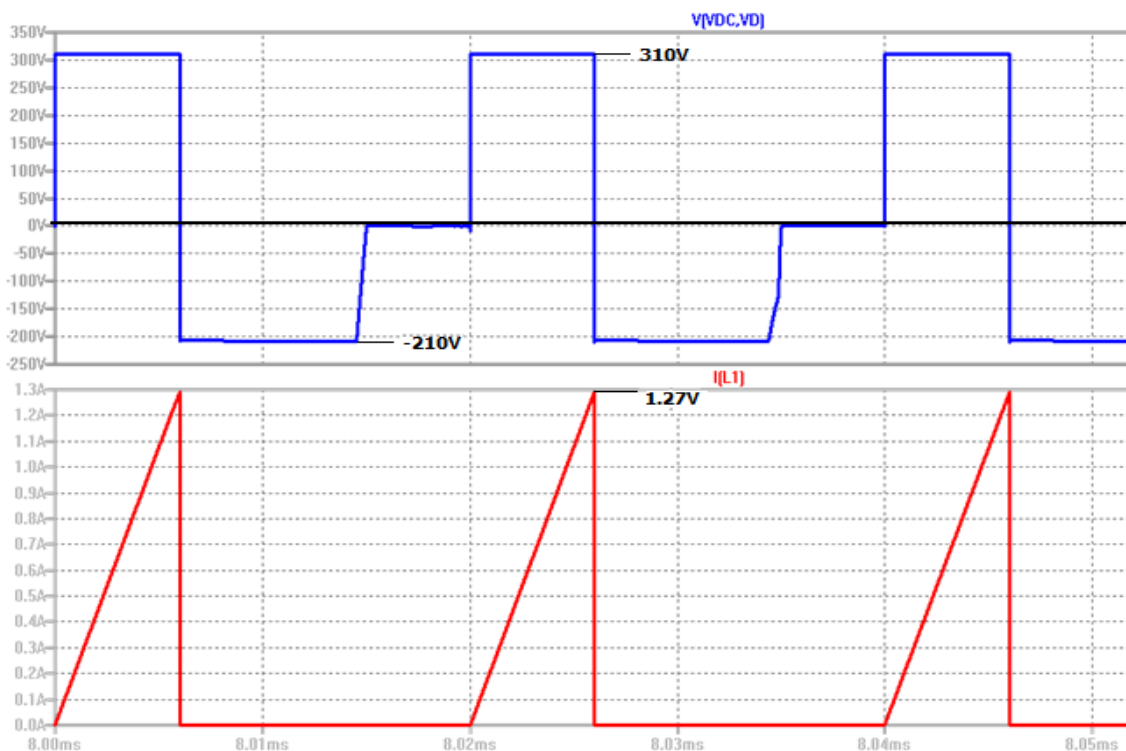


Figura 13 Forme d'onda di corrente e tensione al primario in funzionamento discontinuo.

Visualizzando le forme d'onda di figura 14 che caratterizzano l'avvolgimento secondario, si può notare che valgono le considerazioni fatte in precedenza.

La corrente ha valore non nullo per un intervallo di tempo inferiore al T_{OFF} . Anche in questa circostanza, confrontando i grafici 14 e 9 si nota un calo del picco.

Corrente di picco al secondario, in funzionamento discontinuo:
 $I_{L2P} = \Delta I_{L2} = 15.5 \text{ A} \Rightarrow I_{L2B} = I_{L2P} - \Delta I_{L2} = 0 \text{ A}$ (1.23)

L'intervallo di conduzione della corrente al secondario in funzionamento discontinuo vale:

$$\tau_2 = \frac{L_2 * I_{L2P}}{V_{OUT}} = \frac{10 \text{ us} * 15.5 \text{ A}}{17.5 \text{ V}} = 8.86 \text{ A} \quad (1.24)$$

Riflessa a secondario in DCM: $V_{RIFLESSA} = \frac{V_{IN}}{n} = \frac{310 \text{ V}}{12} = 25.8 \text{ V}$ (1.25)

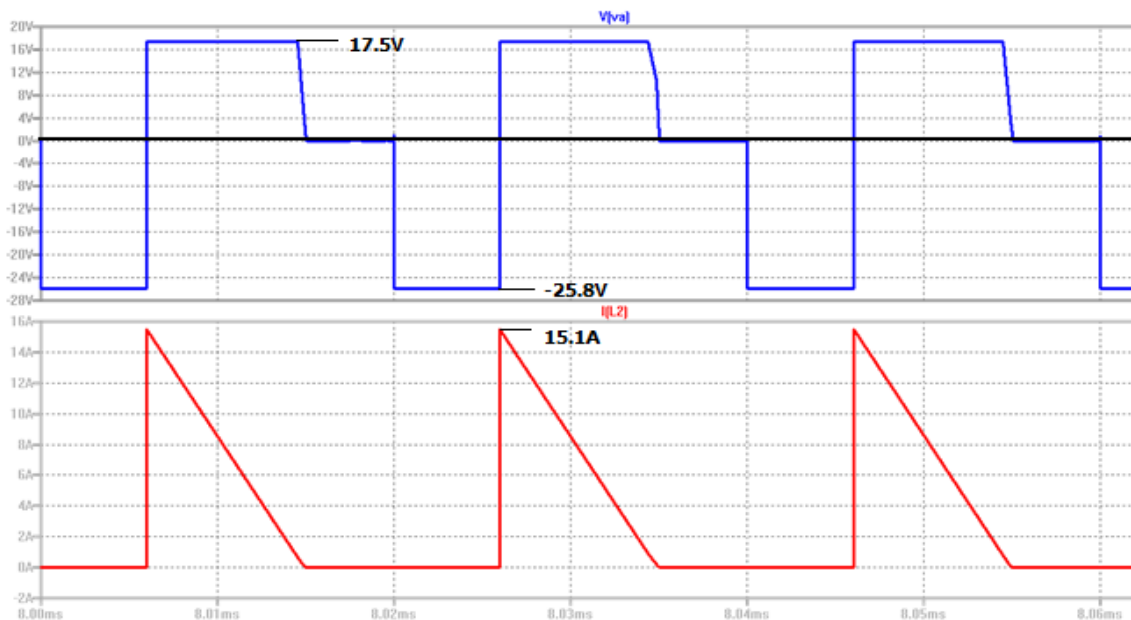


Figura 14 Forme d'onda di corrente e tensione al secondario, in funzionamento discontinuo.

Dal grafico seguente di figura 15 si può notare che quando la corrente di secondario raggiunge valore nullo, la tensione ai capi dello switch MYMOSFET è di soli 310 V corrispondenti al valore della sola tensione d'ingresso: viene a mancare il contributo della tensione riflessa di uscita, perché quando a secondario non circola più corrente la tensione sul medesimo avvolgimento si annulla (e la riflessa è comunque nulla).

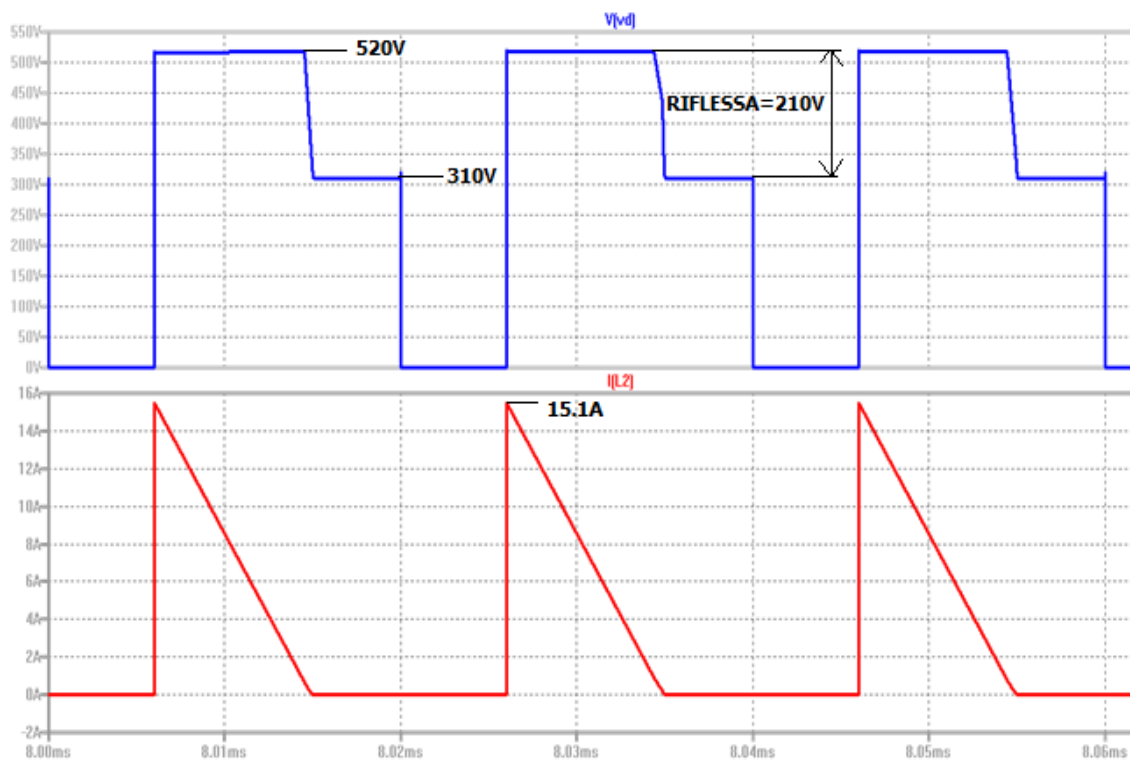


Figura 15 Forma d'onda della tensione ai capi di MYMOSFET, in funzione della corrente a secondario in DCM.

Infine, il diodo D_1 quando attivo avrà tensione nulla ai suoi capi fino a che fluisce corrente al secondario. Dopodiché in corrispondenza dell'annullamento di quest'ultima, sarà soggetto a una tensione inversa ai morsetti, pari alla somma della riflessa da primario e quella di uscita come mostrato dalla figura 16.

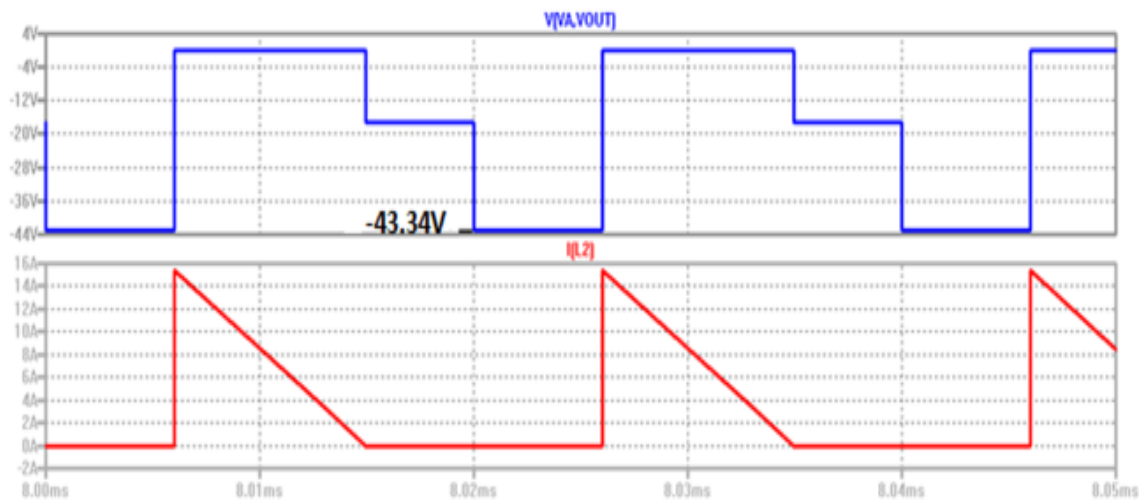


Figura 16 Forma d'onda di tensione sul diodo D_1 in DCM.

CAPITOLO 2

FUNZIONAMENTO DEL FLYBACK REALE

Avendo descritto e analizzato sia per il caso continuo, sia per quello discontinuo il funzionamento del flyback ideale, andremo ora gradualmente ad aggiungere a tale circuito gli elementi parassiti reali. In questo modo studieremo gli effetti che ciascuno di essi introduce, andando ad approssimare sempre meglio quello che è il reale comportamento del circuito.

2.1 Introduzione delle induttanze di dispersione

Come primo componente modifichiamo il valore dell'induttanza parassita al primario, posizionata tra l'avvolgimento e lo switch MYMOSFET, identificata in L_3 . Nelle realizzazioni pratiche il valore nominale tipico che essa assume è compreso tra 1% ÷ 5% di quello del componente ideale, in funzione di quanto è il flusso che non si è riusciti a concatenare sul secondo avvolgimento.

Induttanza parassita a primario: $L_3 = 1\%L_1 = 14.40 \text{ uH}$ (2)

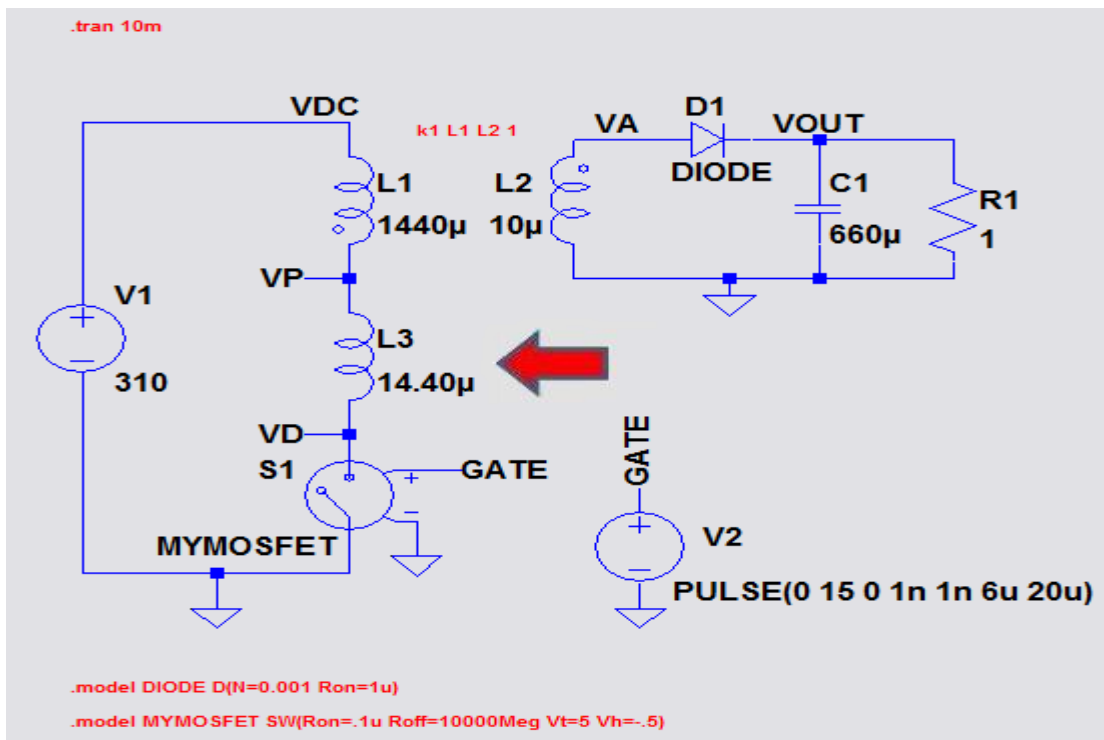


Figura 17 Circuito Flyback che include la dispersa L3 a primario.

La tensione all'uscita rispetto al caso ideale è soggetta a una lieve diminuzione. Quelle ai capi del primario, del secondario e del diodo rimangono le stesse rappresentate rispettivamente nelle figure 5, 6 e 8.

Osservando la figura 18, la tensione sull'induttanza parassita L_3 appena introdotta, raggiunge valori negativi dell'ordine dei megavolt. Questo valore (per la verità molto aleatorio) scaturisce dalla simulazione in seguito ad una pericolosa incoerenza fra le forme d'onda ideali e l'equazione costitutiva dell'elemento appena aggiunto: la forma d'onda ideale prevede l'istante annullamento della corrente di primario ad opera dell'interruttore quando, invece, l'induttanza dispersa reagisce opponendosi a questa repentina variazione. Il valore della tensione che ne risulta è la risposta del simulatore che varia in funzione della rapidità con cui riesco a chiudere lo switch implementato al posto del MOS. Sebbene lo switch possa considerarsi molto più ideale di un MOS, se S_1 fosse perfettamente ideale e il comando istantaneo, la sovratensione sarebbe infinita e probabilmente la simulazione non convergerebbe. Se ne deduce che il valore assoluto dello spike di tensione è qualcosa di poco realistico, ma riguarda solo lo specifico modello di switch utilizzato dal simulatore e la modalità con cui gli viene fornito il comando. Se ne deduce però che esiste il problema di una pericolosa sovratensione sul dispositivo di switch all'atto dello spegnimento.

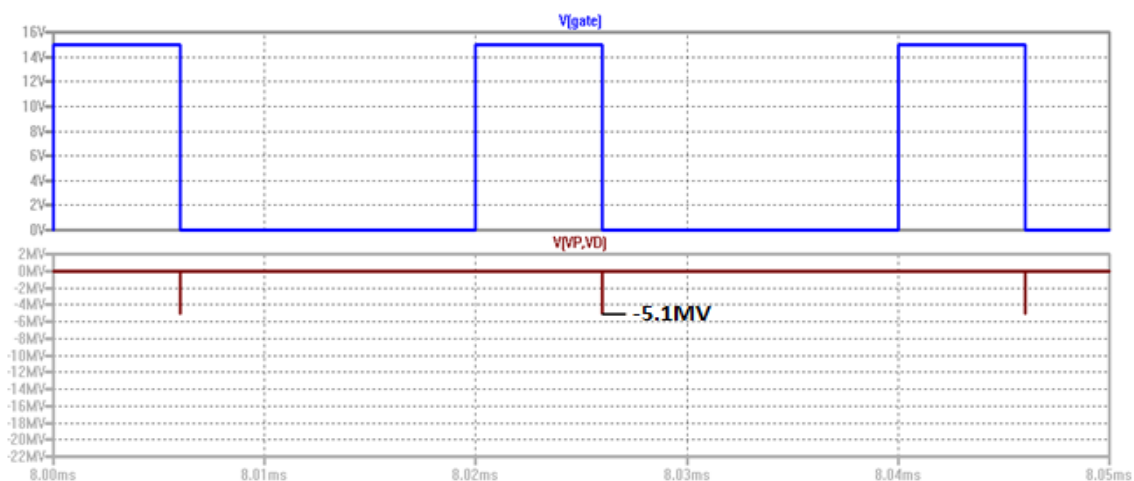


Figura 18 Forma d'onda di tensione ai capi di L_3 .

In figura 19 è rappresentata la tensione ai capi di MYMOSFET. Quando è disattivato, da simulazione raggiunge valori dell'ordine dei megavolt. Questi picchi ai capi dello switch possono essere distruttivi per il dispositivo, compromettendo quindi il funzionamento del convertitore. Per far fronte a questo problema, dovremmo prevedere un circuito di limitazione della tensione tra i capi dello switch (un clamper).

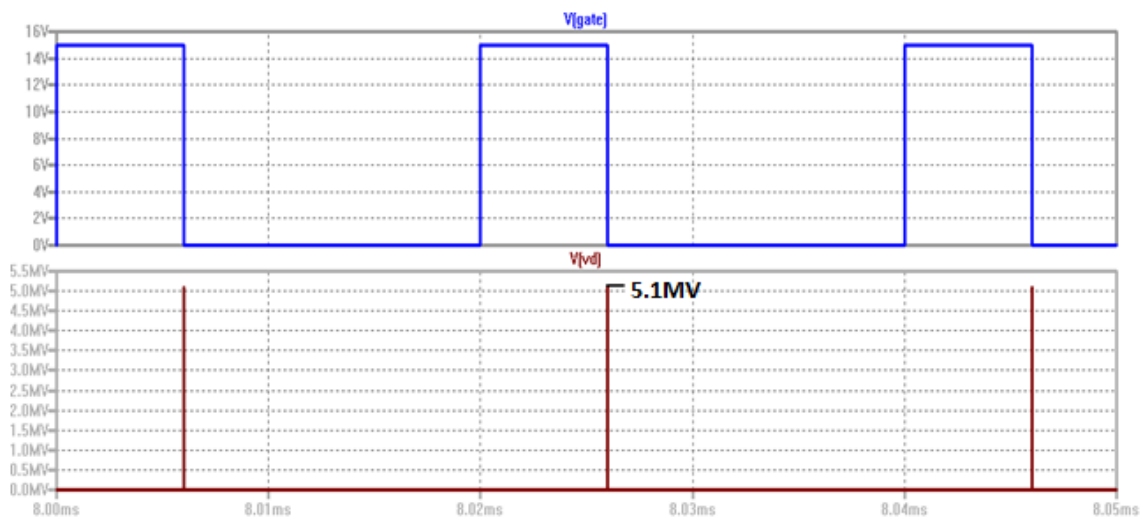


Figura 19 Forma d'onda di tensione ai capi dello switch MYMOSFET.

Osservando invece le correnti non si riscontrano diversità rispetto a quanto già esposto in precedenza e la loro rappresentazione grafica rimane identica a quella delle figure 9 e 10.

In DCM il circuito si comporta esattamente nella stessa maniera perché lo spegnimento avviene allo stesso modo che nel CCM.

Ora procederemo rimuovendo l'induttanza parassita L_3 , aggiungendo invece il suo equivalente al secondario come mostrato in figura 20.

$$\text{Induttanza parassita al secondario: } L_4 = 1\%L_2 = 0.1 \mu\text{H} \quad (2.1)$$

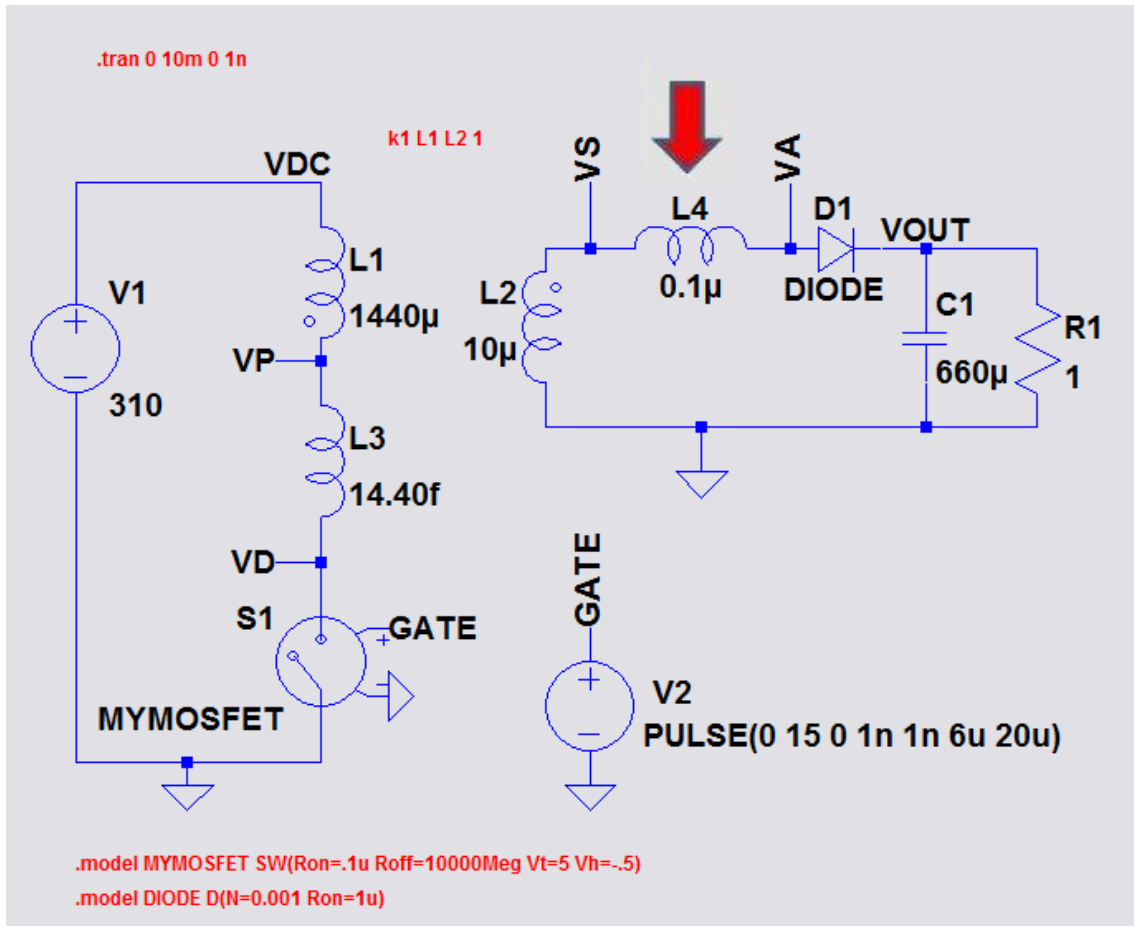


Figura 20 Circuito con dispersa a secondario (quella a primario è trascurabile).

In questo caso, la tensione sul carico non è soggetta a variazioni rispetto al caso precedente.

Lo spike di tensione sullo switch S_1 che prima riscontravamo con l'induttanza parassita L_3 , ora lo ritroviamo esattamente in presenza di L_4 sull'avvolgimento a primario, come mostrato in figura 21.

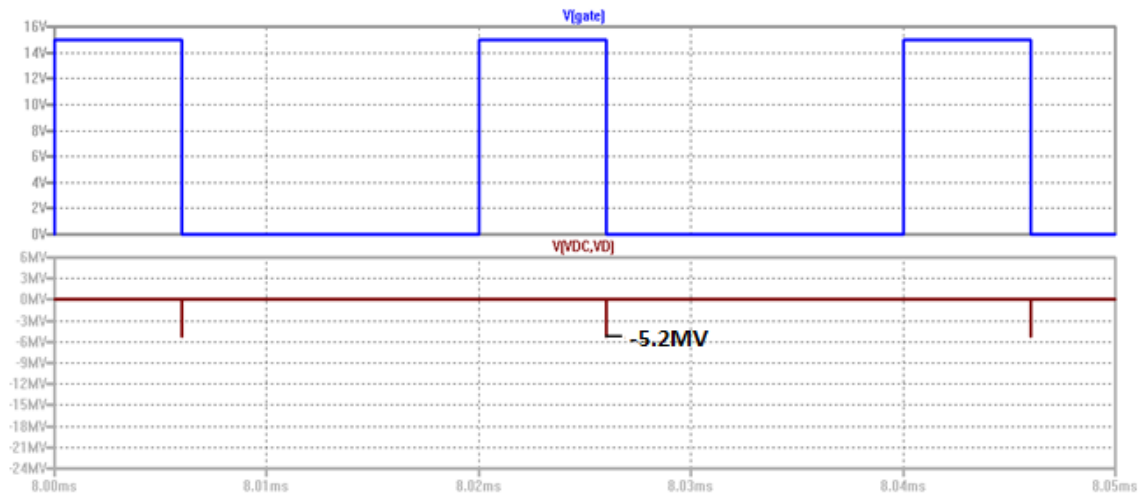


Figura 21 Forma d'onda di tensione sul primario.

La tensione ai capi di MYMOSFET, rispecchia l'andamento precedente di figura 19, sottoponendo lo switch attivo a picchi molto elevati da reggere in fase d'interdizione.

Avendo rimosso la dispersa dal primario, si poteva pensare che questo non costituisse più un problema per il MOS ma, al limite, solo per il diodo. In realtà anche la dispersa inserita a secondario influisce in maniera del tutto equivalente a prima: che sia a primario o a secondario, essa comunque sollecita il MOS all'atto della sua interdizione.

In figura 22 è rappresentata la forma d'onda di tensione sull'avvolgimento secondario: essa è puramente impulsiva, raggiunge valori (a simulazione) dell'ordine dei chilovolt, ovvero molto alti.

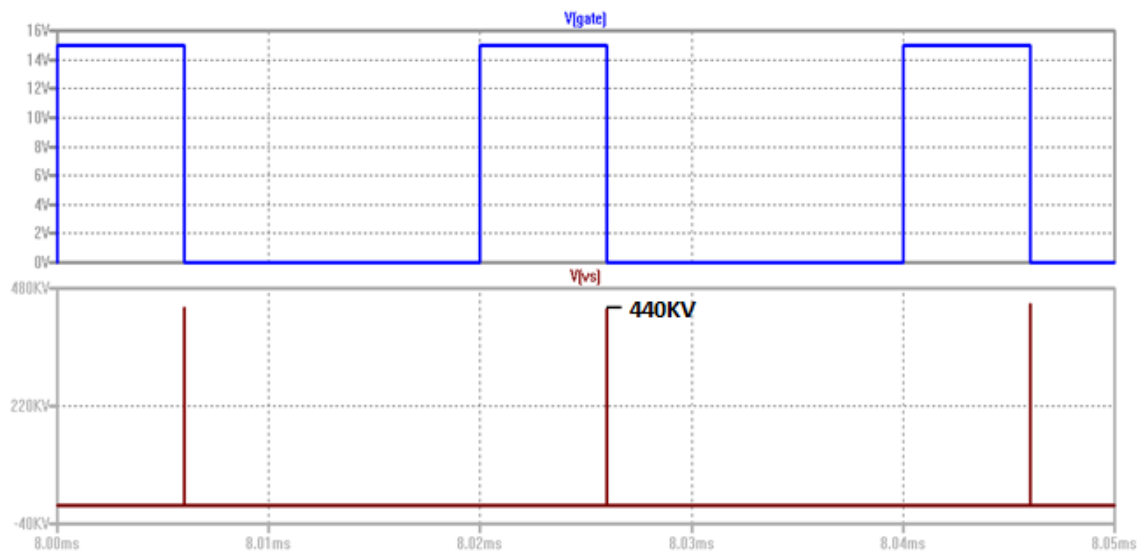


Figura 22 Forma d'onda di tensione sull'avvolgimento secondario.

Dalla figura 23 si osserva la tensione sull'induttanza parassita L_4 al secondario.

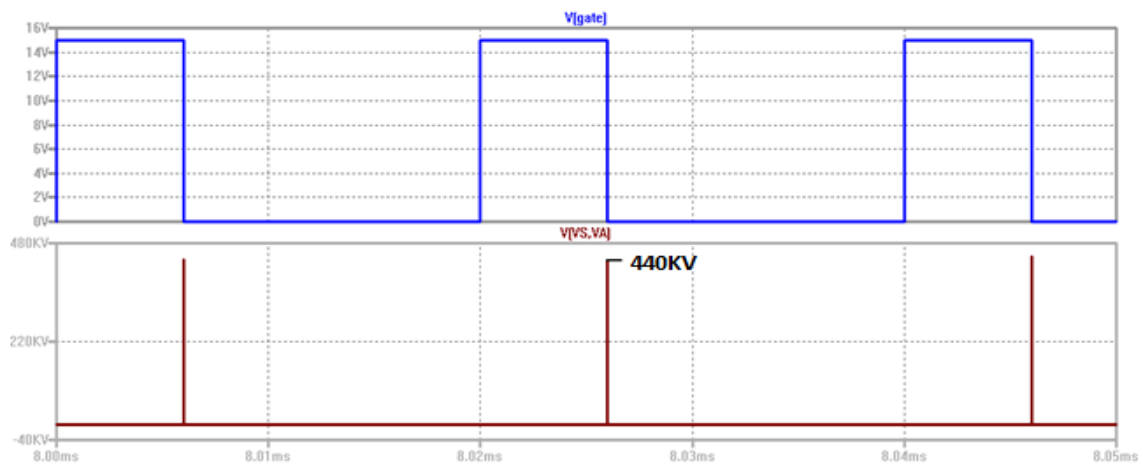


Figura 23 Forma d'onda di tensione sull'induttanza parassita al secondario.

Come si può osservare dalla figura 24, il diodo non risente l'effetto dell'inserimento di L_4 . Infatti, il problema del calcio induttivo è solo del dispositivo che si deve spegnere, non di quello che si va ad accendere.

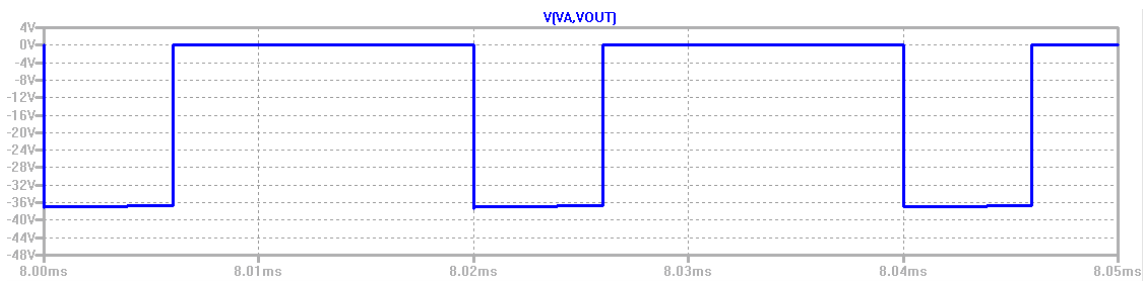


Figura 24 Forma d'onda di tensione sul diodo D1.

Anche in questo caso le correnti non subiscono alcuna variazione rispetto al caso ideale, rimangono le stesse rappresentate nelle figure 9 e 10.

In DMC il circuito si comporta concettualmente nella stessa maniera.

Dopo aver osservato le variazioni introdotte dalle singole induttanze parassite, ora studiamo il funzionamento del circuito inserendole contemporaneamente.

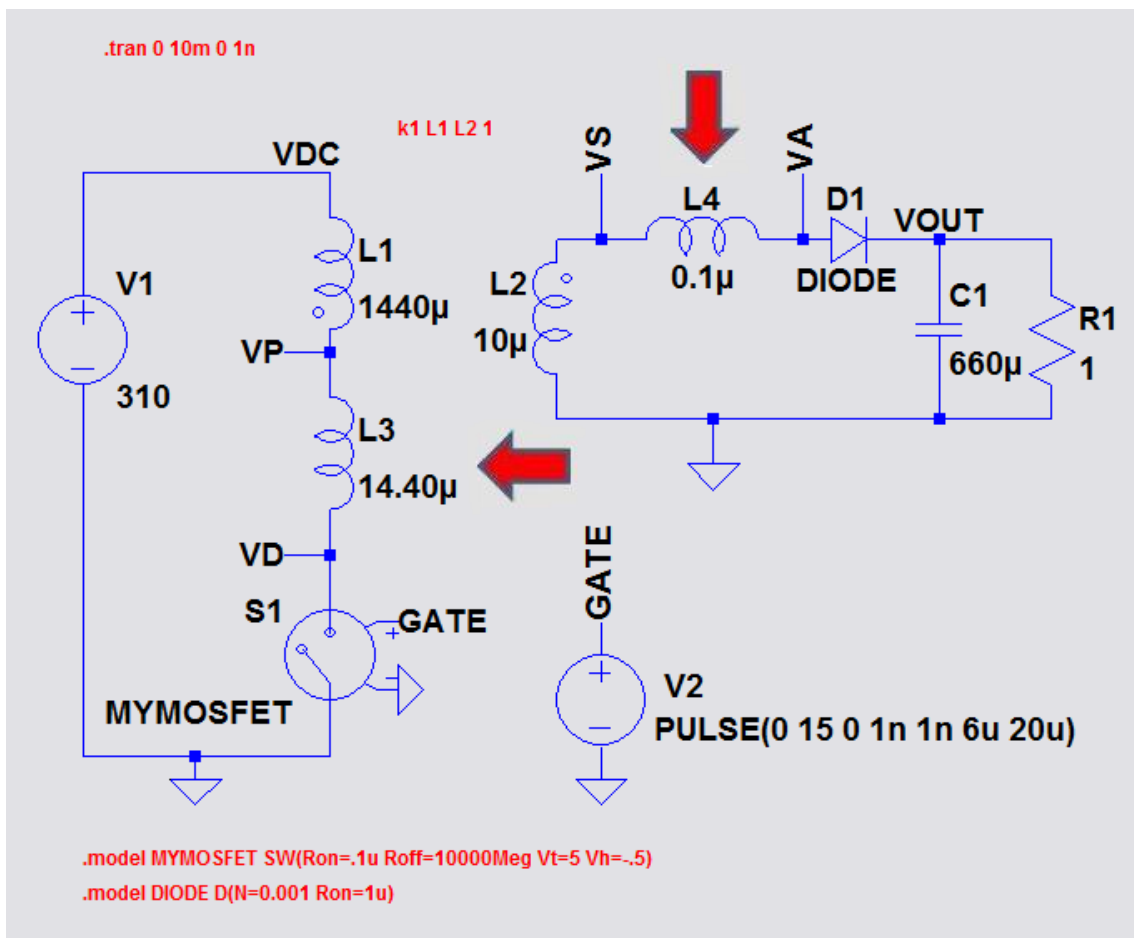


Figura 25 Circuito con entrambe le induttanze parassite a primario e a secondario.

La tensione d'uscita conserva lo stesso andamento; si può riscontrare una lieve diminuzione di circa 0.3 volt rispetto al caso precedente perché in questo modo ho introdotto il doppio del parassita dei casi precedenti.

Un'altra differenza che si osserva riguarda lo switch MYMOSFET. È soggetto a un incremento del valore dei picchi di tensione, come si può notare dal confronto tra la figura 19 e la 26 sottostante. Come detto in precedenza essi potrebbero causare la rottura dello switch, dato che certamente non è dimensionato per reggere tensioni inverse dell'ordine del megavolt. Quello che succede nella realtà è che il MOS va in breakdown ma, essendo l'energia immagazzinata nella dispersa non illimitata e, anzi, plausibilmente è piccola, si tratta di un breakdown non distruttivo. Non appena la corrente raggiunge il valore nullo, la tensione cui è soggetto lo switch (V_{DC} + riflessa da secondario) è inferiore alla tensione di breakdown e, dunque, il dispositivo si spegne. Ogni volta che si verifica questo evento il MOS si scalda un pochino: se l'evento non si ripete troppo frequentemente la temperatura rimane sotto controllo e il dispositivo sopravvive, sebbene con notevoli stress e regimi di corrente ridotti rispetto a quelli nominali a causa di questa imprevista dissipazione aggiuntiva.

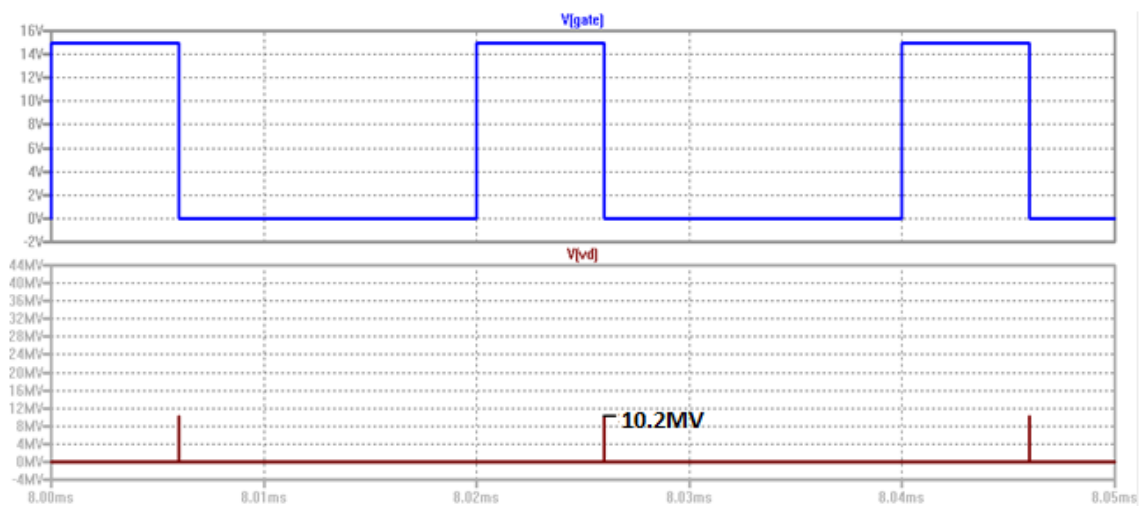


Figura 26 Forma d'onda di tensione ai capi di MYMOSFET.

Per simulare il comportamento del dispositivo reale (il suo breakdown), introduciamo in parallelo allo switch un ramo composto dalla serie di un diodo ideale e di un generatore di tensione ideale per modellare la soglia. Ipotizzando che lo switch abbia una tensione di breakdown di 650 V, il picco in inversa ai capi di MYMOSFET non supera il valore impostato e tutta la corrente di breakdown del mosfet scorrerà su questo ramo aggiunto appositamente per emulare il breakdown. Il modello ideale del MOS comprensivo del breakdown sarà dunque dato dal parallelo fra lo switch e il suddetto ramo aggiuntivo.

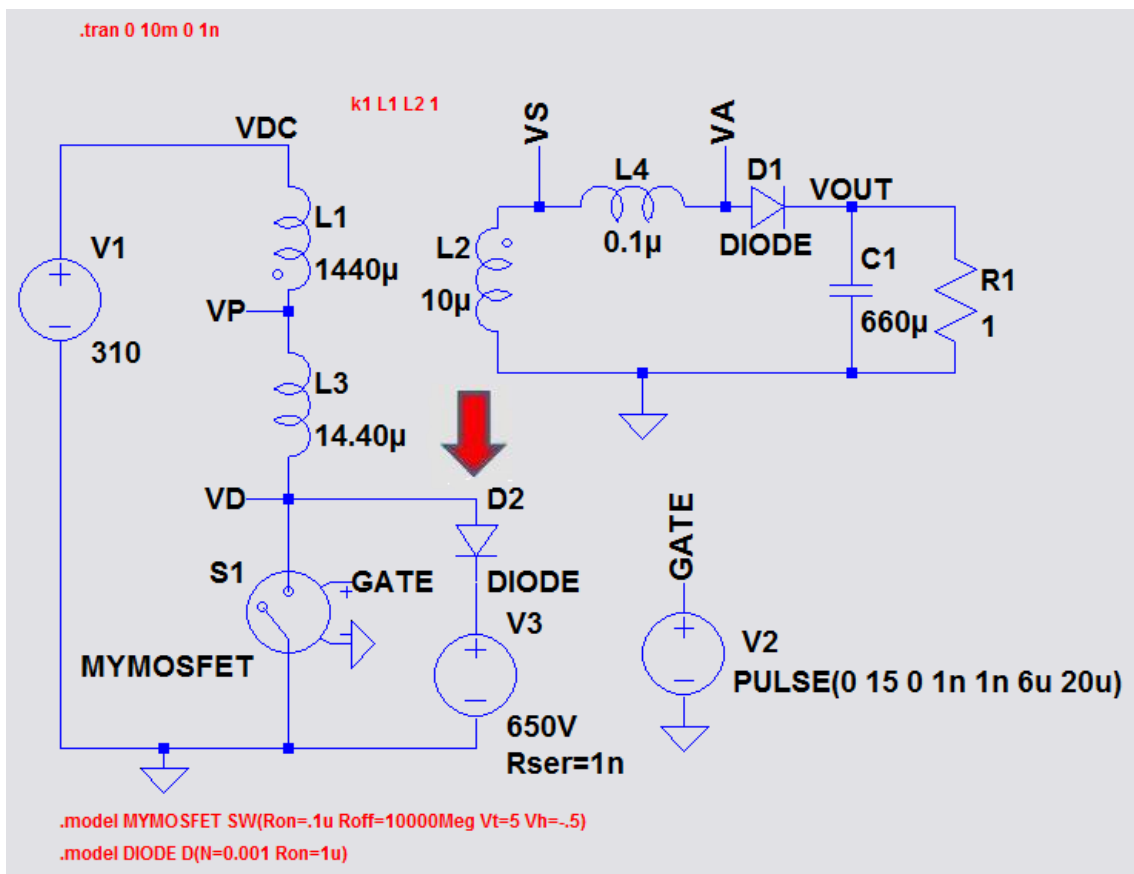


Figura 27 Circuito comprendente il ramo che simula la tensione di breakdown.

Dal grafico di figura 28 si osserva come opera il circuito quando si ipotizzi di utilizzare dei mosfet che hanno una tensione di breakdown di 650 V.

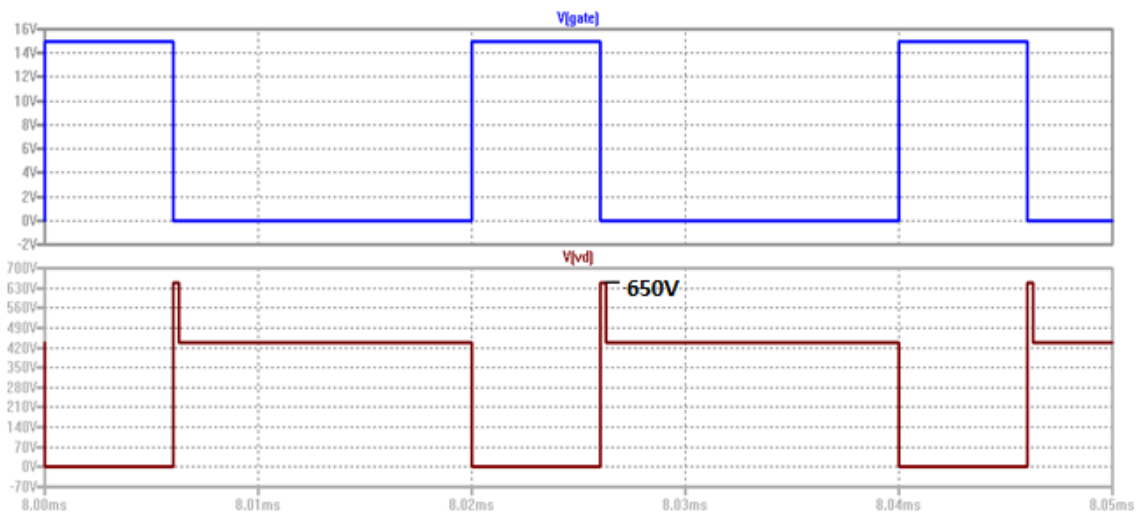


Figura 28 Forma d'onda di tensione ai capi di MYMOSFET, con il picco limitato alla tensione di breakdown del mosfet.

Prendendo in esame i grafici delle figure 29 e 30 delle tensioni sugli avvolgimenti, si può notare che il ramo introdotto emula l'andata in breakdown del MOS limitando l'entità degli spikes.

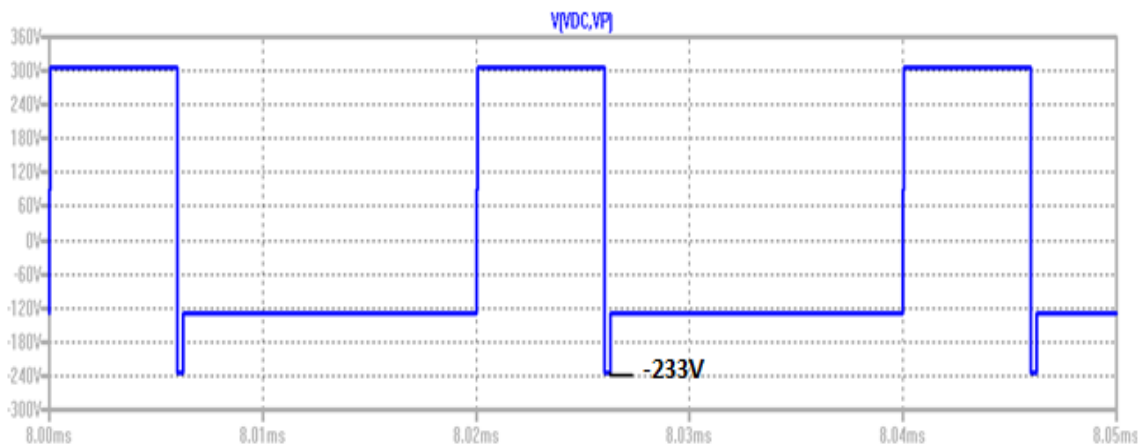


Figura 29 Forma d'onda della tensione sull'avvolgimento primario.

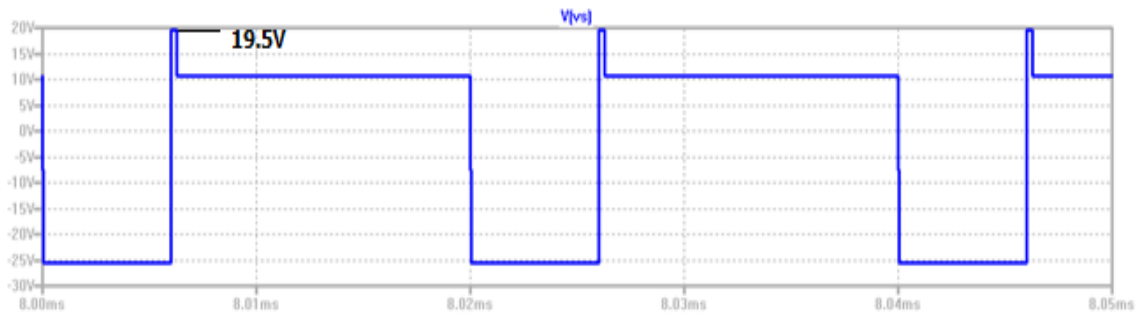


Figura 30 Forma d'onda della tensione sull'avvolgimento secondario.

Come detto in precedenza la corrente scorrerà sul ramo appena introdotto per tutta la durata del breakdown, al termine del quale essa si annullerà. La figura 31 rappresenta la situazione appena descritta in cui è evidente la presenza di un nuovo breve intervallo fra T_{ON} e T_{OFF} .

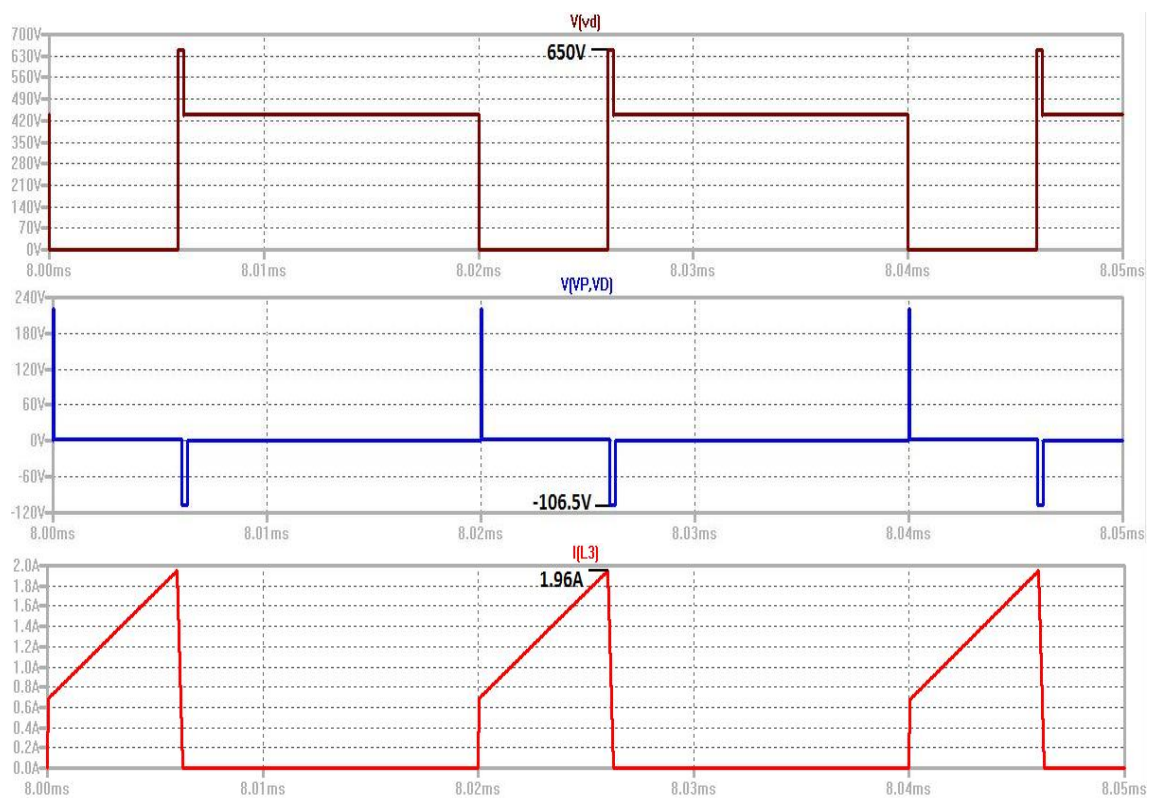


Figura 31 Forme d'onda caratteristiche della fase di breakdown.

Dalla teoria, la durata l'intervallo di breakdown si ricava a partire dalla formula costitutiva dell'induttore, come mostra l'equazione sottostante.

$$t_{BD} = \frac{L_3 I_{L3}}{V_{L3}} = \frac{14.40 \text{ us} * 1.96 \text{ A}}{106.5 \text{ V}} = 0.265 \text{ us} \quad (2.2)$$

Per le altre grandezze appartenenti al circuito non si riscontrano diversità.

Le figure sottostanti sono caratteristiche del funzionamento DCM.

Confrontate rispettivamente con le numero 28, 29 e 30 si notano le differenze dovute al contributo mancante delle tensioni riflesse prima del successivo stato on.

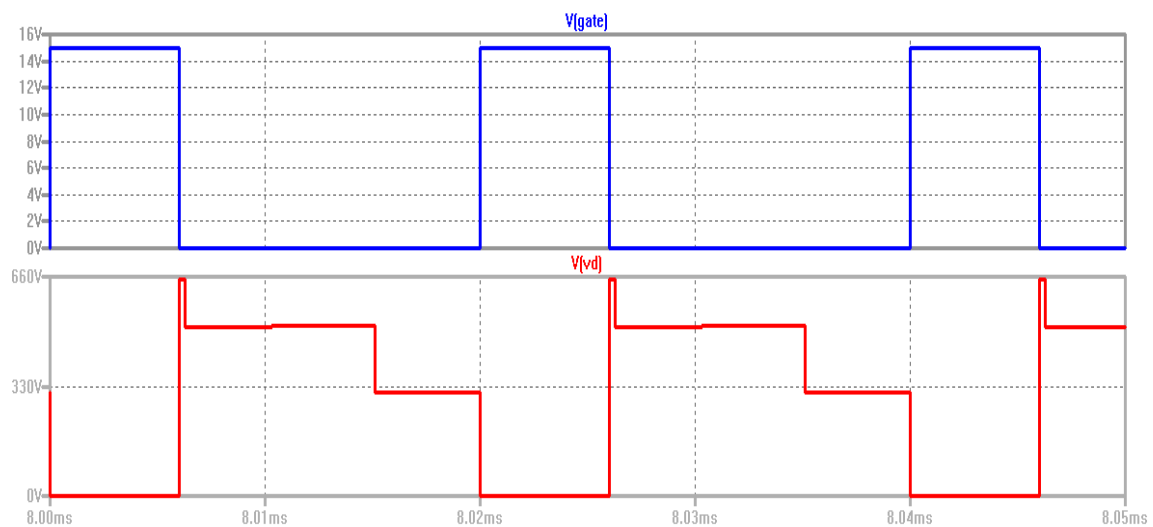


Figura 32 Forma d'onda di tensione ai capi di MYMOSFET, caratteristica del funzionamento DCM.

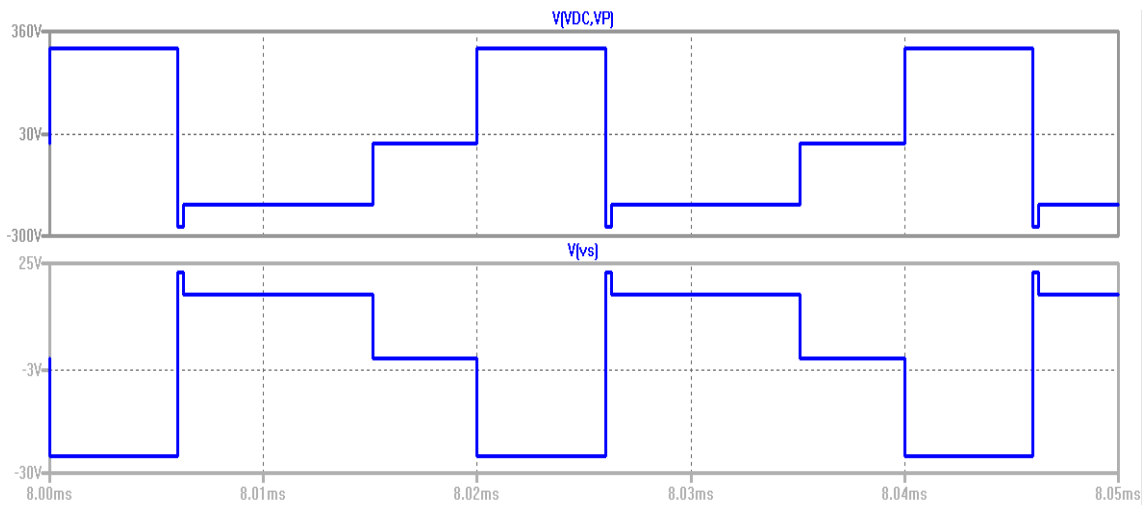


Figura 33 Forme d'onda delle tensioni ai capi dei due avvolgimenti, caratteristiche del funzionamento DCM.

Per il resto non si riscontrano altre diversità tra funzionamento continuo e discontinuo.

2.2 Introduzione del diodo reale a secondario

Continuando ad aggiungere dettagli, ora modifichiamo il circuito andando a inserire al posto del diodo ideale D_1 , il modello di un diodo reale che rispetti le specifiche. Quando poi simuleremo, terremo conto di un modello che comprenda tutte le non idealità del dispositivo stesso. Per compiere la scelta più giusta, occorre tenere in considerazione quale valore di tensione il diodo deve reggere in inversa, e quale valore di corrente deve riuscire a condurre.

In fase di progettazione è fondamentale porsi nella condizione peggiore alla quale il diodo può essere sottoposto. Per questo è bene considerare tutte le grandezze utili al dimensionamento con il loro valore massimo, ed anche eventuali contributi aggiuntivi che possono ulteriormente aggravare la situazione. Rappresentative di questa sono:

_ la presenza di una sovratensione all'ingresso, responsabile dell'aumento della tensione fino a 330 V.

_ l'erogazione della massima tensione al carico. Considerando che vogliamo un'uscita di 12 V compatibile con le batterie al piombo, possiamo supporre di alimentare queste con un valore massimo di 15 V.

Tensione inversa massima nel caso peggiore descritto sopra.

$$V_{REVERSE} = \frac{V_{IN\ MAX}}{n} + V_{OUT\ MAX} = \frac{330\ V}{12} + 15\ V = 42.5\ V \quad (2.3)$$

Il valore massimo di corrente è pari a 23.56 A, che si raggiunge in CCM nel caso ideale (equazione 1.13).

Tenendo conto delle considerazioni appena fatte, scegliamo il diodo Schottky MBRB2545CT, il quale regge 45 V in inversa e conduce correnti medie di 25 A

Le caratteristiche di questo diodo sono soddisfacenti dal punto di vista della simulazione; se ci occupassimo anche della realizzazione fisica del circuito, sarebbe bene scegliere un diodo con una tensione di breakdown maggiore, per garantirci un margine di sicurezza superiore.

Il circuito modificato con il diodo scelto è mostrato in figura 34.

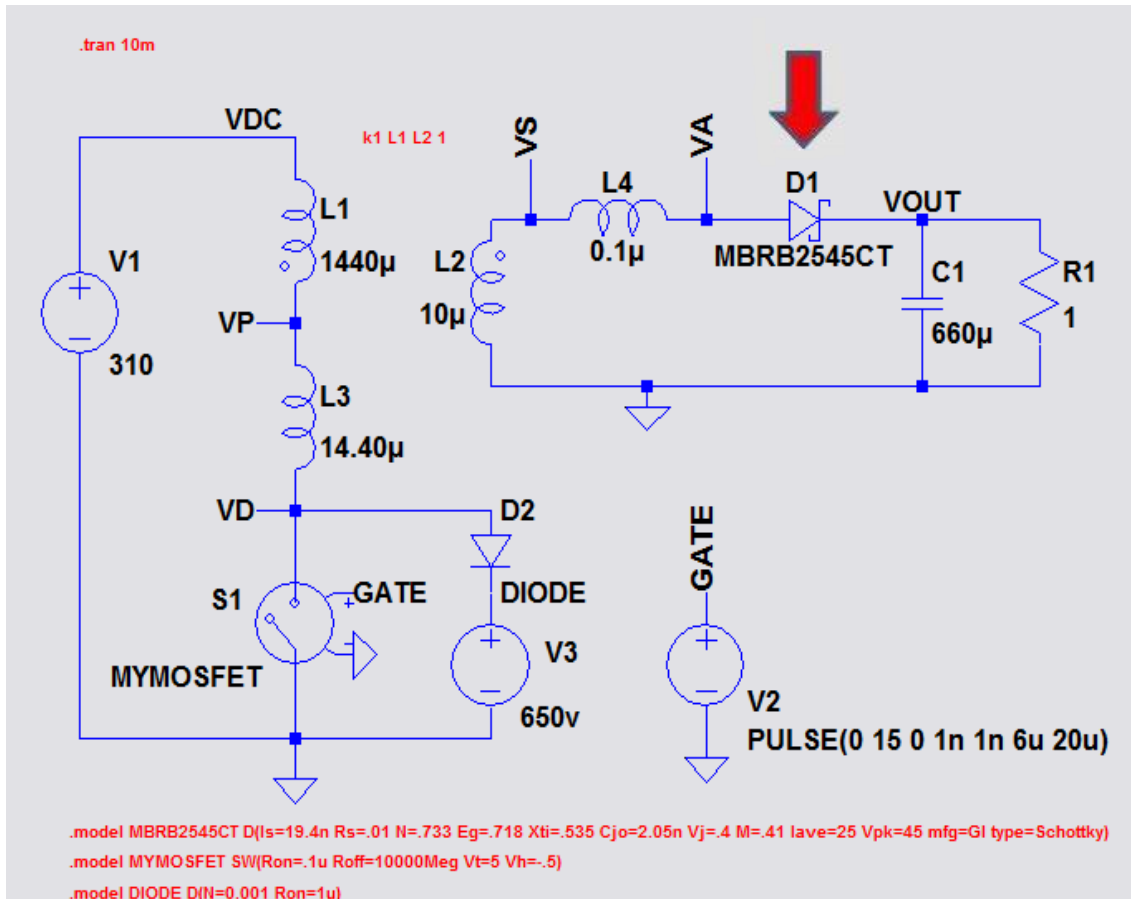


Figura 34 Circuito Flyback dopo l'introduzione del diodo Schottky.

Osservando la simulazione in fase di svolgimento, si nota chiaramente una diminuzione della velocità di esecuzione dovuta alla sostituzione di componenti reali comprensivi di numerose non idealità (elementi parassiti). Solo per il fatto che diodo non ha più una tensione di soglia nulla, il suo inserimento provoca un abbassamento della V_{OUT} pari alla tensione di soglia stessa.

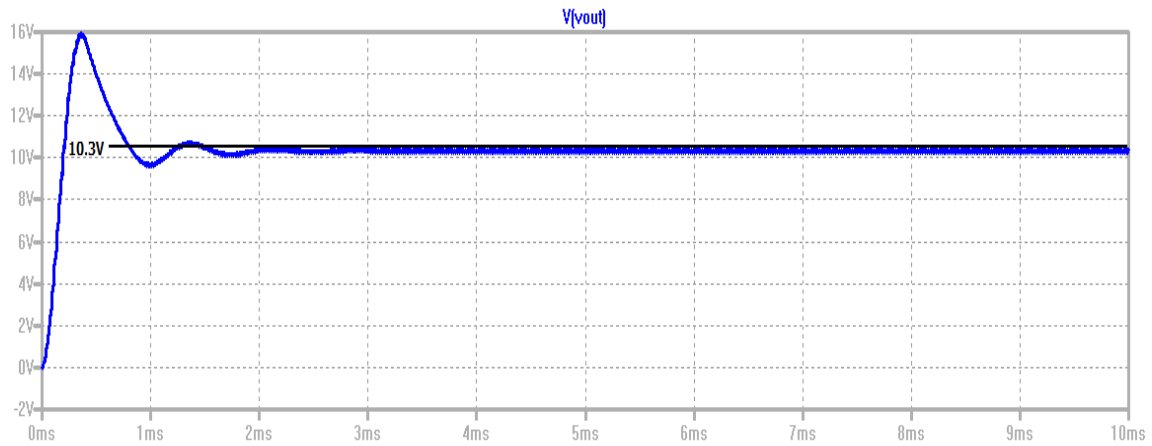


Figura 35 Forma d'onda della tensione d uscita.

Facendo attenzione alle differenze tra le forme d'onda di figura 29 e 36, la prima cosa che si nota è la comparsa di un accentuato ripple sugli avvolgimenti, che non consente di avere rappresentazioni chiare delle grandezze durante la fase T_{ON} .

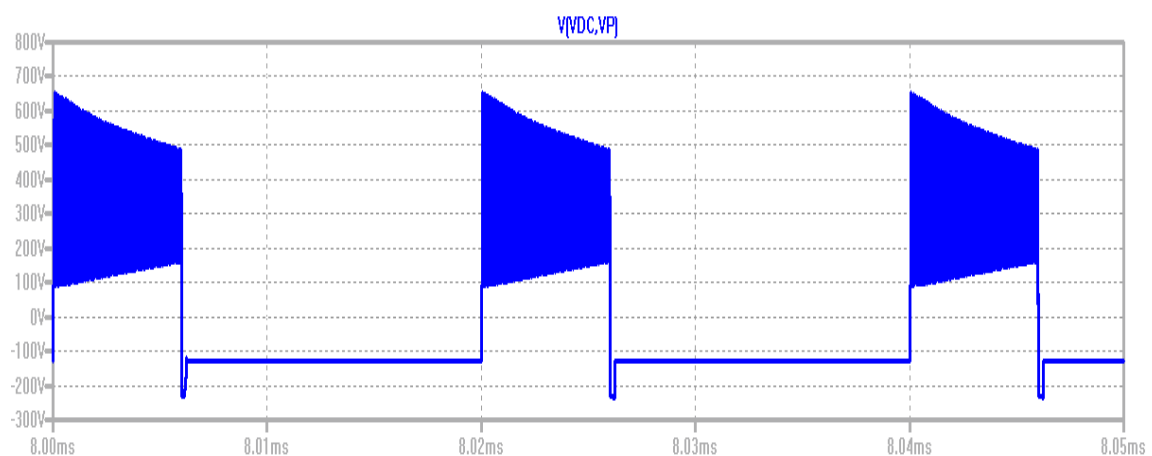


Figura 36 Forma d'onda di tensione a primario dopo l'inserimento del diodo reale.

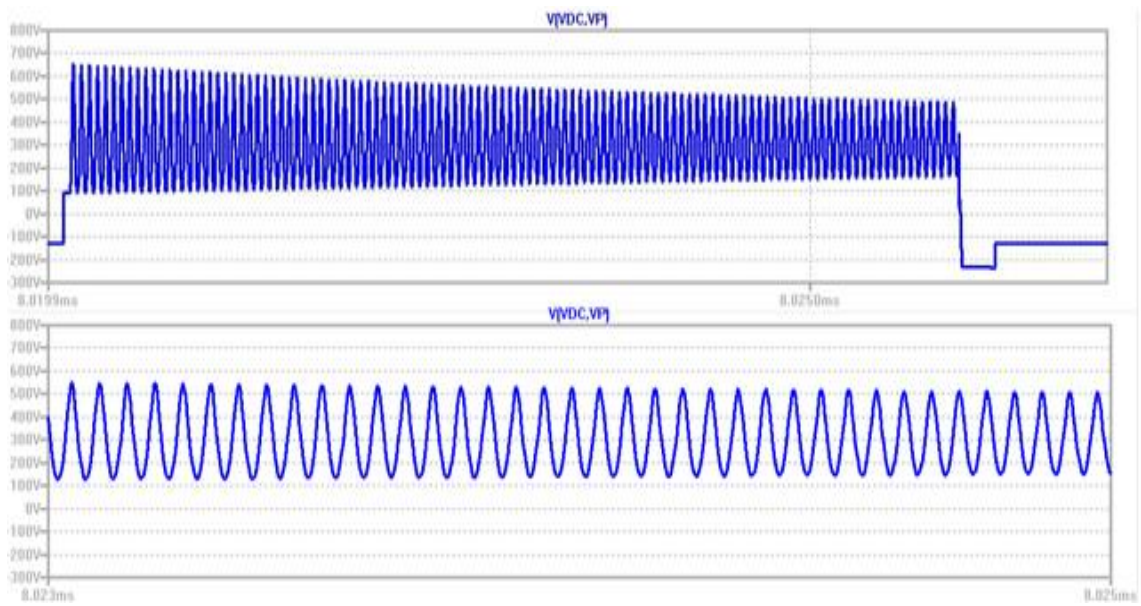


Figura 37 Dettaglio del ripple presente a primario.

Visualizzando la figura 38 e osservando le differenze con il grafico di figura 29, si può notare che le considerazioni fatte poco sopra sono valide anche per le forme d'onda al secondario, sempre per la presenza di ripple durante l'intervallo T_{ON} .

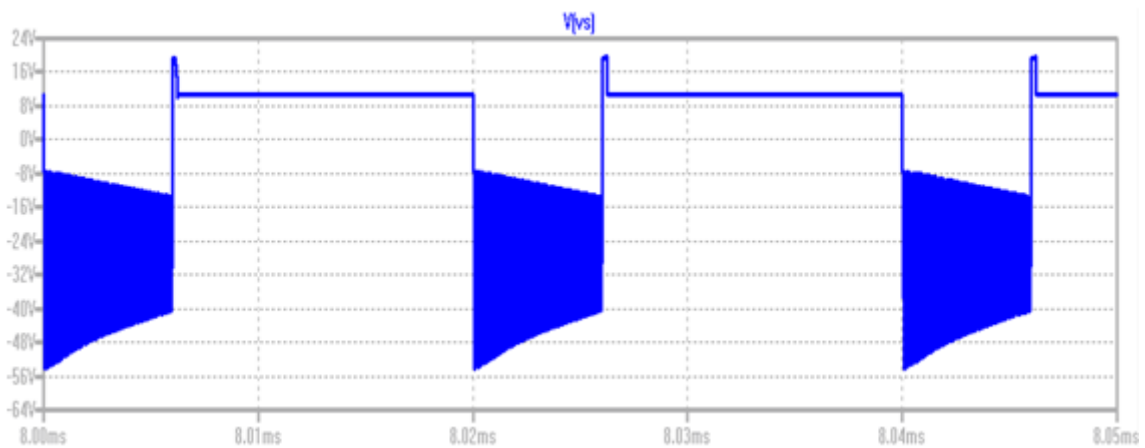


Figura 38 Forma d'onda al secondario.

Come mostrato in figura 39, per dissipare l'ondulazione di disturbo e quindi ottenere grafici migliori, inseriremo il resistore R_2 tra V_{DC} e V_P in parallelo all'avvolgimento primario, e il resistore R_3 in parallelo all'avvolgimento secondario connessa tra V_S e massa.

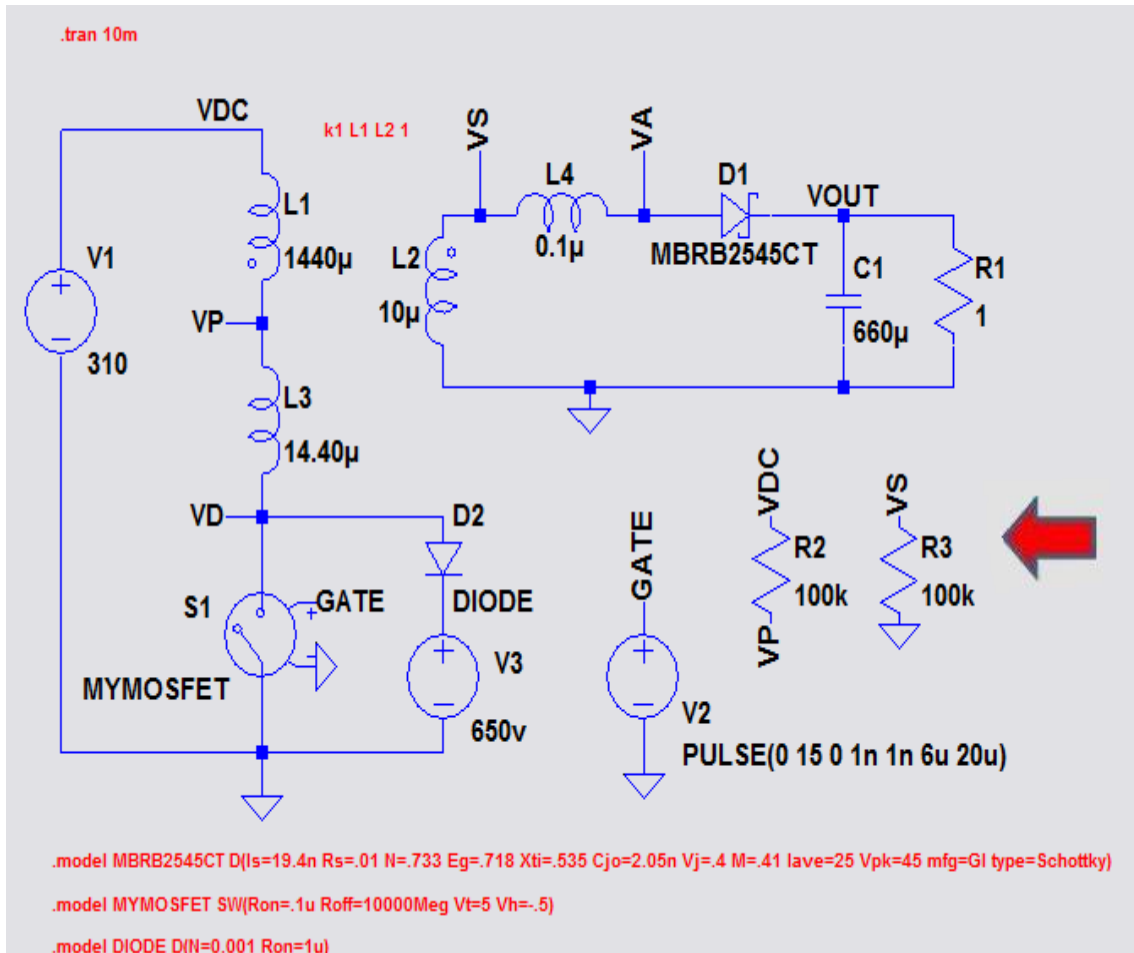


Figura 39 Circuito comprensivo dei resistori di smorzamento delle oscillazioni.

Osservando il grafico di figura 36 e confrontandolo con quello di figura 40, si può notare che l'accorgimento apportato migliora la forma d'onda, ma non riesce ad eliminare totalmente il ripple.

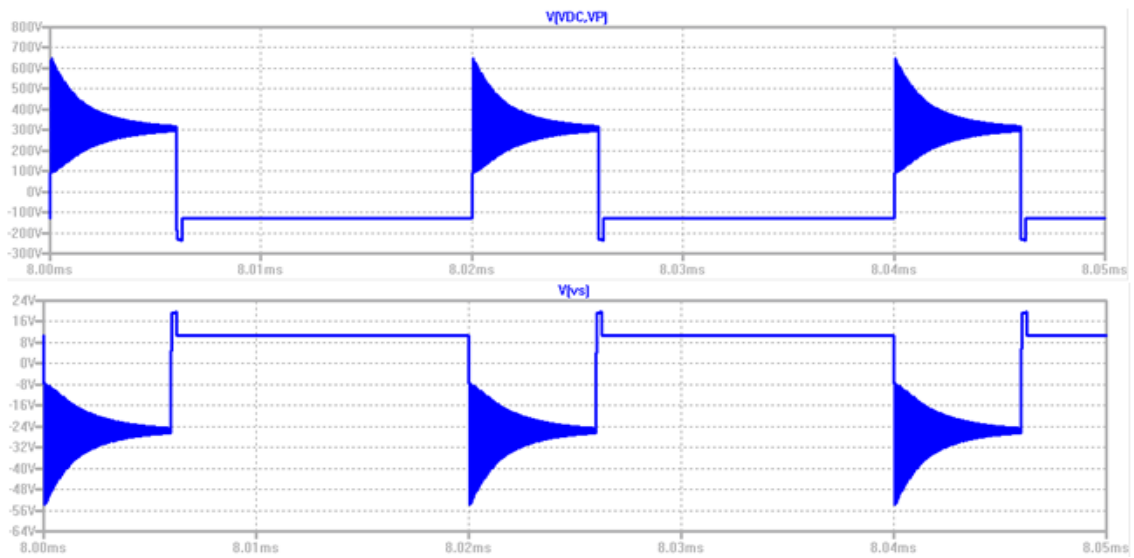


Figura 40 Forma d'onda di tensione al primario e al secondario dopo l'inserimento dei resistori di smorzamento delle oscillazioni.

In figura 42 si può osservare l'andamento della tensione ai morsetti del diodo appena inserito. Confrontando questo con il grafico nell'immagine 24, è facile notare la comparsa di un accentuato ripple dovuto all'opposizione di L_4 all'azzeramento rapido della corrente di reverse recovery (I_{rr}), che nasce quando il diodo si interdice. In questa fase non avviene l'immediato annullamento della corrente, ma per un breve intervallo di tempo diventa negativa e si inverte andando quindi a fluire sulla dispersa prima di portarsi a zero. Questa, fin quando è presente, originerà le oscillazioni viste poco sopra durante il T_{ON} .

La figura 41 mette in evidenza la I_{rr} nel nostro circuito.

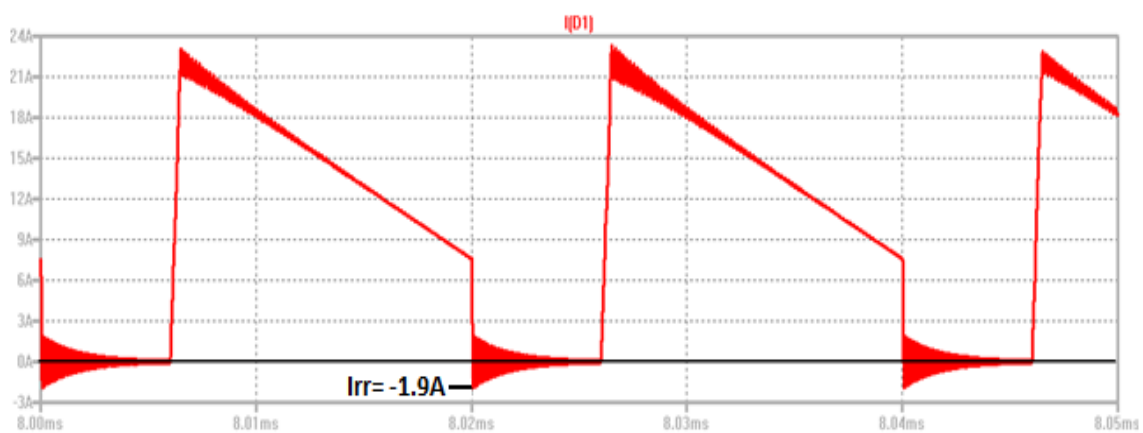


Figura 41 Forma d'onda di corrente sul diodo D1: si nota bene la presenza di correnti di recovery (negative) sul diodo.

Tutto questo causa l'incremento della tensione di breakdown, con picchi massimi di 108.6 V durante il transitorio in fase di avviamento, e punte di 94 V a regime. Questi nuovi valori, di molto superiori ai 45 V di tensione di breakdown del diodo introdotto, causerebbero la rottura dello stesso. In maniera analoga a quanto da farsi per tutelare lo switch S_1 , dovremo inserire una rete di protezione anche per lo switch D_1 al secondario.

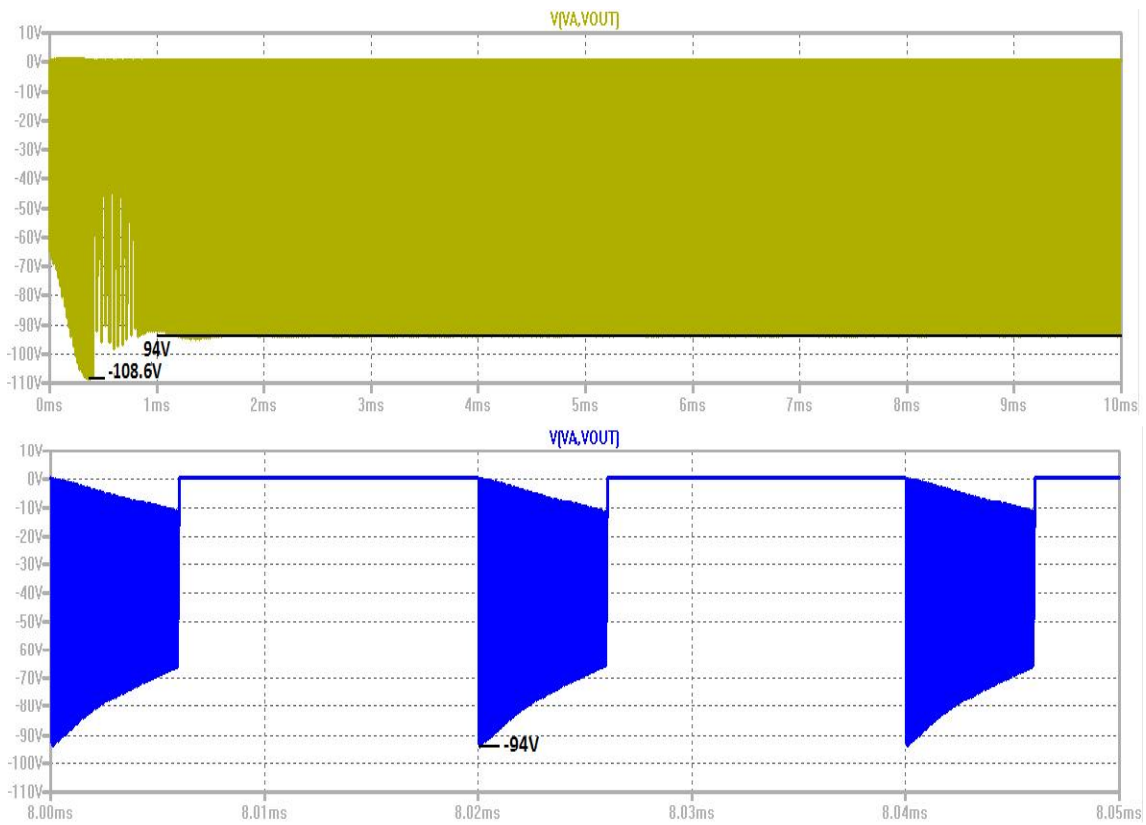


Figura 42 Forma d'onda di tensione sul diodo D_1 a secondario: si nota la presenza di picchi pericolosi.

In questa circostanza, sempre a causa dell'inserimento del diodo al secondario anche le correnti sono soggette a ripple durante la fase T_{ON} . Confrontando le forme d'onda di figure 9 e 10, rispettivamente con le immagini 43 e 44, sono facilmente individuabili le differenze.

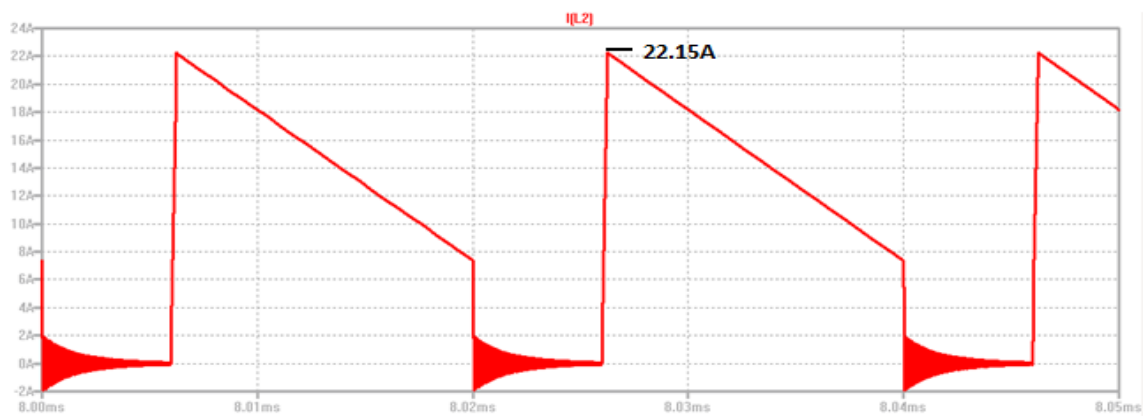


Figura 43 Forma d'onda della corrente a secondario: esiste un ringing di corrente durante il T_{ON} .

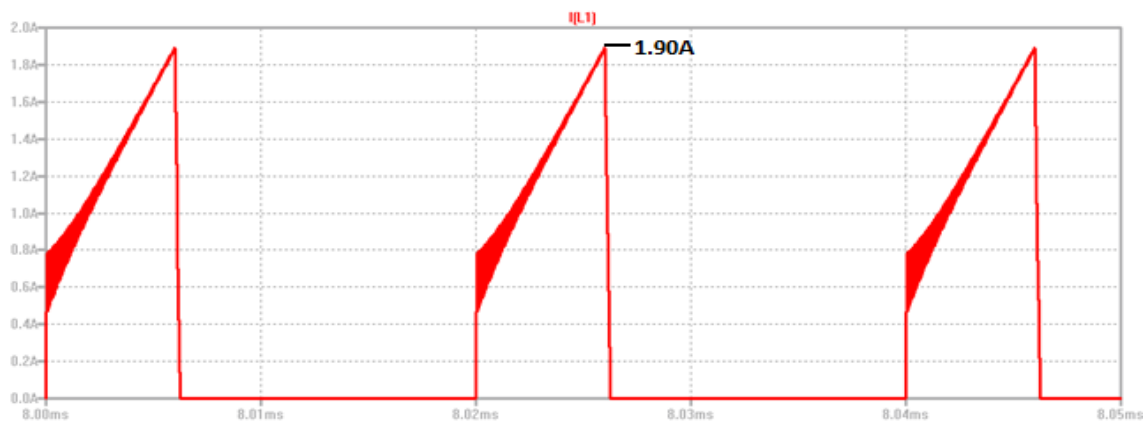


Figura 44 Forma d'onda della corrente a primario: esiste un ringing di corrente durante il T_{ON} .

Questo ripple è dovuto all'energia palleggiata fra il trasformatore e la capacità parassita del diodo reale D1 appena introdotto

L'inserimento del diodo D_1 quando si opera in DCM, causa qualche diversità dal punto di vista del funzionamento circuitale.

Osservando la figura 45 si nota che, durante il T_{ON} il circuito ha lo stesso comportamento riscontrato in precedenza per il funzionamento CCM, valgono alla stessa maniera le considerazioni fatte per la presenza della I_{rr} . Durante il T_{OFF} invece le forme d'onda hanno un andamento differente. In particolare quando la corrente al secondario si annulla, compaiono delle oscillazioni dovute alla risonanza che si instaura tra la dispersa L_4 e la cosiddetta capacità di giunzione (C_{JO}), con la quale si approssima il funzionamento del diodo quando non conduce, del valore di 2.05 nF come descritto nel modello del diodo usato per la simulazione. Il disturbo introdotto è presente ai capi dell'avvolgimento al secondario e a quelli del diodo D_1 . Quest'ultimo anche in questo caso necessita della protezione dello snubber per limitare il picco di tensione alla accensione dello switch (inizio di T_{ON}).

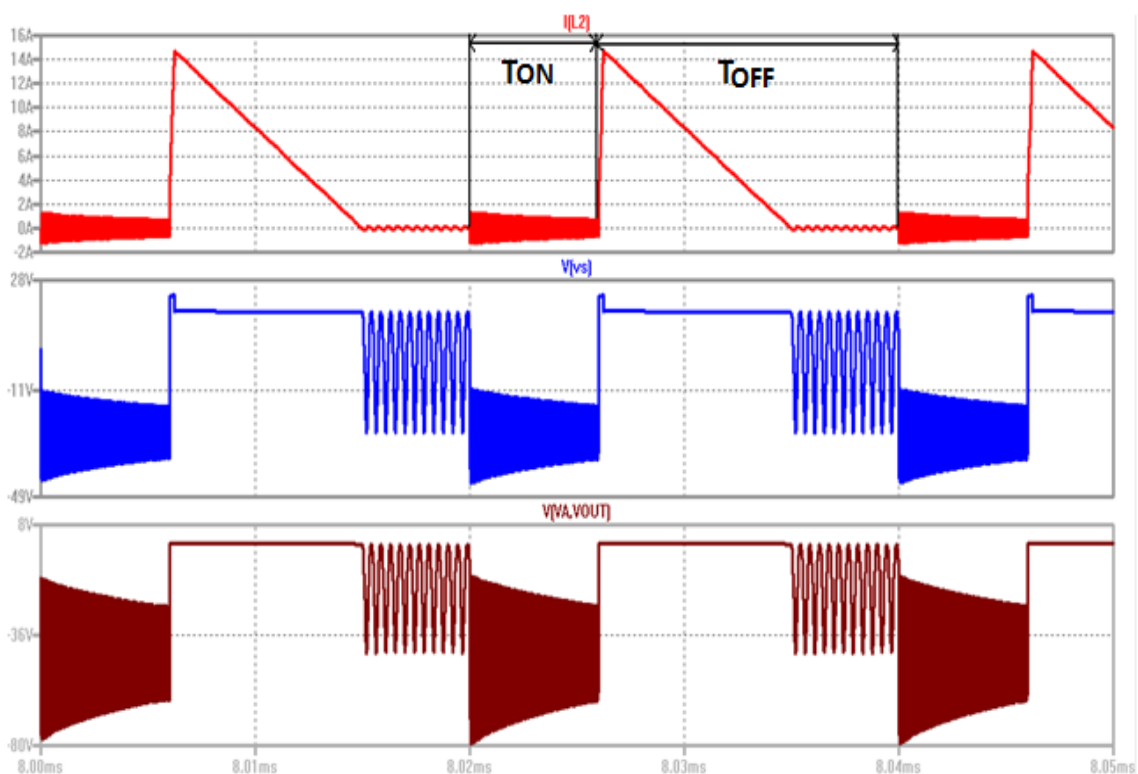


Figura 45 Forme d'onda delle tensioni al secondario successive all'inserimento del diodo D_1 , caratteristiche del funzionamento DCM.

Prendendo sempre come riferimento la corrente al secondario, si nota che anche le tensioni ai capi dell'avvolgimento primario e dello switch S_1 sono soggette agli stessi effetti descritti in precedenza. Il disturbo introdotto dalla risonanza influenza anche il primario.

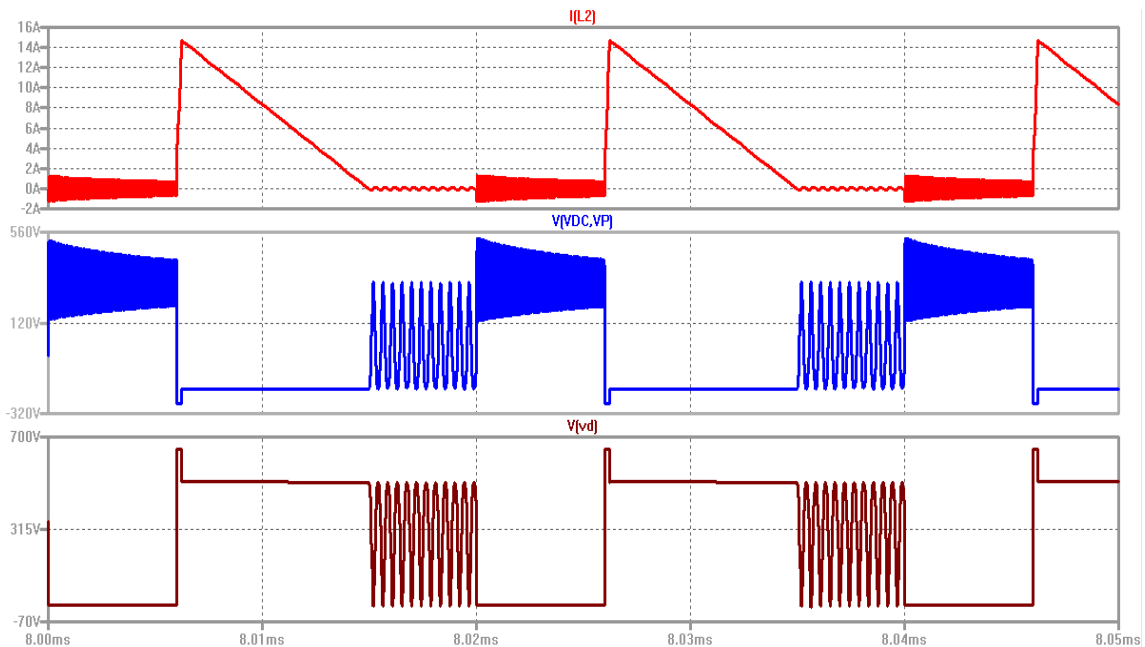


Figura 46 Forme d'onda delle tensioni al primario successive all'inserimento del diodo D_1 , caratteristiche del funzionamento DCM.

Come spiegato in precedenza le correnti in DCM hanno valore di base nullo (equazione 1.21). Per questo motivo dalla figura 47 si osserva che, all'inizio della rampa di salita la corrente a primario può essere anche negativa a causa del ripple. Quella sull'avvolgimento secondario è rappresentata nella figura precedente.

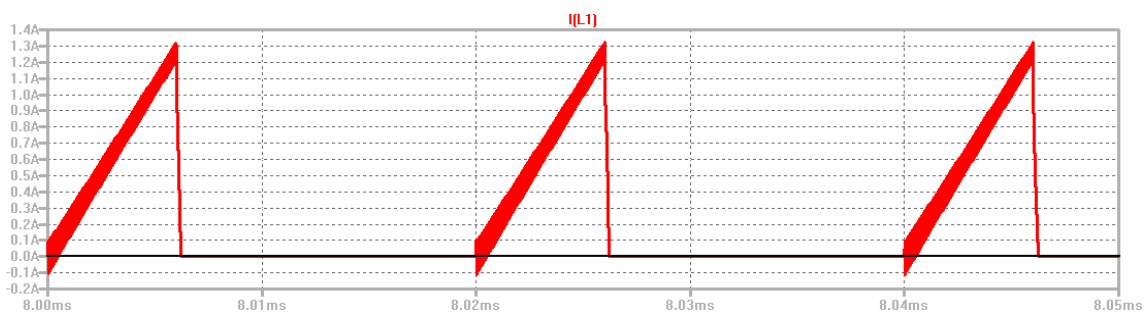


Figura 47 Forma d'onda della corrente al primario successiva all'inserimento del diodo D_1 , caratteristica del funzionamento DCM.

2.3 Inserimento del transistor a primario come interruttore principale

Il prossimo elemento ideale che andremo a rimuovere sarà lo switch S_1 . Lo sostituiremo con un transistor reale di tipo n-MOS, che andrà accuratamente scelto. Nello specifico, dovremo tener conto del valore massimo di tensione tra Drain e Source (V_{DS}) che è in grado di reggere, nella fase in cui sarà interdetto. Anche questa volta per la fase di progetto occorre porsi nella situazione più svantaggiosa alla quale il dispositivo può operare, ed è la stessa considerata per il dimensionamento del diodo D_1 . In questa condizione la tensione massima ai capi del transistor è rappresentata dalla somma tra la tensione V_{IN} d'ingresso e la riflessa a primario.

$$\text{Tensione di breakdown: } V_{DS} = V_{IN} + V_{RIFLESSA} = 330 \text{ V} + (12 * 15 \text{ V}) = 510 \text{ V} \quad (2.4)$$

Avendo ora come riferimento il valore di V_{DS} ricavato poco sopra, siamo in grado di scegliere con precisione l'elemento reale che fa al caso nostro. Detto questo, utilizzeremo il transistor STP8NM60 dotato di 650 V di breakdown.

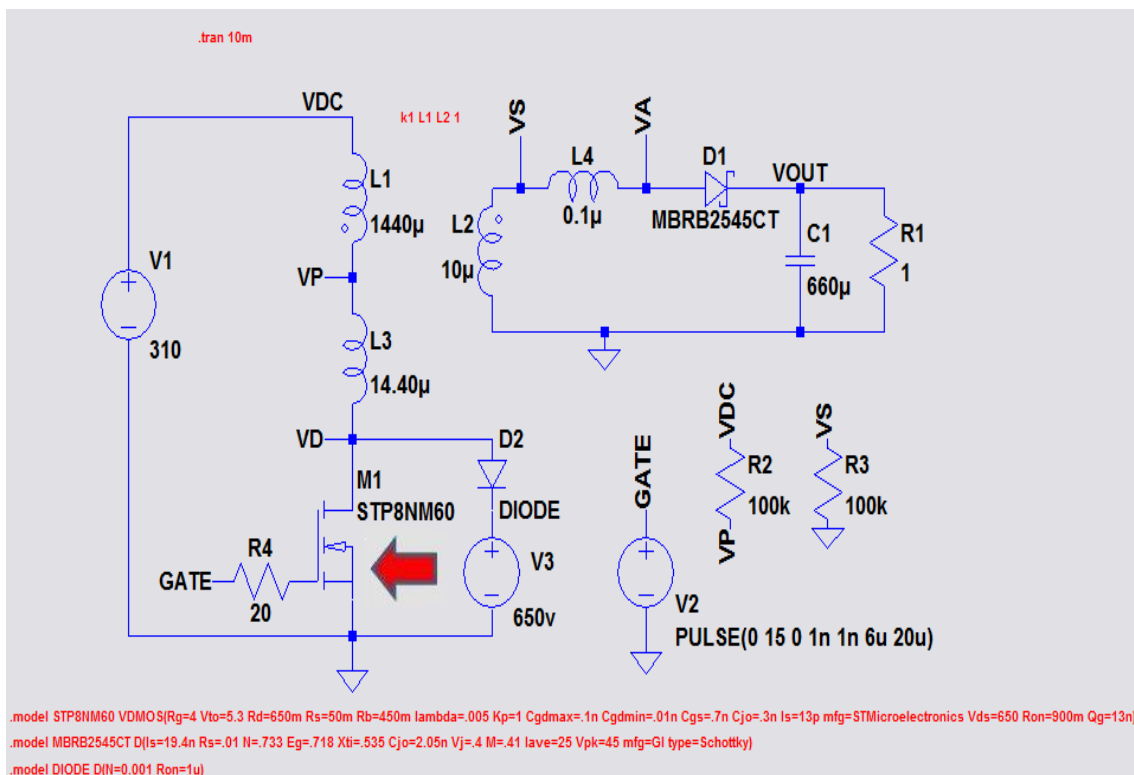


Figura 48 Circuito con transistor N-MOS.

Rispetto al caso in cui era presente S_1 , osservando la simulazione si nota una velocità di esecuzione ulteriormente ridotta, a causa dell'insorgere di ulteriori forme d'onda dalla dinamica elevata (altri ripple) legati ai numerosi componenti aggiuntivi presenti all'interno del modello del MOS reale.

In figura 49 è mostrata la forma d'onda di tensione ai capi del transistor appena inserito nel circuito. Confrontando tale grafico con l'equivalente di figura 28, si può notare facilmente anche qui la presenza di ripple durante la fase T_{OFF} .

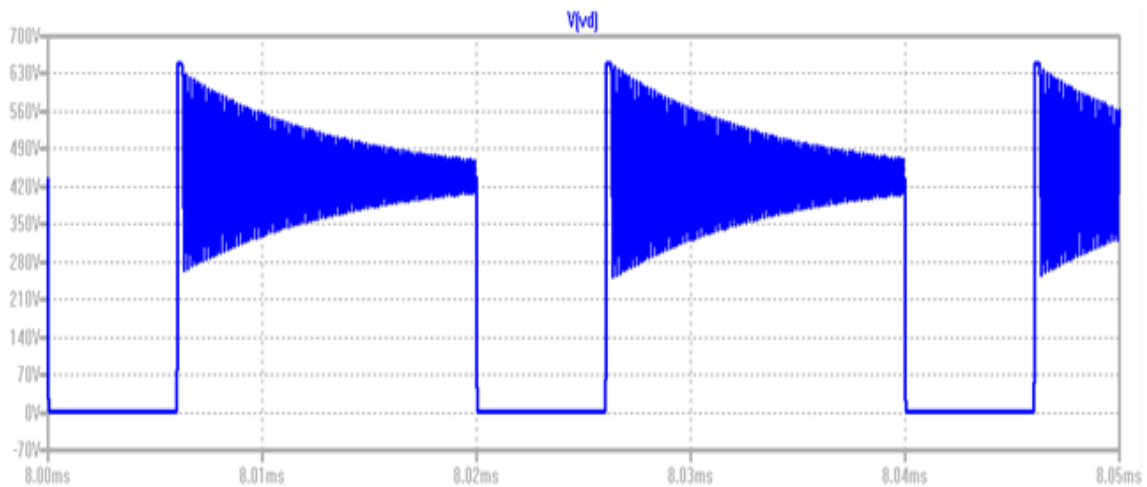


Figura 49 Forma d'onda di tensione ai capi di M_1 .

Il disturbo compare quando M_1 compie la transizione di stato on-off, quindi il diodo D_2 che costituisce il clamper assieme al generatore V_3 , entra in funzione per breve tempo per poi spegnersi anch'esso. In questa circostanza la corrente può solo fluire sulla capacità parassita di M_1 (spento) attraverso L_3 . Nello specifico si viene a instaurare un fenomeno di risonanza tra la capacità Drain-Source del MOS e l'induttanza dispersa L_3 . Per questo abbiamo una certa quantità di energia costretta a oscillare tra questi due elementi.

La figura 50 mostra il dettaglio grafico della situazione poco sopra descritta.

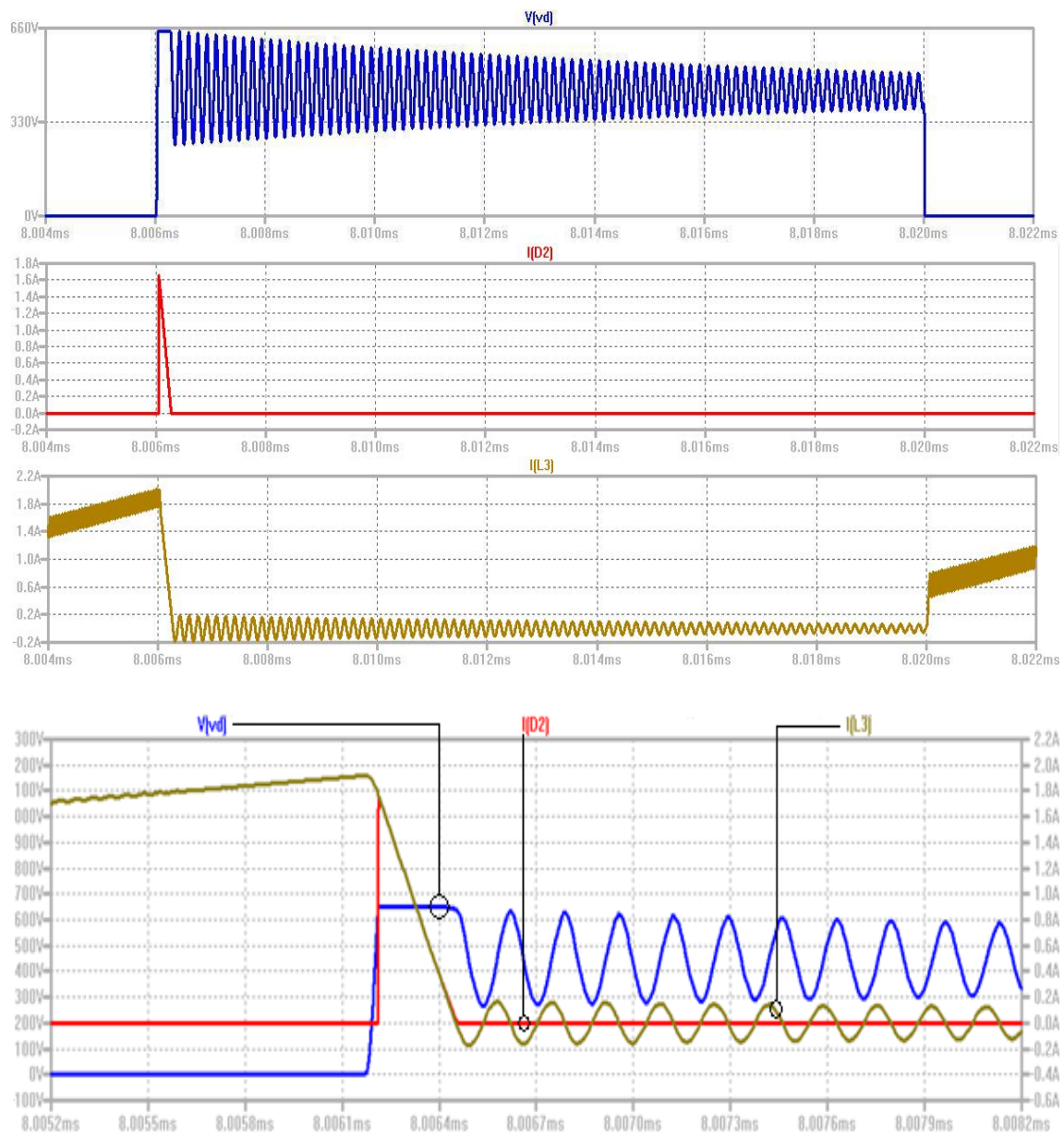


Figura 50 Forme d'onda che descrivono la risonanza che coinvolge la capacità del MOS durante il periodo T_{OFF} .

Come già fatto in precedenza, anche in questo caso possiamo inserire in parallelo al transistor M_1 una resistenza di smorzamento da $100k\Omega$, per dissipare parte dell'energia e migliorare la forma d'onda, ancora una volta però a discapito del rendimento. Osservando la figura 51 e confrontandola con la 49 si può notare il miglioramento.

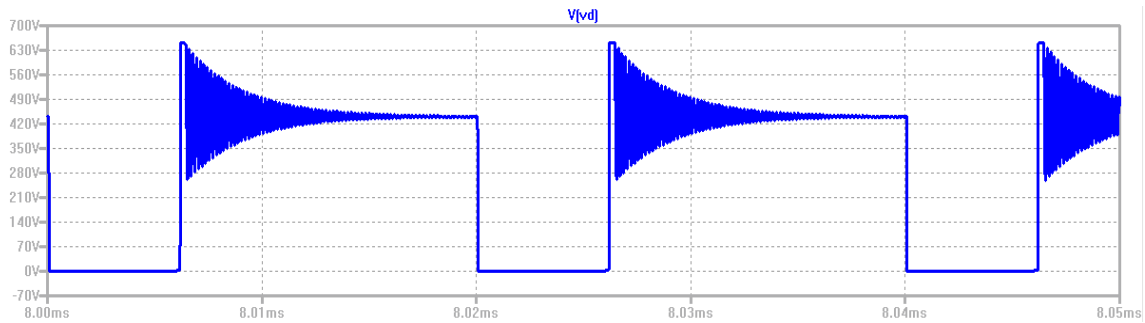


Figura 51 Forma d'onda della tensione VD migliorata.

In figura 52 sono mostrate le forme d'onda di tensione sui due avvolgimenti, rispettivamente di primario e secondario. Osservando i grafici sottostanti e confrontandoli con quelli di figura 40, si può notare un ulteriore incremento del ripple dovuto all'inserimento dell'elemento M_1 .

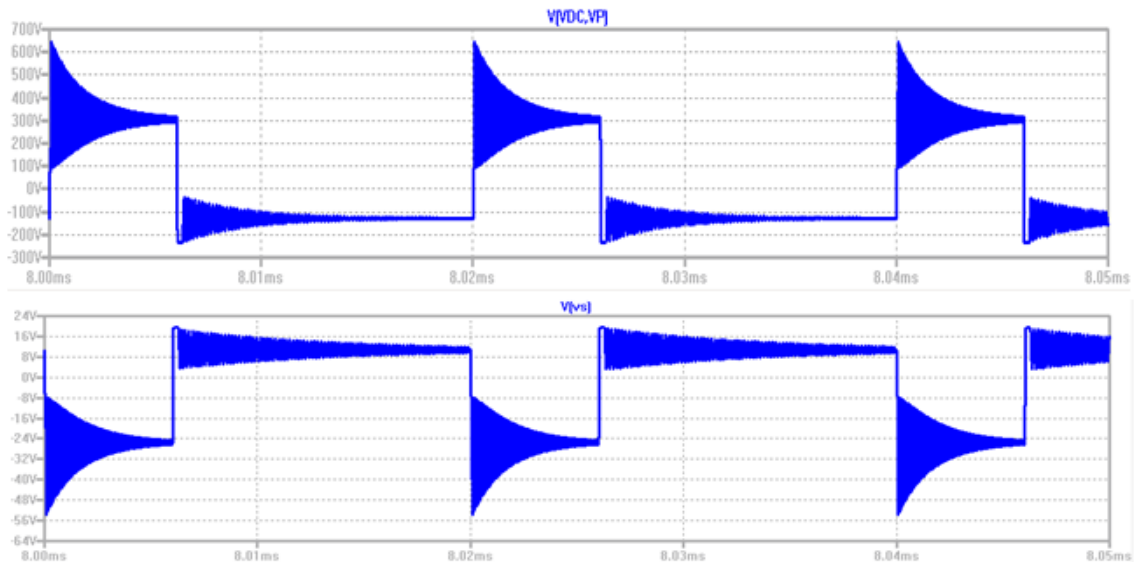


Figura 52 Forme d'onda di tensione ai capi dei due avvolgimenti.

L'effetto dell'incremento del ripple descritto in precedenza per le tensioni, vale in maniera analoga anche per le forme d'onda delle correnti. Il peggioramento è facilmente visibile confrontando i grafici delle figure 53 e 54, rispettivamente con quelli delle immagini 43 e 44.

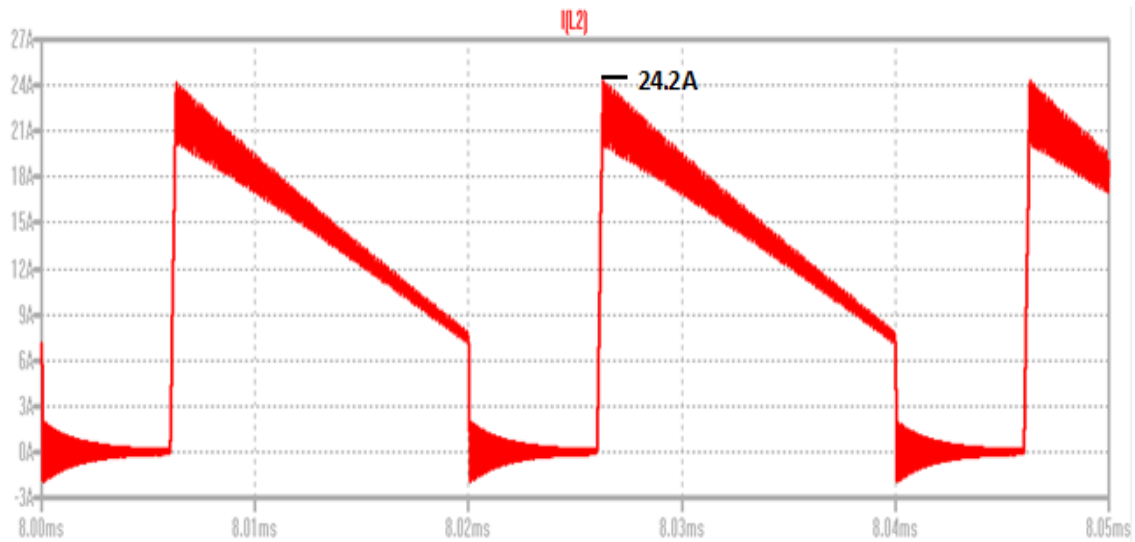


Figura 53 Forma d'onda di corrente al secondario.

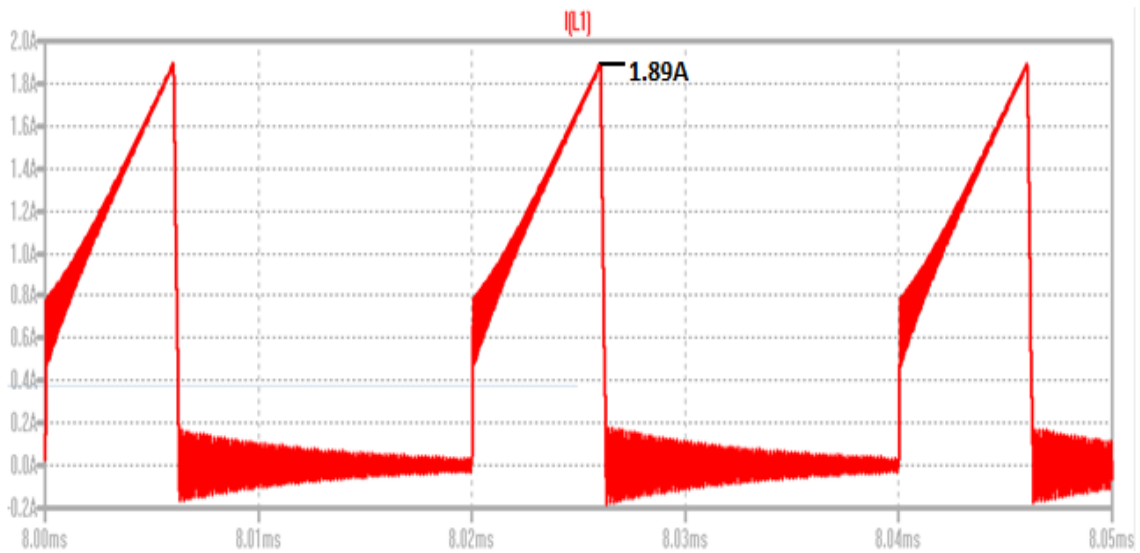


Figura 54 Forma d'onda di corrente a primario.

In maniera analoga a quanto detto in precedenza, anche operando in DCM l'inserimento del transistor M_1 causa la risonanza tra il trasformatore e la capacità Drain-Source (figura 50). La combinazione dell'effetto di questa, sommato a quello della risonanza tra L_4 e la capacità del diodo origina le forme d'onda rappresentate nella figura sottostante.

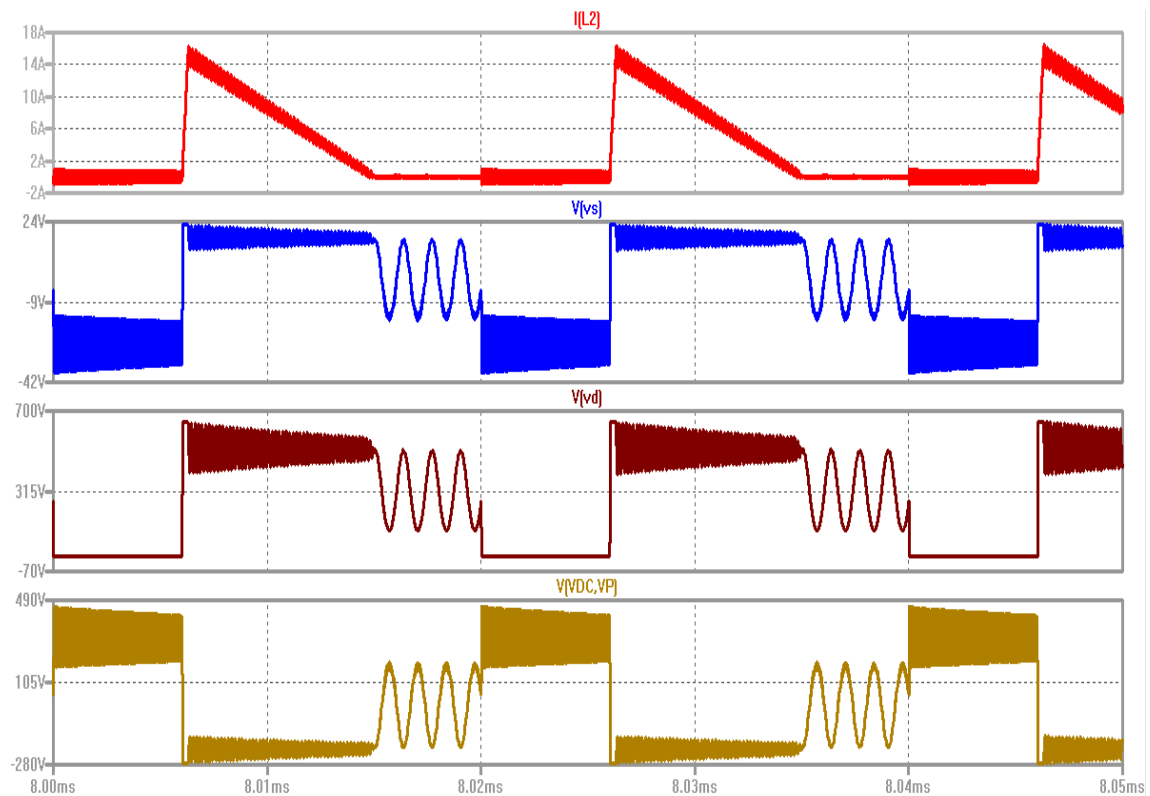


Figura 55 Forme d'onda delle tensioni successive all'inserimento del transistor M_1 .

Dalla figura 56 si può notare come anche la corrente al primario sia soggetta alla combinazione degli effetti delle due risonanze.

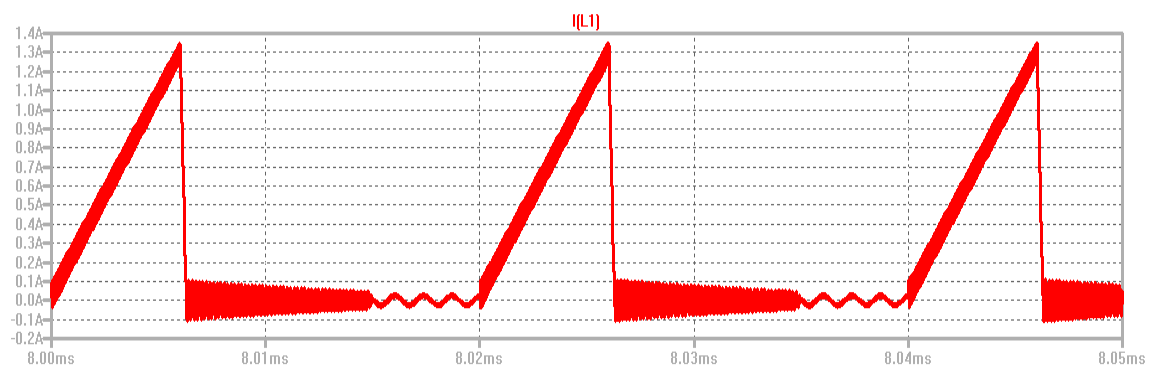


Figura 56 Forma d'onda della corrente a primario, successiva all'inserimento di M_1 .

2.4 Inserimento del circuito di Clamper a primario

Quando il circuito si trova a operare nello stato off, caratterizzato dall'interdizione del mosfet, l'induttanza parassita al primario genera spikes di tensione dovuti all'energia accumulata su essa: la tensione ai capi del transistor M_1 può raggiungere valori molto elevati e quindi causarne la rottura. A fronte di tutto ciò è opportuno inserire il clamper, il cui scopo è quello di mantenere limitata la tensione. Detto anche circuito di snubber RCD, è costituito da una resistenza, un diodo e un condensatore accuratamente scelti ed opportunamente connessi tra loro. Quando il clamper entra in funzione, la corrente che circola sull'induttanza di leakage è fatta fluire sul condensatore di snubber attraverso il diodo di snubber. In questa maniera la tensione ai capi del transistor sarà limitata e non supererà il valore nominale, salvaguardandolo dalla possibile rottura. L'energia accumulata in precedenza sul condensatore nella fase di carica, sarà poi dissipata sulla resistenza di snubber posta in parallelo ad esso e che agisce comodamente su tutto l'arco di tempo fra una carica e la successiva: chiaramente, essendo lo snubber dissipativo, tutto questo avviene a discapito dell'efficienza.

Segue la descrizione delle considerazioni utili per il progetto del clamper:

V_{sn} : Tensione di snubber ai capi del condensatore. Sebbene questa tensione sia soggetta a ripple, si può in prima istanza supporre che rimanga pressoché costante ad un valore che, di solito, s'impone superiore le 2~2.5 volte il valore della tensione riflessa (indicata dall'equazione 1.5). Ipotizziamo di fissare tale valore a 2, così che vale:

$$V_{sn} = 2 * V_{RIFLESSA} = 2 * V_{OUT} * n = 2 * 10.35 \text{ V} * 12 = 248.4 \text{ V} \quad (2.5)$$

ΔV_{sn} : Ripple associato alla V_{sn} . Un suo valore ragionevole è compreso tra il 5% e il 10% di V_{sn} . Nel nostro caso lo imponiamo pari al dieci.

$$\Delta V_{sn} = 10\% * V_{sn} = 24.84 \text{ V} \quad (2.6)$$

f_s : frequenza di commutazione con cui opera il convertitore. Impostata a 50kHz nel caso in esame (equazione 1.1).

L_L : Induttanza dispersa totale. Siccome abbiamo notato in precedenza che anche la dispersa al secondario ha influenza negativa su M_1 , per la progettazione del clamper considereremo un'unica induttanza di leakage riportando a primario L_4 e cumulandola con L_3 . In questa maniera avremo un'induttanza complessiva del valore di 28.80 uH.

I_{L1P} = Corrente di picco al primario del valore 1.89A (figura 54).

t_s = Intervallo di tempo in cui è attivo il diodo di snubber determinando un trasferimento di energia verso il condensatore

$$t_s = I_{L1P} \frac{L_L}{V_{sn} - nV_o} \cong 0.44 \text{ us} \quad (2.7)$$

P_{sn} : Potenza immagazzinata dal condensatore di clamper, nella condizione di massimo carico all'uscita. Questa deve essere stimata andando ad esprimere l'energia assorbita dal condensatore di clamper per unità di tempo:

$$P_{sn} = V_{sn} \Delta Q_{sn} f_s = V_{sn} \left(\frac{1}{2} I_{L1P} t_s \right) f_s$$

Sostituendo il valore trovato in precedenza per t_s si ottiene

$$P_{sn} = \frac{1}{2} L_L I_{L1P}^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - nV_o} f_s = 5.1 \text{ W} \quad (2.8)$$

da cui si nota che l'energia che finisce dentro lo snubber non esce solo dalla dispersa, ma c'è un fattore di amplificazione che dipende da quante volte la tensione sul condensatore di snubber è più elevata della sua differenza dalla riflessa. Dunque, se si prende una tensione V_{sn} poco più elevata della riflessa si avrebbe il vantaggio di un picco di tensione minore, ma lo svantaggio di un tempo t_s esageratamente lungo per commutare la corrente e, per conseguenza, si forme d'onda molto diverse dall'ideale (t_s frazione non trascurabile del periodo) che eccessiva energia immagazzinata nel condensatore di clamper con conseguente abbassamento del rendimento.

Il valore nominale della resistenza si calcola tenendo in considerazione la potenza che essa deve riuscire a dissipare. Sapendo che la relazione che unisce le due è:

$$P_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{R_{sn}} \quad (2.9)$$

Ricavandone la formula inversa e sfruttando anche l'equazione 2.5 otteniamo:

Resistenza di snubber:

$$P_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{R_{sn}} \Rightarrow R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{P_{sn}} = \frac{V_{sn}^2}{\frac{1}{2} L_L I_{L1P}^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - nV_o} f_s} = 12.1 \text{ K}\Omega \quad (2.10)$$

Il condensatore è invece dimensionato conoscendo il ripple di tensione, espresso nell'equazione 2.6.

Condensatore di snubber:

$$\Delta V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_{sn} * R_{sn} * f_s} \Rightarrow C_{sn} = \frac{V_{sn}}{\Delta V_{sn} * R_{sn} * f_s} = 16.5 \text{ nF} \quad (2.11)$$

Infine, il diodo deve essere scelto in maniera tale da riuscire a reggere la corrente di picco. Inoltre deve essere in grado di commutare in maniera molto rapida. In questo momento non sceglieremo un diodo specifico, ma ne utilizzeremo uno dal modello ideale per la simulazione (ci riserviamo di sostituirlo in seguito con un componente reale).

Corrente che fluisce sul diodo di snubber:

$$I_{Dsn} = \frac{V_{sn} - nV_o}{L_L} * t_s = 1.888 \cong 1.89 \text{ A} \quad (2.12)$$

Il valore ottenuto coincide esattamente con quello della corrente a primario, rispecchiando quindi quanto detto in precedenza per la descrizione del funzionamento del clamper.

Dimensionati opportunamente gli elementi che compongono il clamper, in figura 57 è visibile il nuovo circuito con quale andremo ad operare. La rete di snubber è contenuta nel riquadro rosso.

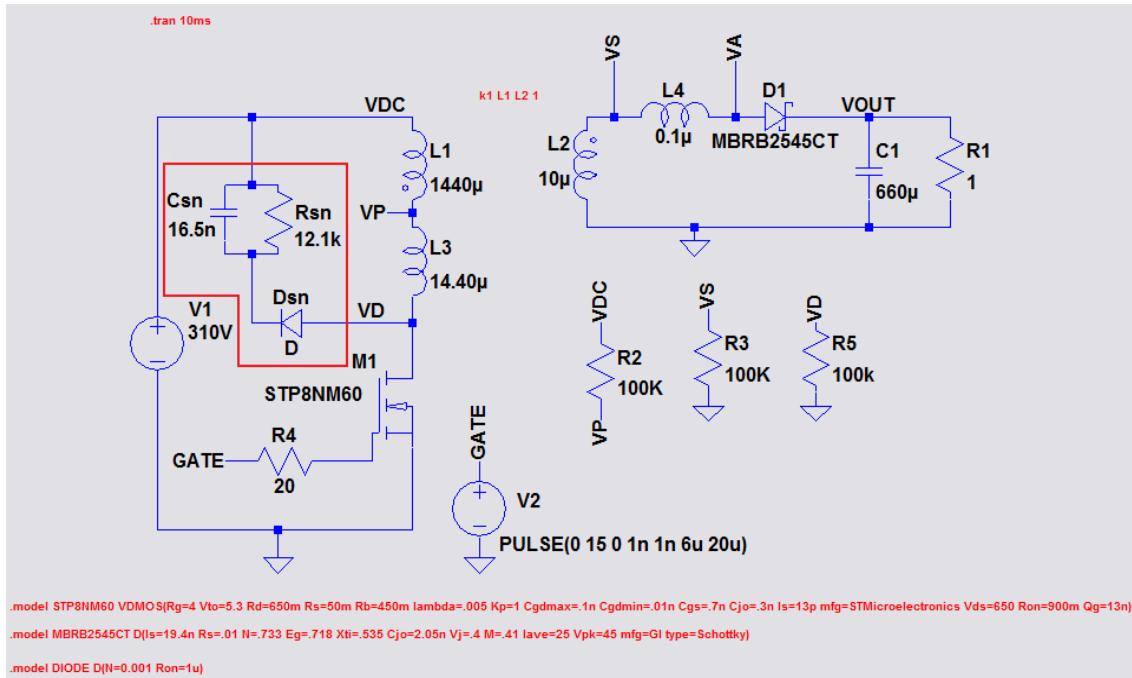


Figura 57 Circuito Flyback comprensivo del circuito di clamper della tensione sul MOS.

Osservando l'andamento delle forme d'onda di figura 58, contenute nell'intervallo di tempo t_s delimitato dai tratti verticali in nero, si può osservare per via grafica come opera il clamper. Mentre la corrente a primario I_{L1P} comincia la rampa di discesa che porterà allo spegnimento di M_1 , si attiva il clamper ed istantaneamente scorrerà la corrente I_{DSN} sul diodo di snubber. Questa andrà a caricare il condensatore C_{sn} che fisserà il limite massimo per la tensione V_D al drain del MOS.

Allo spegnimento del transistor mosfet a primario deve corrispondere la conduzione del diodo D_1 al secondario: dal grafico della I_{D1} si può notare che questa cresce con la stessa pendenza con cui I_{L1P} cala, denotando perfetto sincronismo.

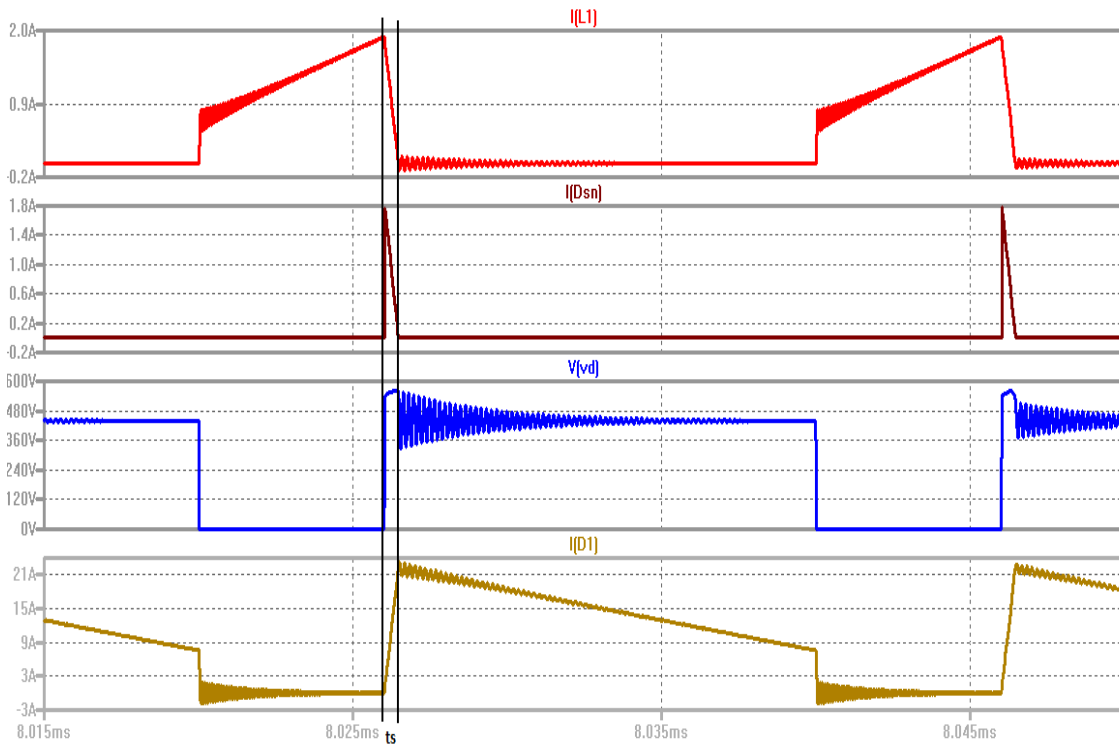


Figura 58 Forme d'onda che descrivono il funzionamento del clamper.

Come già detto, il clamper deve proteggere il transistor M_1 , mantenendo ai capi di questo una tensione al di sotto del limite massimo indicato dal costruttore. In fase di progetto, è consigliato avere una tensione V_{DS} che non oltrepassi il 90% e 80% del valore nominale della tensione di breakdown, con il circuito funzionante rispettivamente nella fase di transitorio e nello stato stabile, per garantirne l'affidabilità. Nel nostro caso, utilizzando un transistor con tensione di breakdown massima di 650 V, dovremo sottostare ai limiti indicati dalle due equazioni seguenti.

Tensione massima durante il transitorio:

$$V_{D-TRANSITORIO} = 90\% * 650 \text{ V} = 585 \text{ V} \quad (2.13)$$

Tensione massima a regime:

$$V_{D-REGIME} = 80\% * 650 \text{ V} = 520 \text{ V} \quad (2.14)$$

Osservando la figura 59 ci si rende conto che in questa situazione i due valori limite teorici della tensione V_D sono entrambi inferiori a quelli riscontrati dalla simulazione.

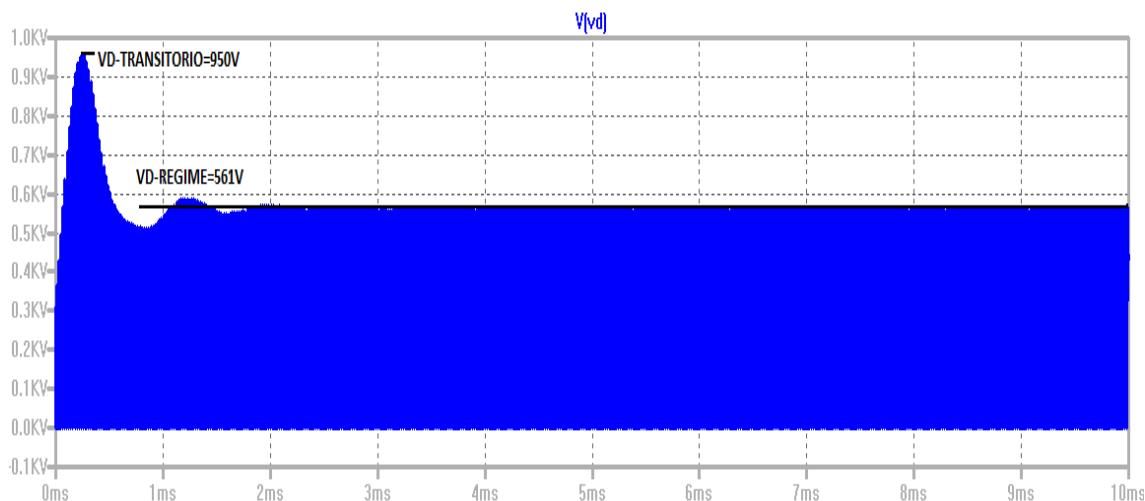


Figura 59 Forma d'onda di tensione ai capi del transistor M1.

Durante il transitorio in fase di avviamento, la tensione all'uscita a disposizione del carico è distante dal valore desiderato. Per cercare di raggiungerlo nel minor tempo possibile, nel breve intervallo in cui è attivo il primario, è fornita all'avvolgimento una corrente di grande intensità con picchi elevati. Questa è la causa per la quale si raggiunge una tensione $V_{D\text{ TRANSITORIO}}$ così elevata, la quale è responsabile della possibile rottura del transistor M_1 . Per risolvere questo problema sarà introdotto in seguito un controllore che, attraverso un suo pin, regola l'afflusso della corrente sull'avvolgimento riducendone i picchi, consentendo di raggiungere in maniera più graduale e controllata il valore finale di tensione a disposizione del carico. La trattazione di questo problema la riprenderemo in seguito.

In figura 60 si osserva nel dettaglio la tensione a regime ai capi di M_1 , con valore massimo di 561 V corrispondente all' 86% della tensione breakdown, quindi superiore al limite dell'80% consigliato.

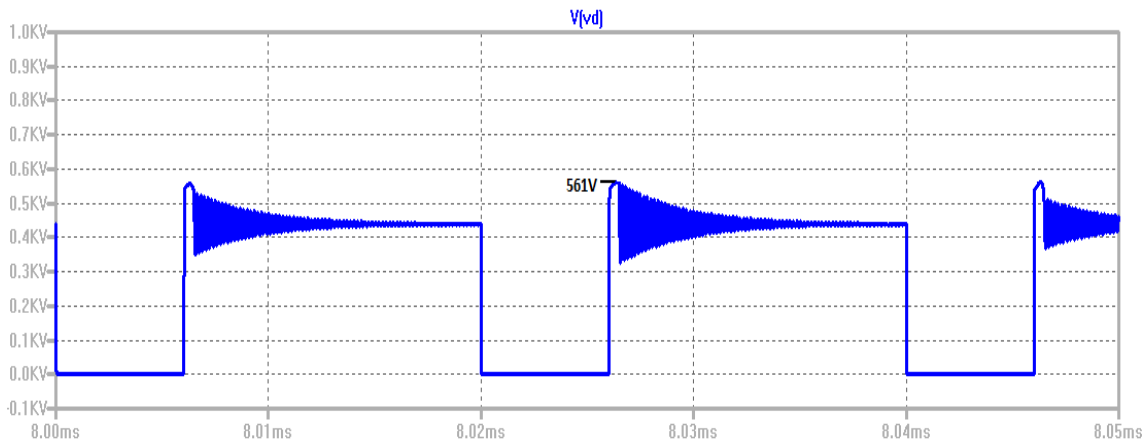


Figura 60 Forma d'onda della tensione ai capi di M_1 , successiva all'inserimento del clamber, in un regime CCM.

Dalla figura 61 si nota che per il funzionamento DCM, la tensione ai capi di M_1 viene ad assumere un valore leggermente più alto rispetto al caso CCM. Si notano sempre gli effetti della risonanza tra L_4 e la capacità del diodo.

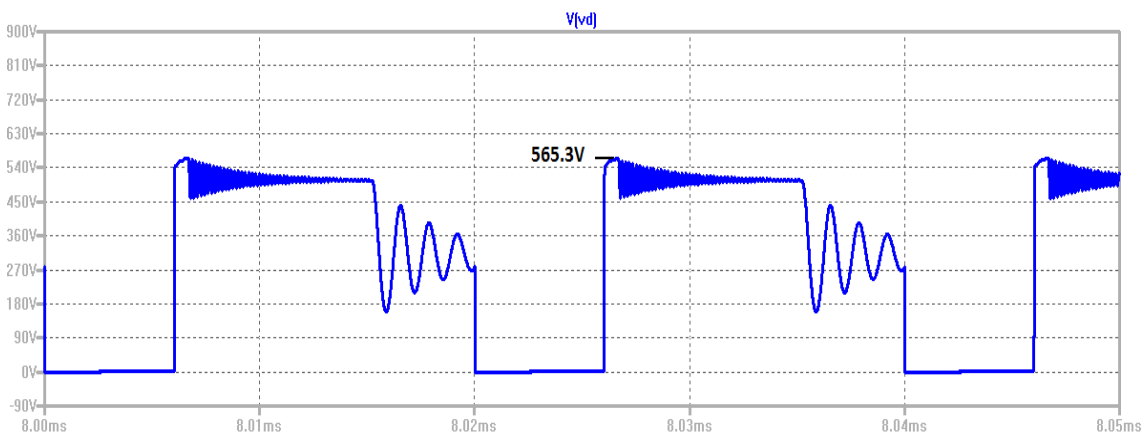


Figura 61 Forma d'onda della tensione ai capi di M_1 successiva all'inserimento del clamber, caratteristica del funzionamento DCM.

2.5 Inserimento del circuito di snubber a protezione del diodo al secondario

Come abbiamo notato in precedenza dalla figura 42, il diodo Shottky al secondario che opera anch'esso come interruttore, quando interdetto è soggetto a una tensione di breakdown molto superiore al suo limite massimo. Per questo se inserito nel circuito senza alcuna protezione si può rompere, con il rischio di compromettere il funzionamento del flyback.

In maniera analoga a quanto fatto in precedenza progetteremo uno snubber, questa volta di tipo RC, che possa garantire l'integrità del diodo D_1 .

Le grandezze impiegate per il progetto dello snubber sono:

$V_S - V_{OUT}$ = Tensione ai capi del ramo comprendente la dispersa L_4 e il diodo D_1 , del valore di 5.7 V.

I_{rr} = Corrente di reverse recovery del diodo D_1 , del valore in modulo di 1.9 A. (figura 38)

Dimensionamento dei componenti:

Il condensatore deve essere sufficientemente grande da poter accumulare tutta l'energia immagazzinata dalla dispersa L_4 . Tenendo questo in considerazione, possiamo ricavare come segue il suo valore di riferimento.

Condensatore di riferimento:

$$C_{RIF} = L_4 * \left(\frac{I_{rr}}{V_S - V_{OUT}} \right)^2 = 11.1 \text{ nF} \quad (2.15)$$

Resistenza di riferimento:

$$R_{RIF} = \frac{V_S - V_{OUT}}{I_{rr}} = 3 \text{ V} \quad (2.16)$$

La figura 62 mostra come viene introdotto nel circuito lo snubber al secondario, in evidenza nel rettangolo rosso. In questo caso alla resistenza e al condensatore abbiamo assegnato i due valori di riferimento calcolati poco sopra.

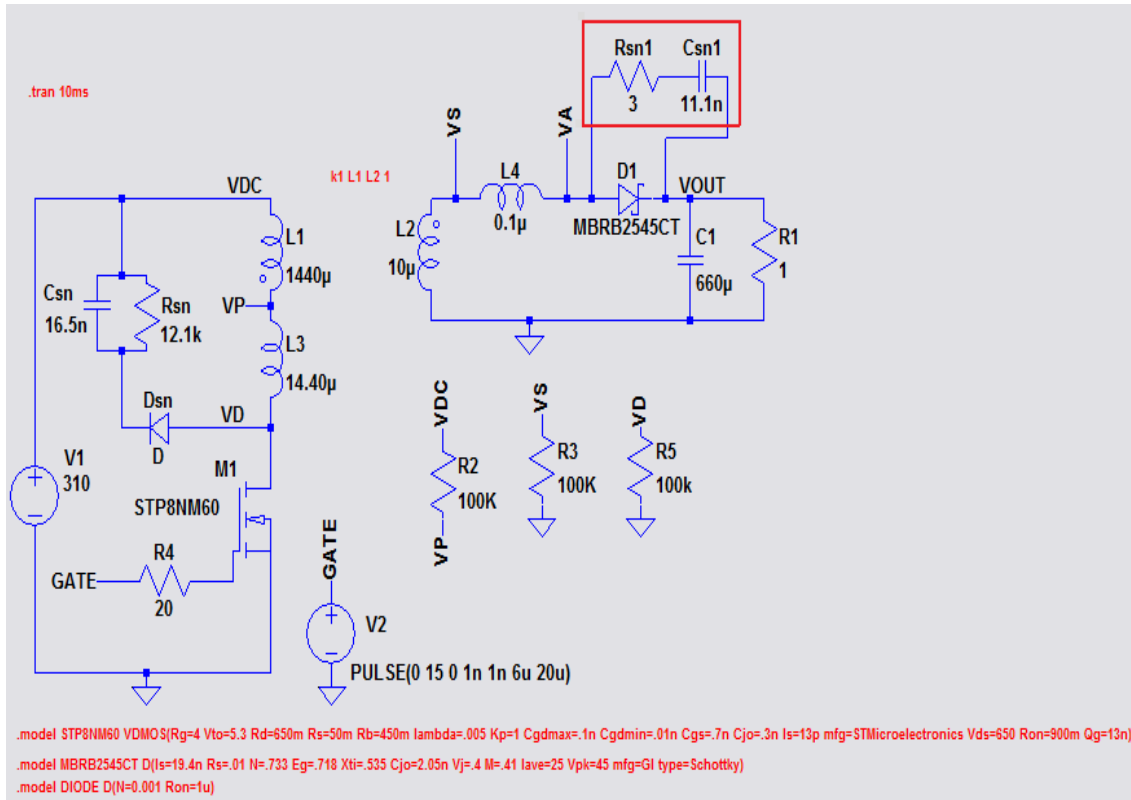


Figura 62 Circuito contenente lo snubber al secondario con la coppia RC di riferimento.

Osservando la figura 63 e confrontandola con la 42, si nota una riduzione consistente della tensione in inversa sul diodo, sia durante il transitorio sia a regime, la quale però raggiunge un valore ancor troppo elevato per poter scongiurare la rottura del diodo.

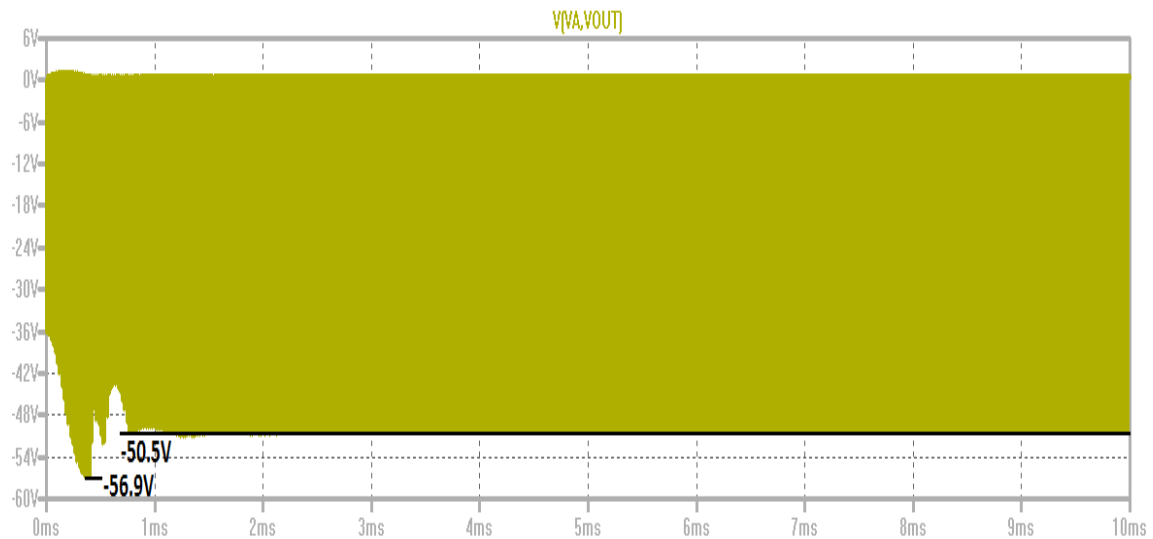


Figura 63 Forma d'onda di tensione sul diodo D1 al secondario.

Possiamo quindi dedurre che non è sufficiente comporre lo snubber con la coppia RC di riferimento. Andando a variarne i valori, attraverso i risultati delle simulazioni troveremo quella che soddisferà le nostre specifiche.

Tabella riassuntiva delle simulazioni effettuate per identificare lo snubber adatto:

Coppia RC	V_{BK} transitorio	V_{BK} regime	Potenza dissipata
$(R_{RIF} C_{RIF})/4$	-69.5V	-61.9V	382 mW
$R_{RIF} C_{RIF}$	-56.9V	-50.5V	989 mW
$4*(R_{RIF} C_{RIF})$	-45.7V	-40.6V	1372 mW

In maniera definitiva attribuiamo i seguenti valori alla coppia RC:

$$Csn_1 = 2 * C_{RIF} = 22.2 \text{ nF}$$

$$Rsn_1 = 2 * R_{RIF} = 6 \Omega$$

Raddoppiando la componente resistiva per migliorare la prestazione dello snubber, avremo però una diminuzione del rendimento in quanto verrà dissipata una maggiore potenza.

La figura 64 mostra una nuova forma d'onda che soddisfa le nostre specifiche. Possiamo non preoccuparci del valore raggiunto durante il transitorio, perché l'inserimento successivo del controllore abbasserà ulteriormente il valore della tensione.

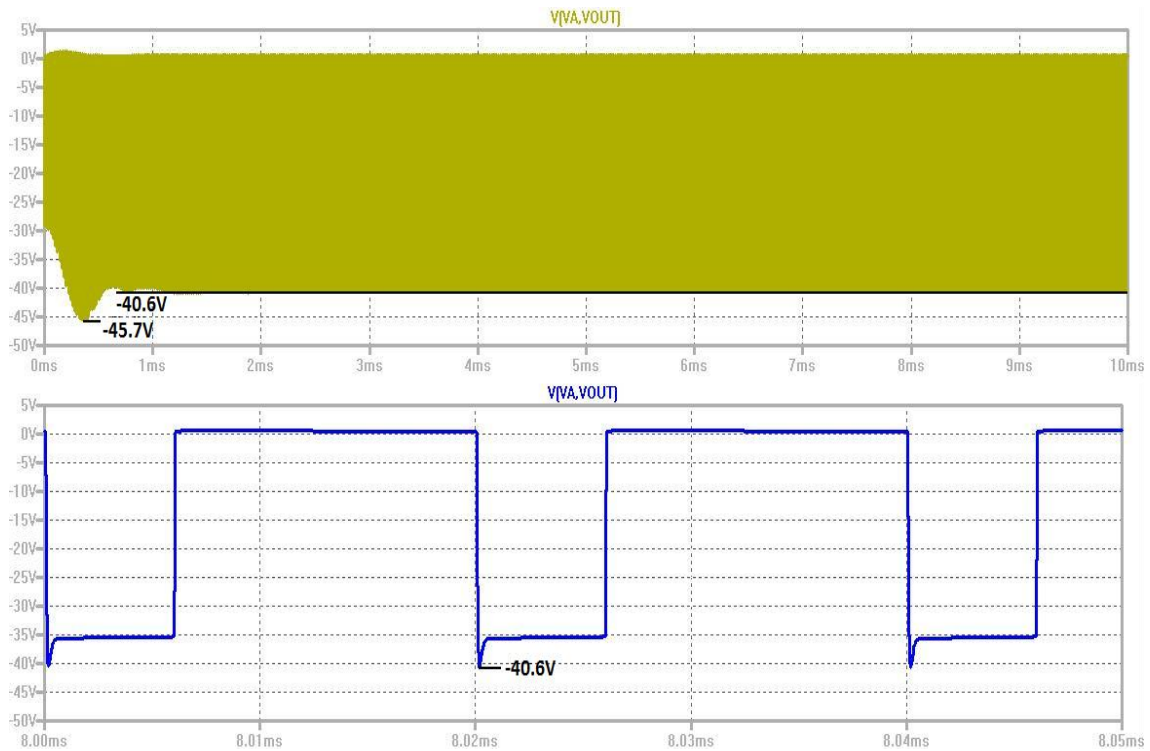


Figura 64 Forma d'onda di tensione ai capi del diodo D1 dopo l'inserimento dello snubber RC.

L'ultima considerazione valida in CCM la si può fare osservando il grafico di figura 65, dove viene riportata la tensione ai morsetti dello switch M_1 . Dal confronto di questa con quella di figura 60, si nota una consistente riduzione del picco massimo. La tensione V_D a regime scende fino al valore di 540.7 V, corrispondente al 83% del valore della tensione di breakdown. L'inserimento dello snubber al secondario ha un riscontro positivo anche sul primario, consentendoci di avvicinarci al limite suggerito in fase di progettazione del clamber. Anche se non rispettiamo perfettamente la specifica dell'80%, abbiamo comunque un buon margine di 110 V che ci salvaguarda dalla possibile rottura del mosfet e garantisce quindi un corretto funzionamento del flyback.

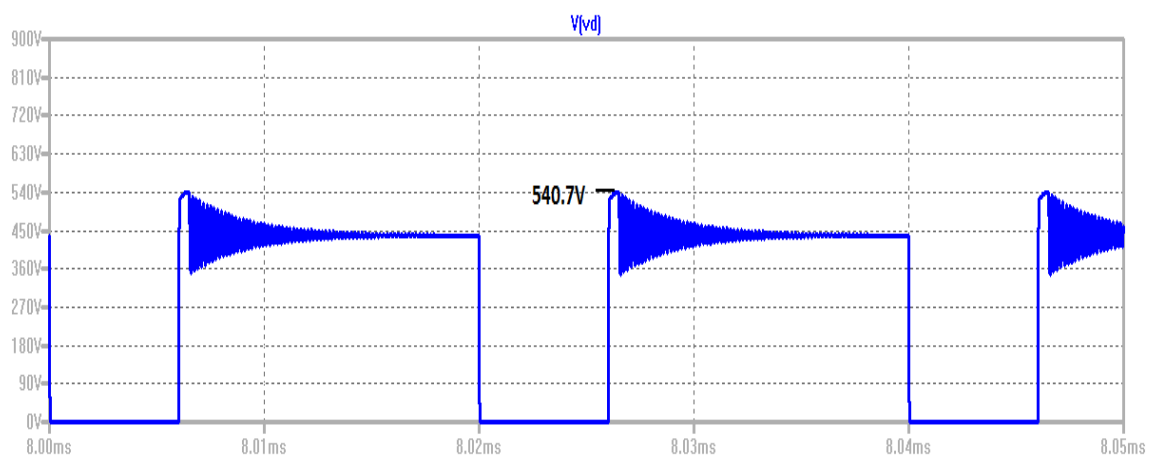


Figura 65 Forma d'onda della tensione ai capi di M_1 .

La figura 66 mostra la tensione ai capi del diodo D_1 quando il circuito opera in DCM. Confrontata con la 63 si nota un aumento della tensione in inversa che si avvicina molto al limite massimo dei -45 V.

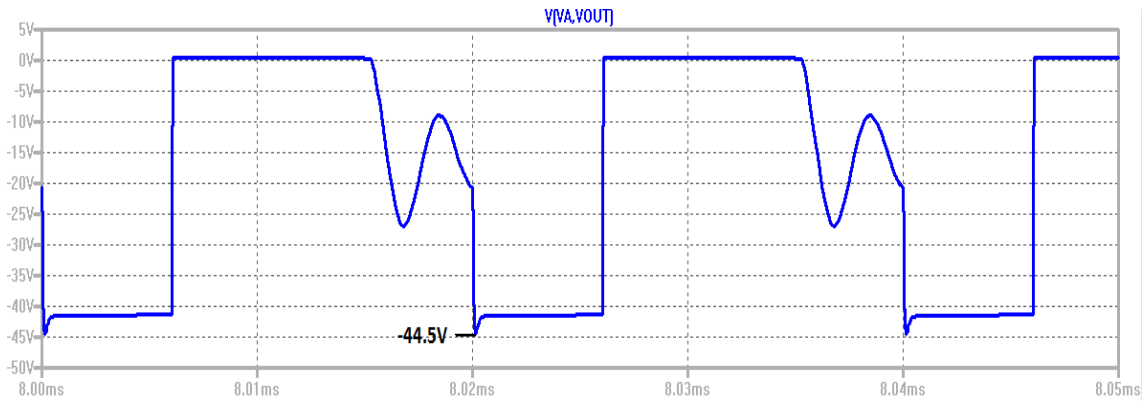


Figura 66 Forma d'onda di tensione ai capi del diodo D_1 successiva all'inserimento dello snubber al secondario, caratteristica del funzionamento DCM.

La figura 67 mostra la tensione ai capi del transistor M_1 in DCM. Anche in questo caso si nota un lieve peggioramento facendo il confronto con la figura 65. In questo caso, essendo il picco pari a 543 V abbiamo un margine di sicurezza leggermente più ridotto rispetto al massimo di 650V di breakdown.

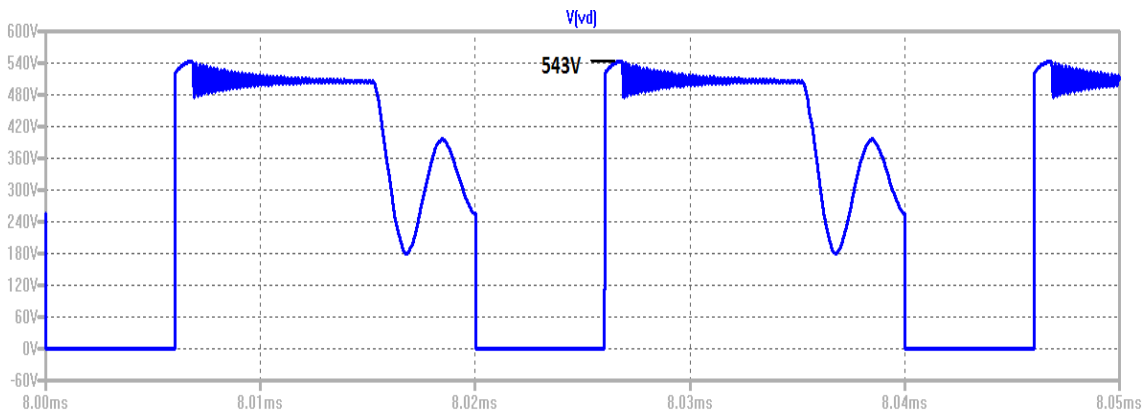


Figura 67 Forma d'onda di tensione ai capi di M_1 successiva all'inserimento dello snubber al secondario, caratteristica del funzionamento DCM.

La figura 68 mostra come l'inserimento dello snubber modifichi le forme d'onda delle correnti a primario e a secondario. Esse sono soggette all'influenza della corrente che fluisce sul condensatore posto in serie al secondario, la quale presenta due picchi di opposta polarità all'inizio sia del T_{ON} sia del T_{OFF} . Questa situazione è rappresentata nel grafico centrale.

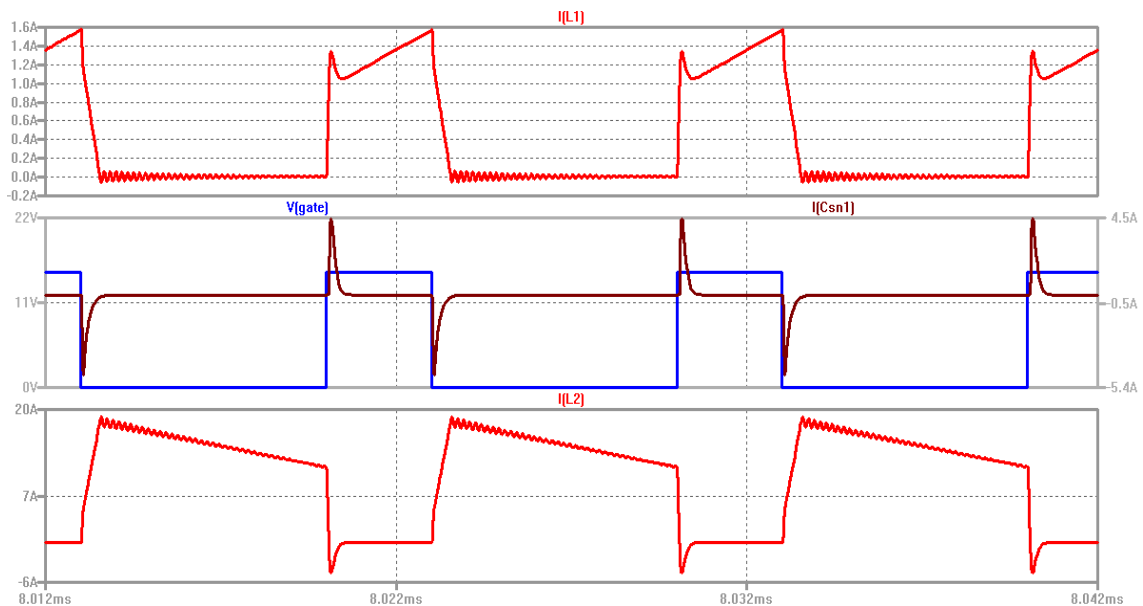


Figura 68 Forme d'onda delle correnti, successive all'inserimento dello snubber in parallelo al diodo a secondario .

CAPITOLO 3

INSERIMENTO DEL CONTROLLORE LT3758

Introducendo un opportuno controllore è possibile gestire il funzionamento del flyback, poiché fornirà il segnale di GATE alla base del transistor M_1 regolandone l'accensione, sostituendo così il generatore d'onda quadra V_2 utilizzato fino ad ora in cui la durata dell'impulso è fissa e predeterminata. Oltre a questo, come già annunciato, avrà anche l'importante compito di salvaguardare gli switch dalla possibile rottura in fase di avviamento durante il transitorio iniziale per mezzo della gestione del transitorio iniziale attraverso la tecnica del soft-start.

La scelta è caduta ovviamente su un integrato della Linear Technology e, precisamente, il controllore LT3758. Analizziamo le funzioni dei vari pin:

V_{IN} : Tramite questo pin si alimenta il controllore, la tensione massima consentita è di 100 V.

SHDN/UVLO: Lo stato di questo pin determina se LT3758 è attivo, e quindi abilitato a gestire il funzionamento del flyback, oppure no.

V_C : Questo pin permette di stabilizzare la retroazione attraverso una rete RC esterna (R_7 e C_4). Il condensatore deve essere scelto in un range di valori tra 470 pF e 22 nF. La resistenza invece deve essere compresa tra 50 K Ω e 100 K Ω .

FBX: è connesso alla tensione d'uscita del flyback attraverso un partitore resistivo. Le resistenze che lo costituiscono (R_{11} e R_{12}) sono scelte in maniera tale che la tensione al suddetto pin raggiunga il valore di 1.6 V, come indicato nel datasheet per la tensione di riferimento, quando in uscita si ha quella desiderata.

SS: Pin di soft-start. La sua funzione è quella di proteggere i dispositivi e il carico da eventuali sovracorrenti, sia nelle condizioni di avvio che di recupero da uno stato di inabilitazione. Questa situazione pericolosa si verifica quando la tensione d'uscita è distante dal valore desiderato. In questi casi l'uscita dell'amplificatore d'errore satura e potrebbe generare duty-cycle talmente elevati che possono essere dannosi per il transistor M_1 . Attraverso questo pin si gestisce il massimo duty-cycle applicabile al MOS come una funzione lineare crescente del tempo (intervallo di soft-start), che dipende dal valore del condensatore che si connette esternamente al pin (C_3).

RT: Connettendo a questo pin un resistore dal valore opportuno (R_6), s'impone la frequenza di commutazione. In questo caso ne useremo una di $140\text{ K}\Omega$, per operare con una frequenza di 100 kHz che è la minima con cui opera il controllore.

SENSE: Attraverso questo pin, è misurata la tensione ai capi della resistenza R_{SENSE} (R_8). Questa è connessa tra il source del transistor M_1 e GND. La tensione V_{SENSE} ai capi della stessa è proporzionale alla corrente che scorre sullo switch. In questa maniera si esegue il controllo della corrente.

Il dimensionamento di R_{SENSE} deve essere fatto tenendo conto che, il valore della tensione sul pin deve confrontarsi con circa 80 mV nella condizione di errore nullo di tensione e quando percorso dalla corrente nominale:

$$R_{SENSE} = \frac{80\text{ mV}}{I_{LIP}} = \frac{80\text{ mV}}{1.89\text{ A}} = 0.04\ \Omega \quad (3)$$

Individuato il valore per la resistenza nella condizione nominale, se la tensione ai suoi capi supera la soglia massima di 110 mV , a testimonianza di una sovracorrente, immediatamente scatta un'ulteriore protezione che istantaneamente interdice lo switch M_1 e dà avvio ad un nuovo ciclo di soft-start.

INTV_{CC}: Su questo pin viene generata a partire dalla V_{IN} una tensione regolata a 7.2 V , che a sua volta fornisce l'alimentazione ai dispositivi interni ed anche al driver che pilota lo switch M_1 . Questo pin deve necessariamente essere connesso a un condensatore dal valore minimo di $4.7\ \mu\text{F}$ (C_2). Per motivi legati alla dissipazione interna al chip il costruttore consiglia, ove possibile, di inibire il regolatore interno imponendo dall'esterno una tensione regolata più elevata di 7.2 V . Questo stratagemma consente di accendere il MOS con tensioni di gate ancora più elevate diminuendo la resistenza di canale e la dissipazione per conduzione (di stato ON). Poiché la nostra uscita è a 12 V , una possibilità nel nostro caso è quella proposta nello schema circuitale di figura 68 dove, oltre al condensatore, si connette al pin la serie composta dalla resistenza R_5 e dal diodo D_2 , che all'accensione di quest'ultimo porta la tensione di questo pin al valore di una soglia sotto V_{OUT} .

GATE: Tramite questo pin si controlla il gate di M_1 . Esso commuta tra i valori di tensione $INTV_{CC}$ e GND. Nel primo caso lo switch è abilitato per la commutazione, nel secondo lo switch è interdetto.

La figura 69 evidenzia com'è inserito il controllore LT3758 e tutti i componenti circuitali necessari per il suo corretto funzionamento. È stata rimossa la resistenza sul gate di M_1 , rappresentata in precedenza da R_4 in figura 61, perché con l'inserimento del controllore che internamente ne possiede già una, rallenterebbe le commutazioni. Sono assenti momentaneamente anche il clamber a protezione di M_1 e lo snubber al secondario, poichè andranno opportunamente ridimensionati.

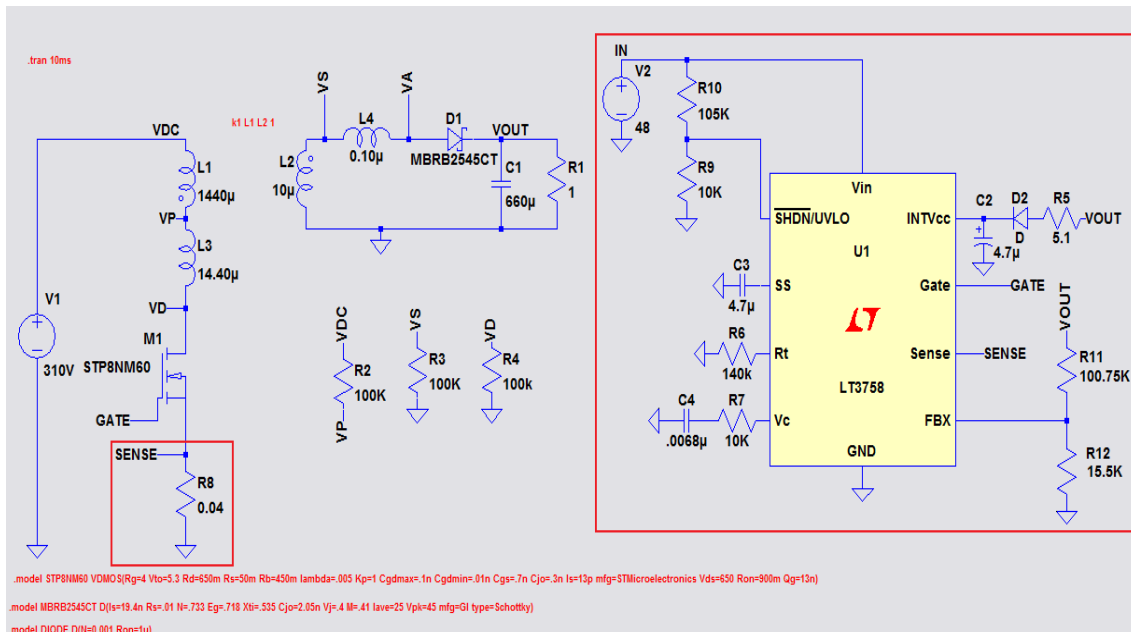


Figura 69 Circuito Flyback comprensivo del controllore LT3758.

La figura 70 mostra la nuova forma d'onda del segnale di GATE con cui si regola il funzionamento del circuito. Si può notare che gli impulsi nella fase T_{ON} assumono durate differenti stabilite dall'azione del controllore nella fase in cui è attivo il circuito di soft start, e la frequenza di commutazione deve ancora stabilizzarsi al valore definitivo. Questo si osserva con più facilità durante il transitorio iniziale. Ciò significa che d'ora in poi opereremo con un duty-cycle variabile, non più fisso al 30% come in precedenza.

Il segnale di GATE essendo generato questa volta dal controllore che è parte integrante del circuito e non da un generatore indipendente come in precedenza, è soggetto a modulazione e presenta spike tipici di segnali reali.

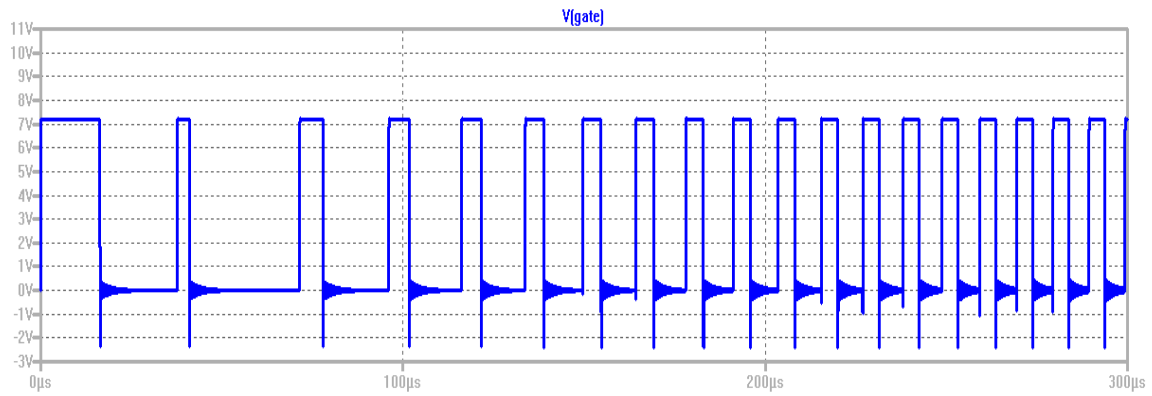


Figura 70 Forma d'onda del segnale di GATE prodotto dal controllore allo start-up.

Osservando la figura 71 si nota come la forma d'onda della tensione d'uscita sia differente da quelle riportate precedentemente. Durante il transitorio iniziale la tensione sale in maniera molto più regolare, fino a stabilizzarsi a regime a un valore di poco superiore ai dodici volt desiderati. Questo è il risultato ottenuto grazie a tutte le funzioni di controllo e regolazione che svolge il controllore.

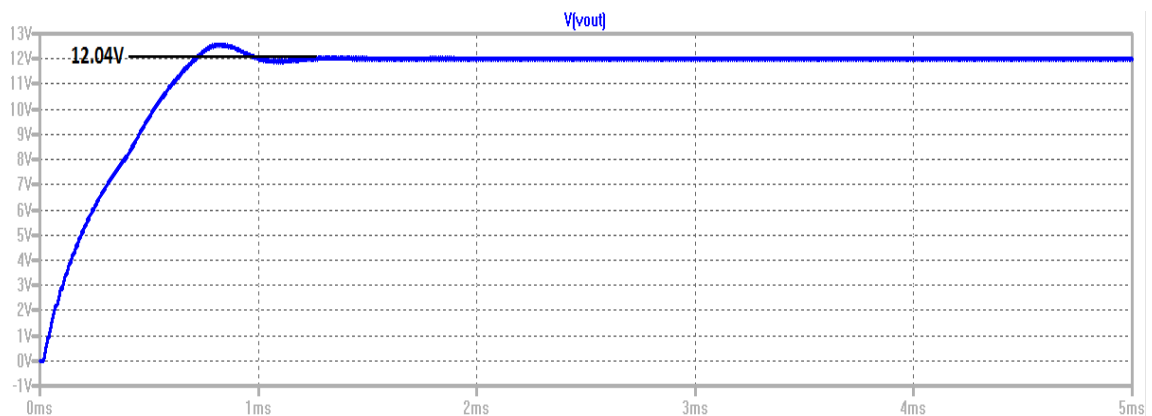


Figura 71 Forma d'onda della tensione d'uscita.

A causa della differente tensione d'uscita preferiamo ridimensionare sia il clamper che lo snubber, perché i concetti teorici su cui ci siamo basati in precedenza hanno un legame diretto con la V_{OUT} .

Per il nuovo progetto del clamper sfruttiamo ancora le formule introdotte nel paragrafo “Inserimento nel circuito del clamper”. Le grandezze utili al dimensionamento sono:

$$V_{sn}=289 \text{ V}$$

$$\Delta V_{sn}=28.9 \text{ V}$$

$$f_s=100 \text{ kHz}$$

$$I_{L1P}=1.90 \text{ A}$$

$$P_{sn}=10.4 \text{ W}$$

Dai valori sopra elencati si ottiene la coppia RC seguente:

$$R_{sn}=8 \text{ K}\Omega$$

$$C_{sn}=12.5 \text{ nF}$$

Inserendo nel circuito il clamper costituito dai due elementi sopracitati, si ottiene una forma d’onda della tensione V_D con picchi troppo elevati sia in transitorio sia a regime. Per risolvere il problema dovremmo usare un’altra coppia di valori. Quella che fa al caso nostro la otteniamo dimezzando la resistenza e raddoppiando il condensatore. In via definitiva useremo:

$$R_{sn} = 4 \text{ K}\Omega \tag{3.1}$$

$$C_{sn} = 25 \text{ nF} \tag{3.2}$$

Con la nuova coppia RC otteniamo i seguenti valori per la V_D :

$$V_{D-TRANSITORIO}=609.3 \text{ V}$$

$$V_{D-REGIME} =557.1 \text{ V}$$

I due risultati conseguiti dalla simulazione sono rispettivamente il 94% e 85% del valore nominale della tensione di breakdown di M_1 . Nonostante entrambe oltrepassino i limiti teorici suggeriti, rispettivamente del 90% e 80%, l’inserimento del controllore migliora le condizioni operative per lo switch a primario. Questo lo possiamo affermare osservando la figura 58, che mostra come in assenza del LT3758 la tensione V_D raggiungesse valori più elevati, sia in transitorio, sia a regime.

Dopo aver inserito nello schema circuitale il clamper appena ridimensionato, dobbiamo occuparci alla stessa maniera dello snubber al secondario. Per il nuovo progetto dello snubber sfruttiamo ancora le formule introdotte nel paragrafo “*Inserimento del circuito di snubber a protezione del diodo al secondario*”. Le grandezze utili al dimensionamento sono:

$$I_{Tr}=-2.1 \text{ A}$$

$$V_{OUT}=12.04 \text{ V}$$

$$V_S=166.6 \text{ V}$$

$$L_4= 0.1 \text{ uH}$$

Dai valori sopra elencati si ottiene la coppia RC di riferimento:

$$R_{RIF}=2.2 \text{ } \Omega$$

$$C_{RIF} =21.2 \text{ nF}$$

Inserendo nel circuito lo snubber costituito dai due elementi sopracitati non otteniamo un risultato soddisfacente, perchè la tensione ai capi del diodo è superiore ai 45 V di breakdown indicata nel datasheet. Alla stessa maniera di quanto fatto in precedenza raddoppiando i valori di resistenza e condensatore, la tensione su D1 rientra nel limite indicato dalla breakdown, sia in transitorio, sia a regime. In definitiva lo snubber sarà costituito dalla coppia seguente:

$$C_{sn1} = 2 * C_{RIF} = 42.4 \text{ nF} \tag{3.3}$$

$$R_{sn1} = 2 * R_{RIF} = 4.4 \text{ } \Omega \tag{3.4}$$

Con i due componenti sopraindicati otteniamo i seguenti valori per la V_{D1} :

$$V_{D1-TRANSITORIO}=-48.1 \text{ V}$$

$$V_{D1-REGIME} =-38.2 \text{ V}$$

La figura 72 mostra lo schema completo con cui opereremo, comprendente sia il clamper, sia lo snubber.

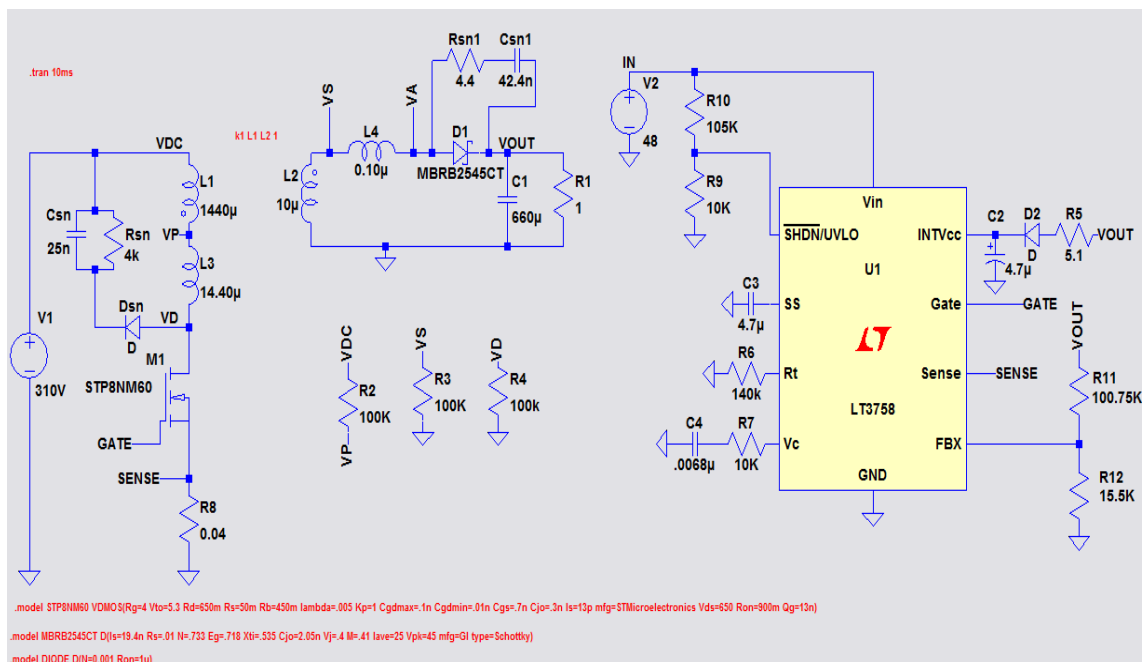


Figura 72 Circuito completo.

La figura 73 mostra la forma d'onda di tensione ai capi dell'avvolgimento al primario.

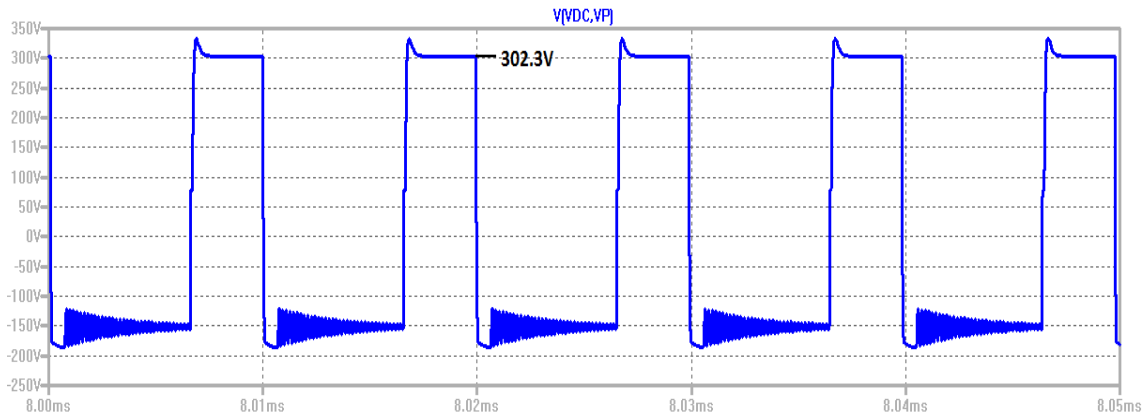


Figura 73 Forma d'onda di tensione ai capi dell'avvolgimento a primario (CCM).

La figura 74 mostra la forma d'onda della tensione ai capi del mosfet. Come già abbiamo potuto osservare nel paragrafo “*Inserimento del circuito di snubber a protezione del diodo al secondario*”, anche in questo caso l’aggiunta dello snubber al secondario migliora la tensione ai capi di M1 riducendone i picchi, sia in transitorio sia a regime, raggiungendo le soglie di riferimento per la progettazione.

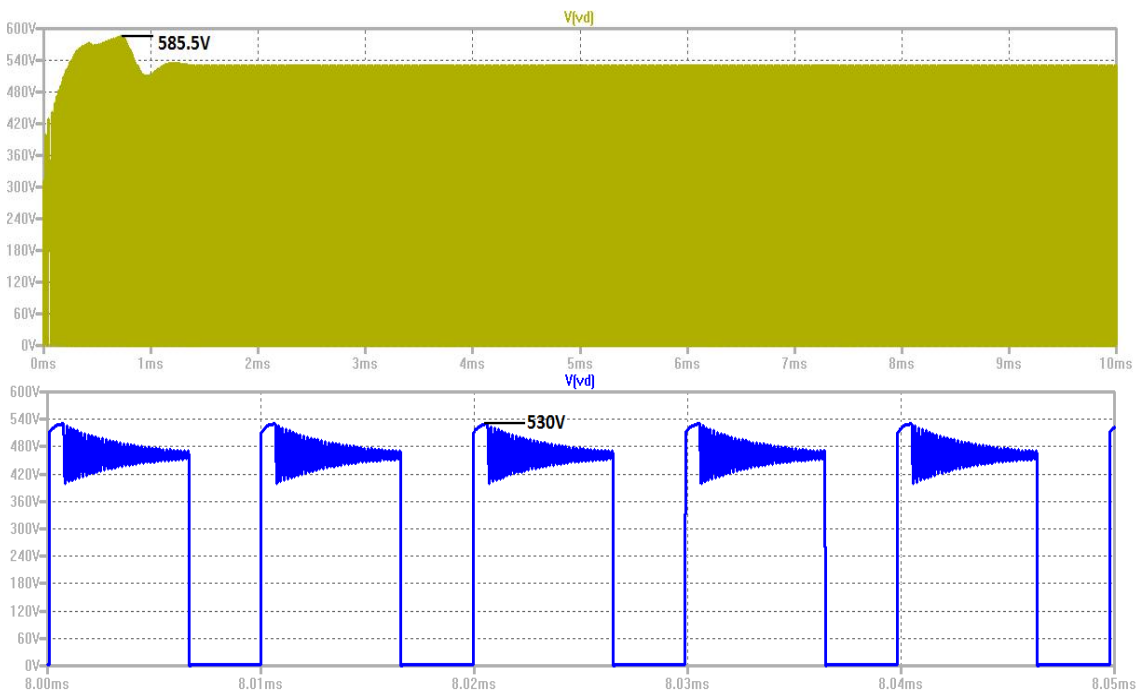


Figura 74 Forma d'onda di tensione ai capi di M1 (CCM).

La figura 75 mostra la forma d'onda della corrente al primario. Confrontata con la figura 68, si nota che raggiunge un valore leggermente più elevato. In questo caso il contributo della corrente del condensatore C_{sn1} sarà superiore, perché avendolo ridimensionato, lo abbiamo reinserito più grande.

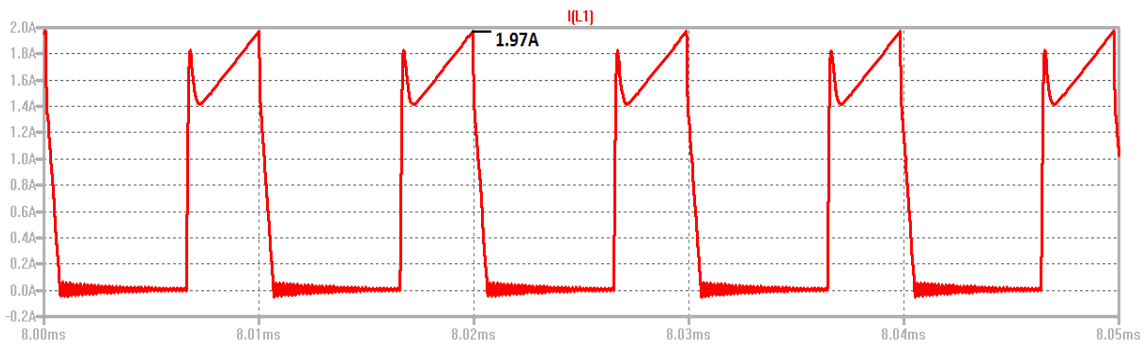


Figura 75 Forma d'onda della corrente al primario (CCM).

Per quanto attiene alle forme d'onda a secondario la figura 76 mostra la forma d'onda della tensione ai capi dell'avvolgimento.

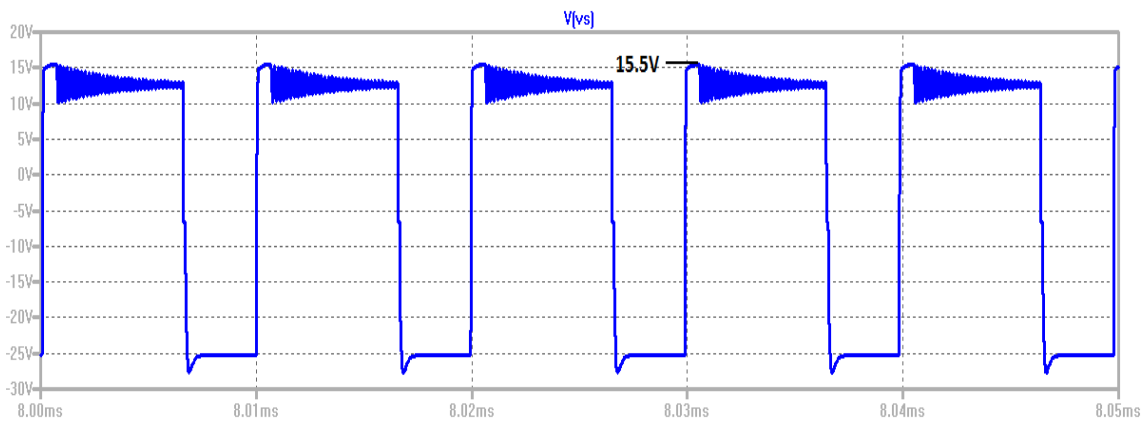


Figura 76 Forma d'onda della tensione ai capi dell'avvolgimento al secondario (CCM).

La figura 77 mostra la forma d'onda di tensione ai capi del diodo D_1 .

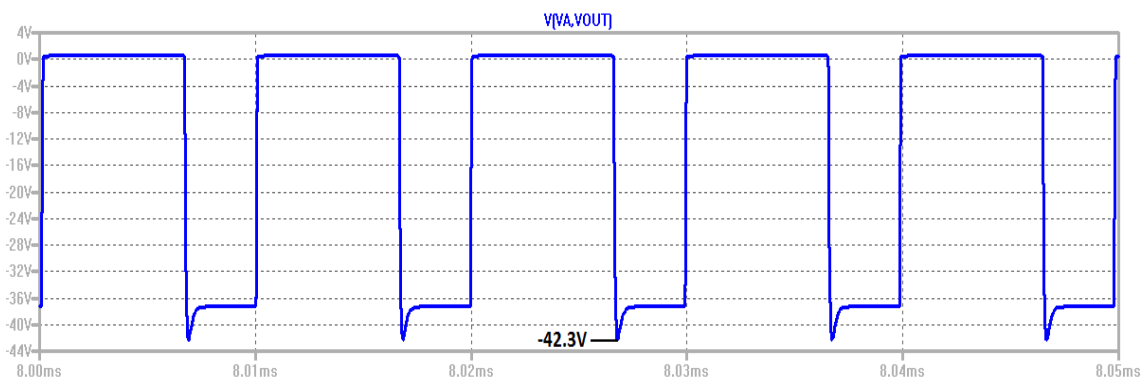


Figura 77 Forma d'onda di tensione ai capi del diodo D_1 (CCM).

La figura 78 mostra la forma d'onda della tensione d'uscita nel transitorio iniziale (soft-start).

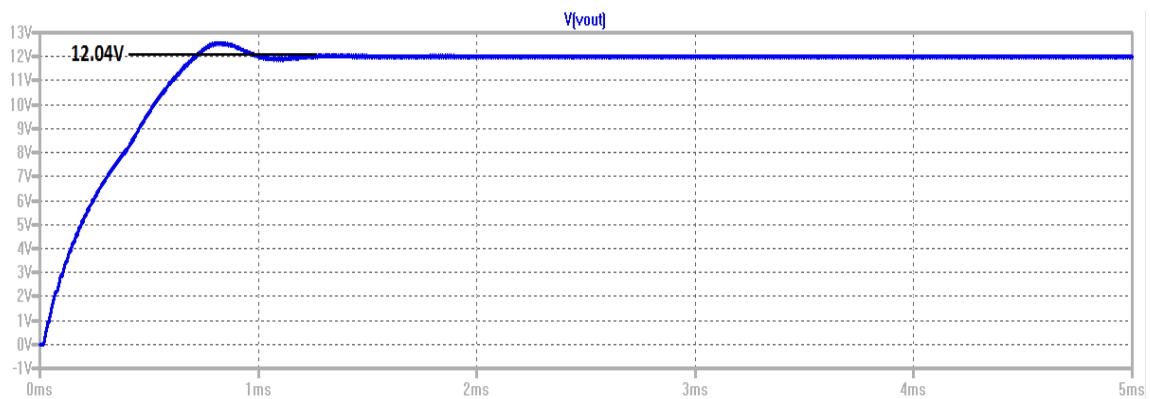


Figura 78 Forma d'onda della tensione d'uscita.

La figura 79 mostra la forma d'onda della corrente al secondario. Anche in questo caso rispetto alla rappresentazione di figura 68, al pari della corrente al primario, si può notare un incremento del valore massimo.

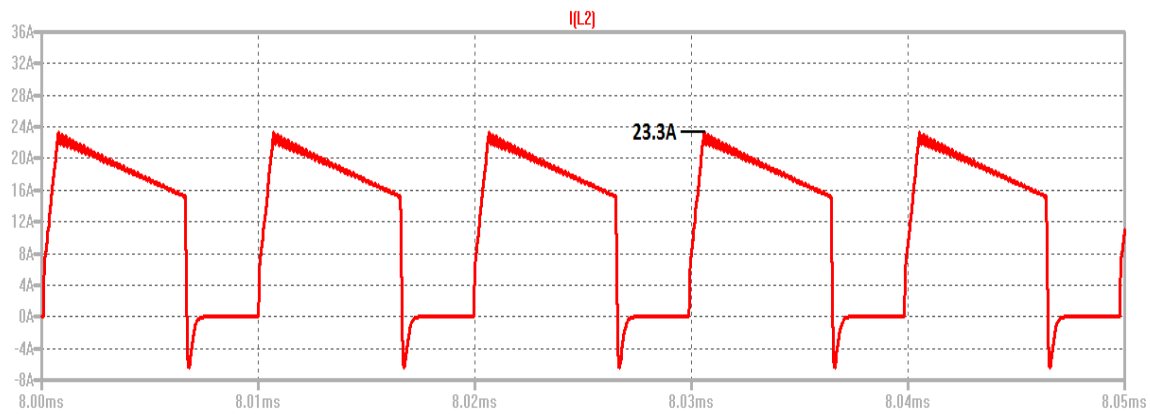


Figura 79 Forma d'onda della corrente al secondario (CCM).

Ora ci occuperemo di studiare il circuito quando opera in Discontinuous Current Mode (DCM). Dopo qualche simulazione abbiamo verificato che il carico minimo necessario a tale funzionamento è di 5.5 Ω . Scegliendo di utilizzarne uno da 10 Ω finiremo certamente in funzionamento discontinuo.

La figura 80 mostra la forma d'onda della tensione d'uscita nell'avvio di un carico leggero. Confrontata con quella di figura 78, si nota come, a parità di condensatore di soft start, abbiamo un andamento meno regolare in fase di transitorio, raggiungendo un valore massimo più elevato che nel caso precedente di carico pesante.

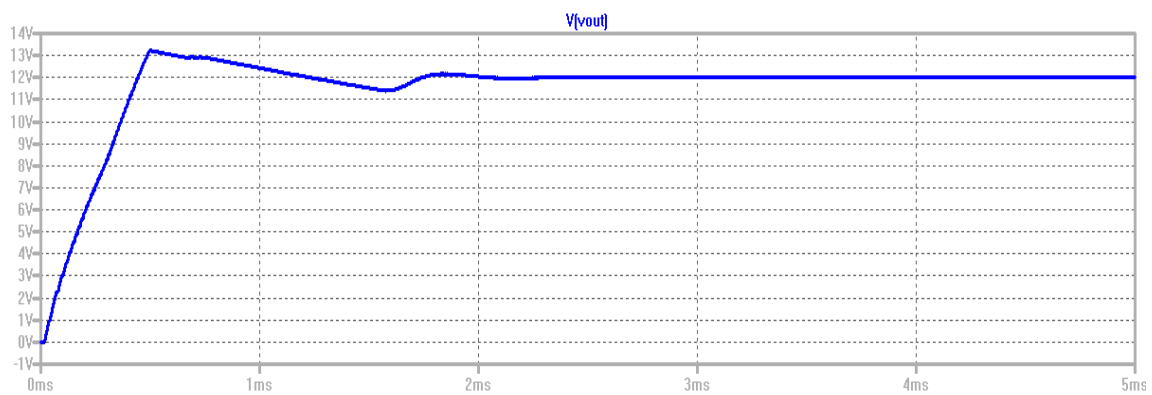


Figura 80 Forma d'onda della tensione d'uscita, caratteristica del funzionamento DCM.

La figura 81 mostra la forma d'onda di tensione ai capi dell'avvolgimento al primario. Durante il T_{OFF} la tensione che si legge è pari alla riflessa della tensione d'uscita.

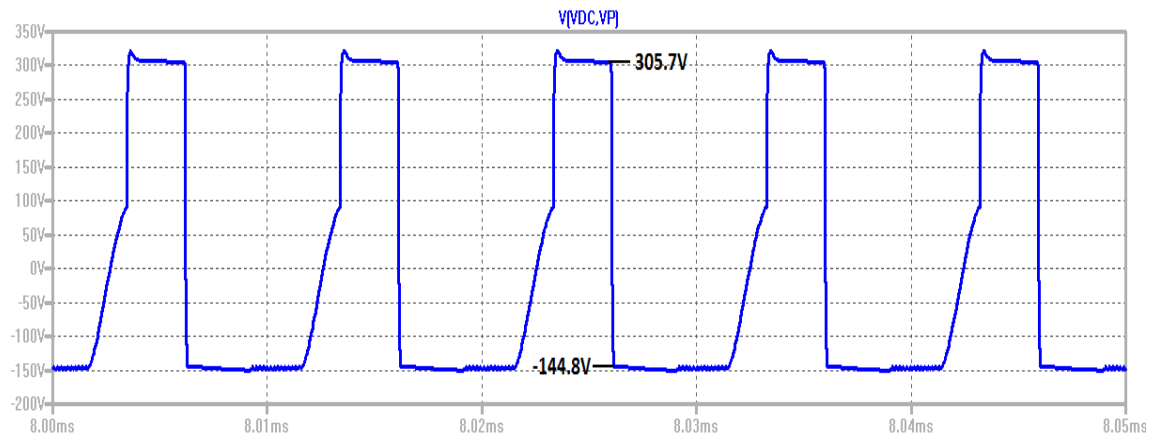


Figura 81 Forma d'onda di tensione ai capi dell'avvolgimento al primario (DCM).

La figura 82 mostra la forma d'onda di tensione ai capi dello switch a primario.

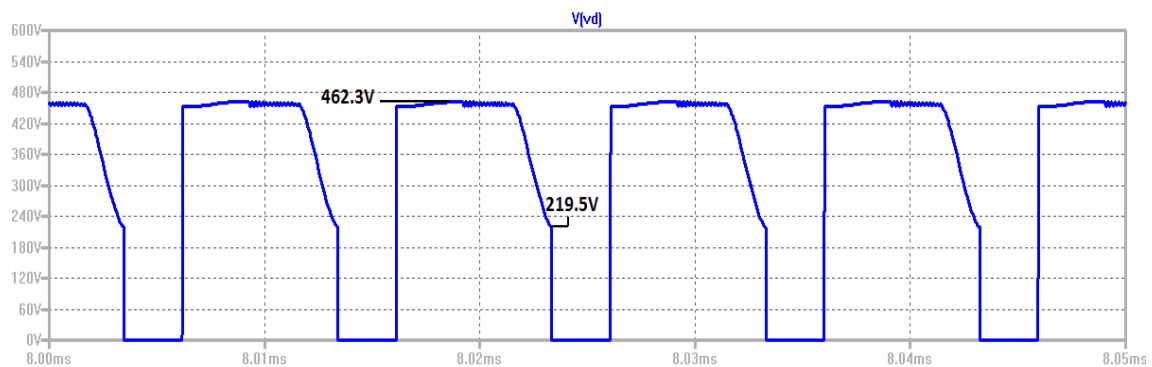


Figura 82 Forma d'onda di tensione ai capi dello switch a primario (DCM).

La figura 83 mostra la forma d'onda di corrente sull'avvolgimento primario. Assume questa forma particolare, perché soggetta all'influenza della corrente che circola sul clamber e a quella che scorre sullo snubber che è riflessa a primario. La sua intensità è notevolmente ridotta.

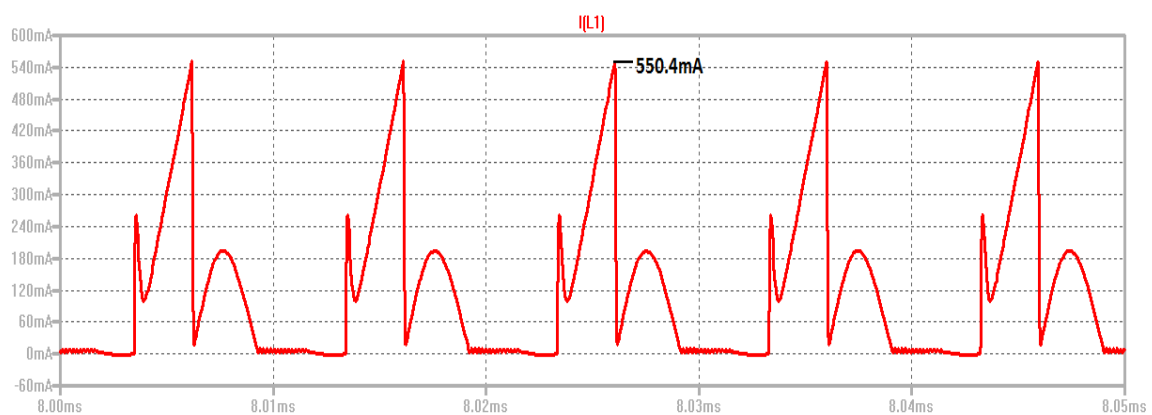


Figura 83 Forma d'onda di corrente al primario (DCM).

Per quel che attiene alle forme d'onda al secondario la figura 84 mostra la forma d'onda di tensione ai capi dell'avvolgimento. Durante il T_{ON} la tensione che si legge è pari alla riflessa a secondario.

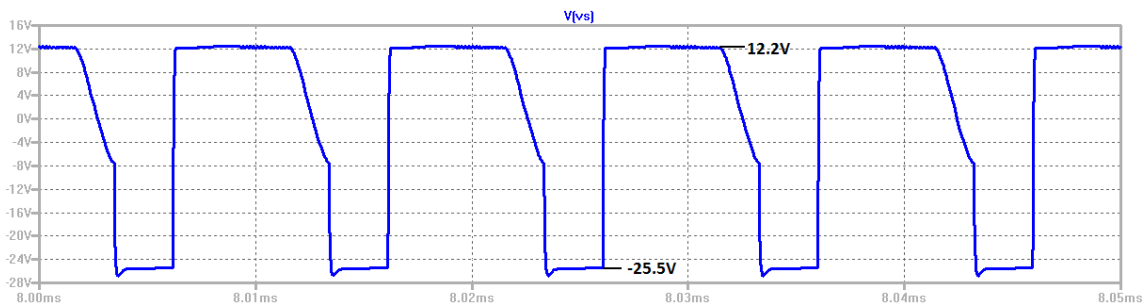


Figura 84 Forma d'onda di tensione ai capi dell'avvolgimento al secondario (DCM).

La figura 85 mostra la forma d'onda di tensione ai capi del diodo D_1 . Come si può notare ha il picco di breakdown meno negativo rispetto a quello di figura 77.

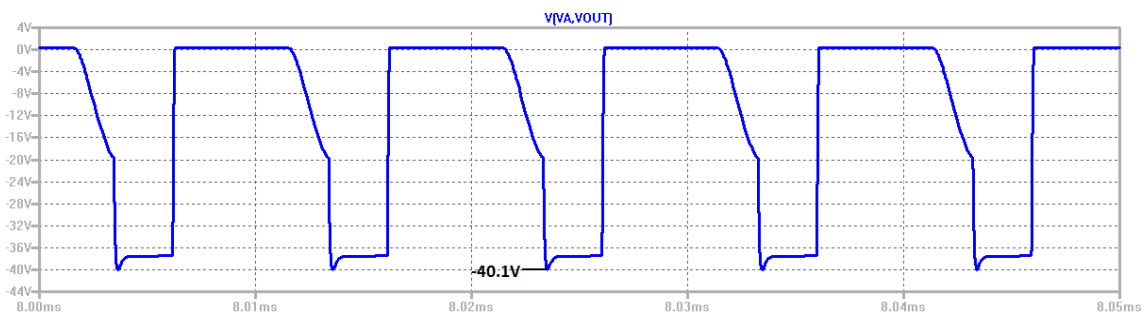


Figura 85 Forma d'onda di tensione ai capi dello switch al secondario.

La figura 86 mostra la forma d'onda di corrente ai capi dell'avvolgimento secondario. Valgono le considerazioni fatte in precedenza per la corrente a primario.

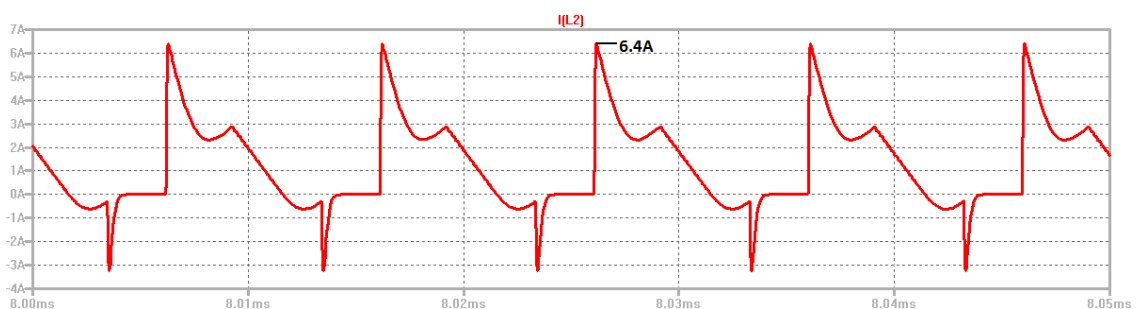


Figura 86 Forma d'onda della corrente sull'avvolgimento secondario.

3.1 Esempio di circuito con carico variabile

Finora abbiamo studiato il comportamento del controllore sia in CCM sia in DCM, lasciando sempre connesso all'uscita un carico dal valore costante per tutta la durata delle simulazioni. Nella realtà questa situazione non è sempre vera: può succedere che il flyback si ritrovi a dover operare con un carico variabile. Per realizzare questo dal punto di vista circuitale, andremo ad inserire in parallelo al carico un generatore di corrente che contribuirà a far variare l'intensità di questa all'uscita. Nello specifico fornirà un contributo pari a un decimo della corrente che circola su R_1 . Con l'utilizzo del simulatore effettueremo prove con cui studieremo le reazioni del circuito a fronte della situazione appena descritta.

La figura 87 mostra il circuito evidenziando l'inserimento del generatore I_1 .

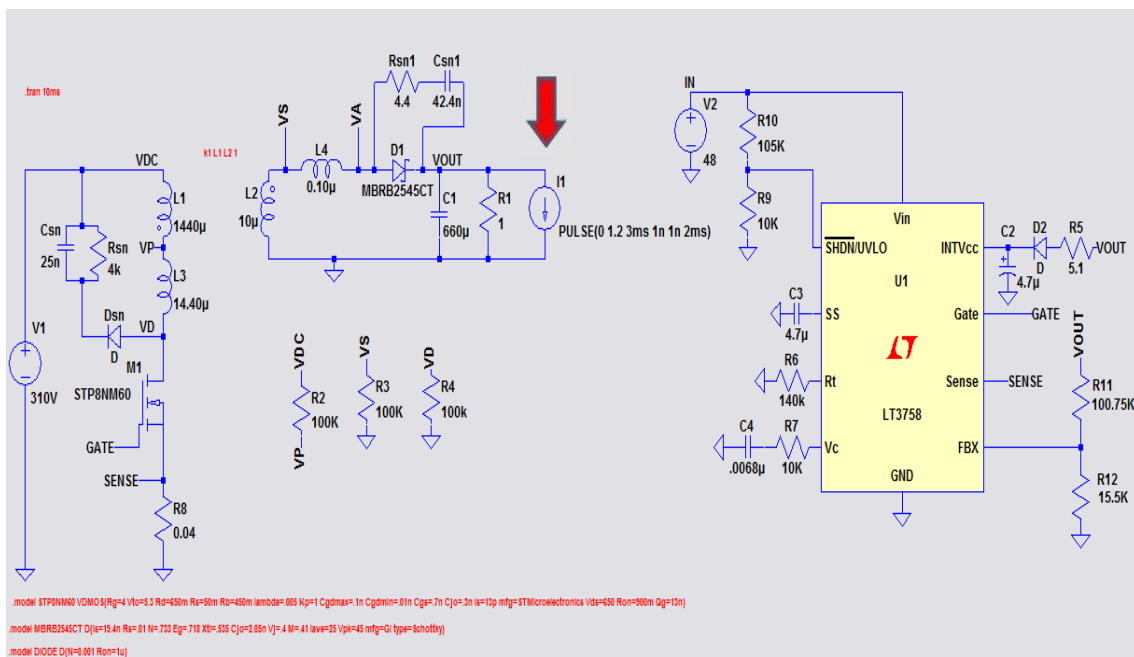


Figura 87 Circuito per la simulazione di un carico variabile.

La figura 88 mostra il segnale in corrente prodotto dal generatore I_1 appena introdotto. È di tipo impulsivo, ritardato volutamente di 3ms in maniera tale che entri in azione quando il circuito è a regime, rimane attivo per 2ms.

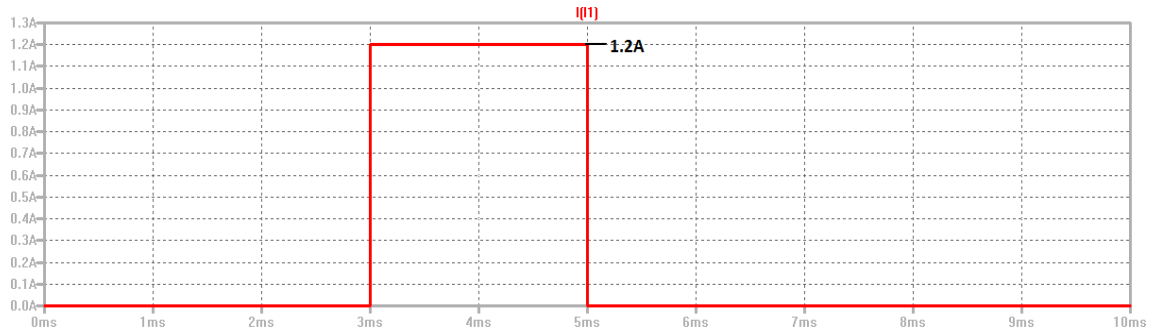


Figura 88 Forma d'onda di corrente del segnale generato da I_1 .

La figura 89 mostra un ingrandimento della forma d'onda d'uscita, quando è attivo il segnale sopra illustrato. A meno delle due perturbazioni messe in evidenza nel grafico, la V_{OUT} conserva l'andamento indicato in figura 78. Analizzando l'immagine si nota come la tensione varia in corrispondenza dei fronti di salita e discesa del segnale di corrente. LT3758 negli stessi due istanti perde il controllo dell'uscita, impiegando circa 0.5ms per riportare il flyback ad operare a regime.

Nello specifico:

$$\Delta V_{OUT-S} = 12.04 - 11.89 = 0.15 \text{ V}$$

$$\Delta V_{OUT-D} = 12.12 - 12.04 = 0.08 \text{ V}$$

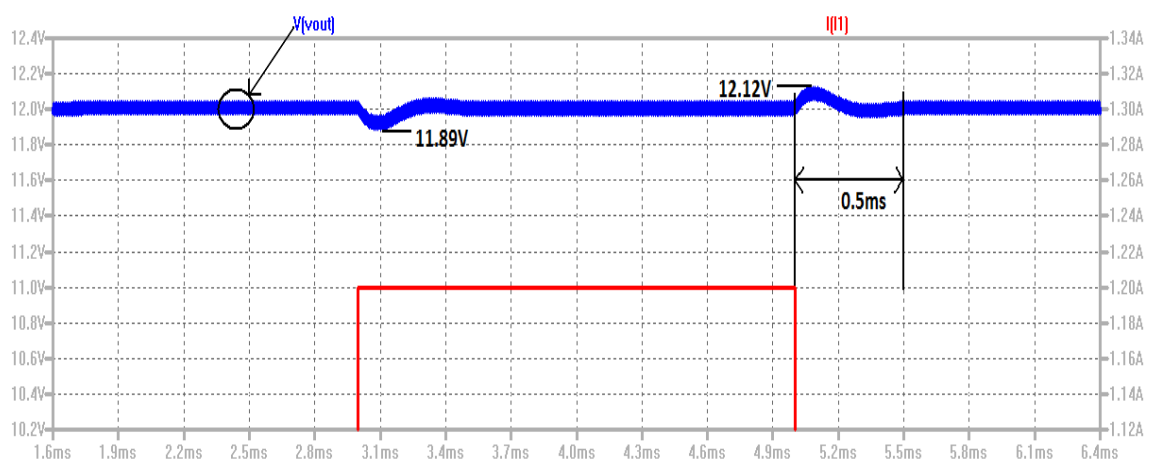


Figura 89 Ingrandimento della forma d'onda d'uscita, all'attivazione del generatore di corrente.

Applicando lo stesso procedimento per il caso DCM, fornendo attraverso il generatore un gradino di corrente dell'intensità di 0.12 A, la tensione d'uscita non è soggetta a variazione.

3.2 Esempio di circuito con l'alimentazione variabile

Fino ad ora abbiamo alimentato il circuito con un generatore di tensione DC del valore di 310 V. Ora esamineremo una simulazione dove la tensione di alimentazione è un'onda a dente di sega e analizzeremo il comportamento del circuito a fronte di questo cambiamento.

La figura 90 mostra il circuito del quale studieremo il funzionamento.

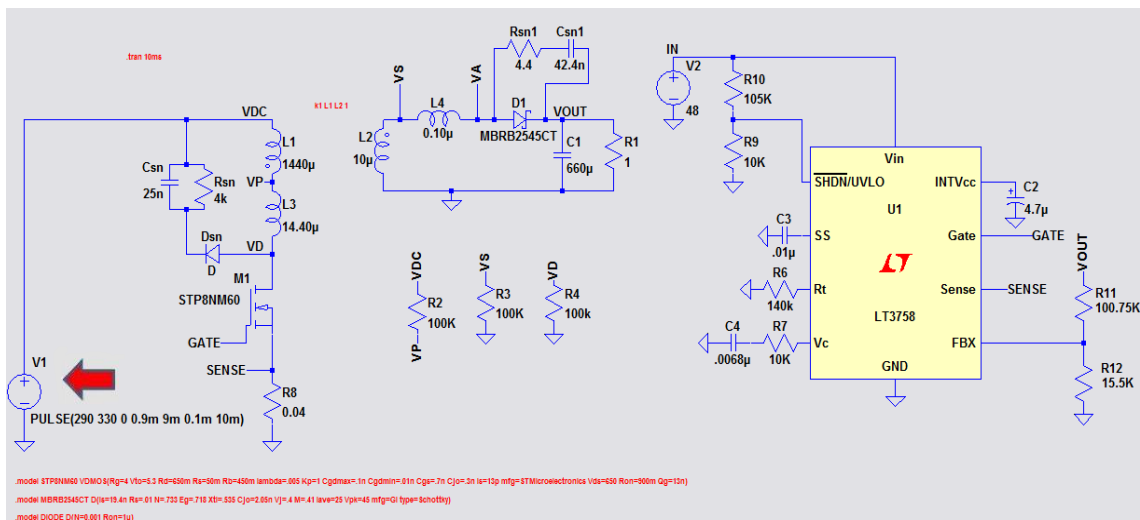


Figura 90 Circuito con l'alimentazione modificata.

La figura 91 mostra la forma d'onda della nuova tensione di alimentazione. Essa parte dal valore iniziale di 290 V, per poi raggiungere il picco massimo a 330 V in un intervallo di 0.9ms: si intende approssimare l'uscita di un raddrizzatore a puro filtro capacitivo. Ha un T_{ON} di 0.1ms, un T_{OFF} di 9ms per un periodo complessivo di 10ms (i 100 Hz tipici di una raddrizzata non perfettamente regolata).

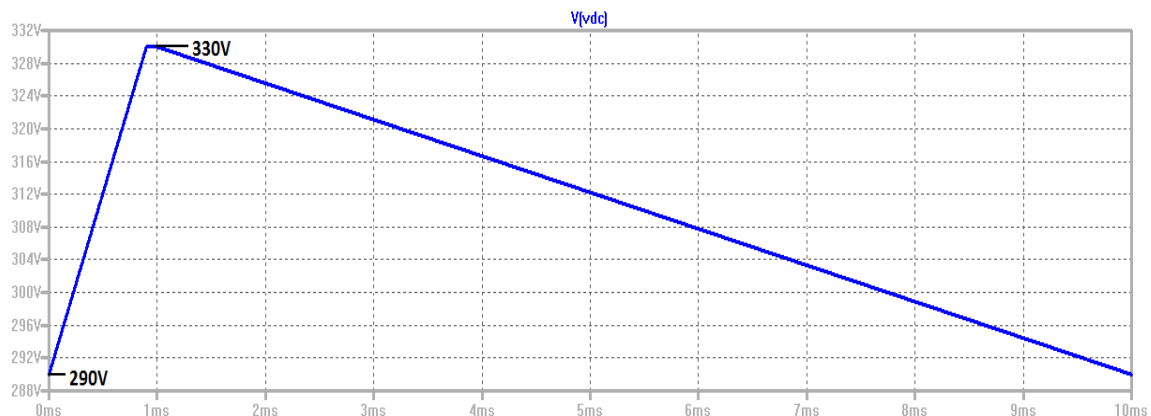


Figura 91 Forma d'onda di tensione dell'alimentazione.

Osservando la forma d'onda della tensione all'uscita si nota che ha lo stesso andamento di figura 78: quindi, non risente della modifica apportata all'ingresso. Le variazioni dell'alimentazione avvengono in tempi piuttosto "lenti", così che il controllore LT3758, aggiustando il duty-cycle, riesce a mantenere il perfetto controllo della tensione di uscita. La conferma di tutto ciò si ottiene eseguendo una simulazione con la tensione d'ingresso impulsiva, osservando che concettualmente il circuito risponde alla stessa maniera di quanto descritto nel paragrafo "*Esempio di circuito con carico variabile*" e visibile in figura 88.

CAPITOLO 4

LA MULTIUSCITA

Un'importante caratteristica che contraddistingue l'architettura del convertitore flyback, è la facilità con cui si possono aggiungere ulteriori uscite ausiliarie. Nel corso di questo capitolo analizzeremo questo aspetto inserendone una seconda. Nello specifico, studieremo il comportamento del circuito sia nella configurazione di funzionamento continuo, sia nelle diverse configurazioni di funzionamento discontinuo ottenute variando i carichi connessi alle due uscite, delle quali solo una delle due si assumerà controllata.

4.1 Dimensionamento del circuito secondario che regola il funzionamento della nuova uscita

Come prima cosa integriamo lo schema elettrico aggiungendo il circuito rappresentante la seconda uscita, che vorremmo regolata alla tensione di 6 V supponendo di utilizzarla per alimentare un microprocessore. Questa seconda uscita non beneficerà della regolazione da parte del controllore LT3758 dato che il riferimento viene confrontato solo con la prima uscita a 12 V.

Di seguito mostreremo il dimensionamento del circuito secondario che alimenta la nuova uscita.

A partire dall'equazione 1.4, imponendo $D= 0.3$ come fatto all'inizio, $V_{OUT}= 6$ V e $V_{IN}=310$ V ricaviamo come segue la formula inversa per il calcolo di n :

$$n = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} * \frac{D}{1-D} \cong 22 \quad (4)$$

Utilizzando l'equazione 1 e il nuovo valore di n appena trovato, calcoliamo i valori del nuovo avvolgimento che andremo ad inserire e la relativa dispersa:

$$L_5 = \frac{L1}{n^2} = \frac{1440 \text{ uH}}{22} = 2.97 \text{ uH} \cong 3 \text{ uH} \quad (4.1)$$

$$L_6 = 1\%L_5 = 0.03 \text{ uH} \quad (4.2)$$

Scelte le due induttanze, il prossimo elemento ad aggiungere è il diodo Schottky. Per dimensionarlo correttamente seguiamo nuovamente la procedura descritta in precedenza, riferendoci alle equazioni 1.15 e 2.3 per calcolare rispettivamente la corrente che dovrà condurre e la tensione di brekdown da reggere. Imponendo la $I_{OUT}=6.17 \text{ A}$ e la $V_{OUT}=6.17 \text{ V}$ misurate al termine della simulazione, otteniamo:

$$I_{LSP} = \frac{I_{OUT}}{1-D} + \frac{V_{OUT} * (1-D)}{L_5 * 2f_s} = 16.01 \text{ A} \quad (4.3)$$

Per individuare la tensione in inversa massima, ci poniamo nella condizione peggiore per il diodo, caratterizzata dalla tensione d'ingresso maggiorata $V_{INMAX}=330 \text{ V}$ e dalla massima tensione in uscita che supponiamo di poter fornire al carico $V_{OUTMAX}=10 \text{ V}$, otteniamo quindi:

$$V_{REVERSE} = \frac{V_{INMAX}}{n} + V_{OUTMAX} = 25 \text{ V} \quad (4.4)$$

Facendo riferimento ai due valori appena trovati e ai modelli dei diodi di cui dispone LTSPICE, la scelta più appropriata ricade ancora sullo Schottky MBRB2545CT utilizzato in precedenza.

Scelto il diodo progettiamo nuovamente lo snubber. Basandoci sulle equazioni 2.15 e 2.16 già usate precedentemente otteniamo:

$$C_{RIF} = L_6 * \left(\frac{I_{rr1}}{V_{S1} - V_{OUT1}} \right)^2 = (0.3 * 10^{-6} \text{ H}) * \left(\frac{1.51 \text{ A}}{1.7 \text{ V}} \right)^2 = 0.237 \text{ uF} \cong 0.24 \text{ uF} \quad (4.5)$$

$$R_{RIF} = \frac{V_{S1} - V_{OUT}}{I_{rr1}} = \frac{1.7 \text{ V}}{1.51 \text{ A}} = 1.1 \Omega \quad (4.6)$$

In via definitiva completiamo il circuito sostituendo al diodo ideale del clamper il MUR460. È caratterizzato da una tensione di breakdown di 600 V, fa al caso nostro perchè in fase d'interdizione deve reggere tensioni superiori ai 500 V.

4.2 Descrizione teorica del procedimento d'analisi

Giunti a questo punto abbiamo tutti gli elementi per poter studiare il comportamento del circuito. In particolare osserveremo le forme d'onda delle correnti che fluiscono sulle disperse a secondario (L_4 e L_6), che varieranno nella forma a seconda del funzionamento e dell'intensità in rapporto agli assorbimenti dei rispettivi carichi.

L'immagine seguente presa dall'articolo "Cross Regulation in Flyback Converter: Analytic Model" degli autori Chuanwen Ji e Keyue M. Smedley, del dipartimento di elettronica ed ingegneria informatica dell'università della California, può essere d'aiuto per comprendere meglio quanto detto in precedenza.

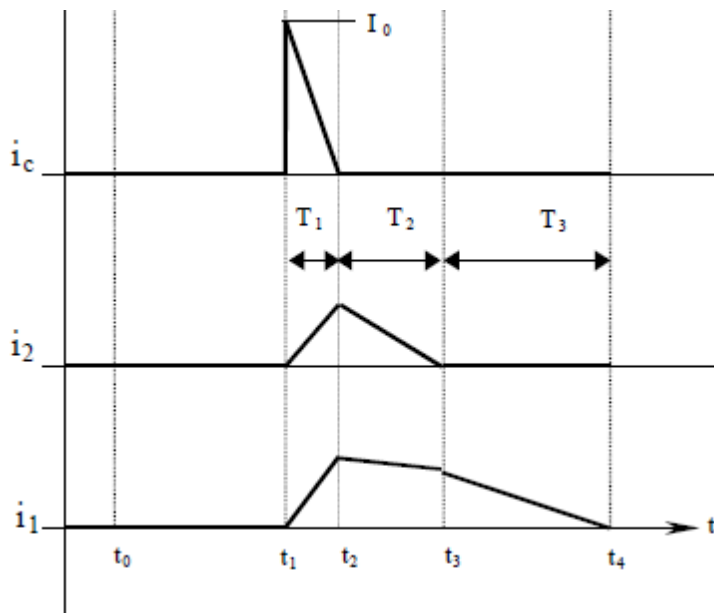


Figura 92 Forme d'onda teoriche di riferimento (caso DCM).

Nella figura 92 sono rappresentate le correnti che fluiscono sul clamer e sulle disperse dei circuiti secondari: si tratta di forme d'onda ideali di un convertitore flyback operante in DCM con entrambe le uscite. Ipotizzando che il carico connesso alla uscita due che richieda minor potenza rispetto quello connesso alla uno si avrà che la i_2 raggiunge prima lo zero rispetto la i_1 .

Entrambe le correnti dei secondari inizieranno a crescere nello stesso istante di attivazione del clamer, coincidente a quello d'interdizione dello switch al primario. Cominciano invece a decrescere nell'istante in cui si disattiva il clamer. A turno poi entrambe scenderanno fino a zero dando luogo rispettivamente ad una forma triangolare e una trapezoidale.

4.3 Analisi del comportamento del flyback, con entrambe i circuiti d'uscita operanti in CCM

La prima simulazione la eseguiamo con entrambe i carichi da 1 Ohm, scegliendo così di far lavorare il convertitore in CCM.

La figura 94 mostra l'andamento delle due tensioni all'uscita. La V_{OUT} sotto l'azione del controllore rimane stabile, mentre la V_{OUT1} è soggetta ad un piccolo incremento. Raggiunge il valore massimo di 6.6 V ed un valor medio di 6.16 V calcolato considerando l'intera durata della simulazione.

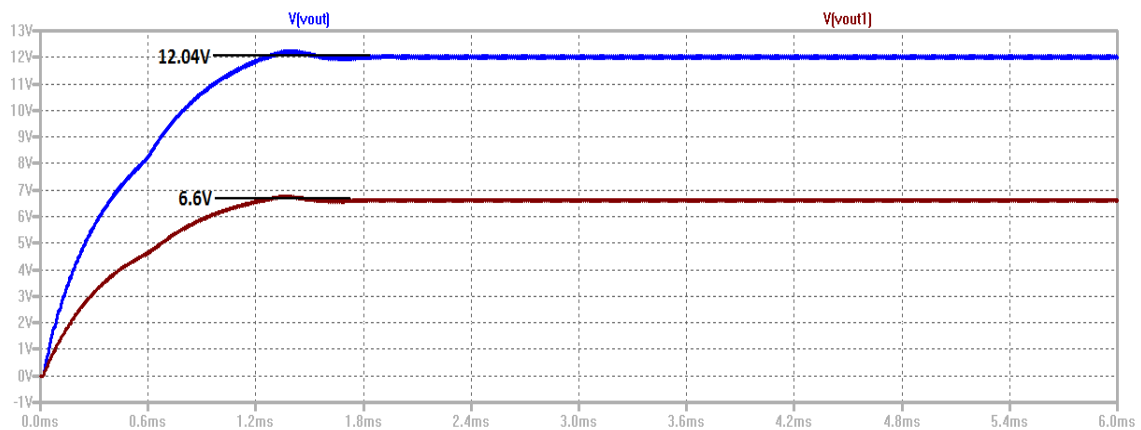


Figura 94 Forme d'onda delle tensioni alle uscite.

La figura 95 è l'equivalente dell'immagine 92, riferita al nostro circuito operante in CCM. Si nota subito l'influenza del ripple di disturbo dovuto all'insieme delle non idealità, se confrontata con i grafici teorici di riferimento.

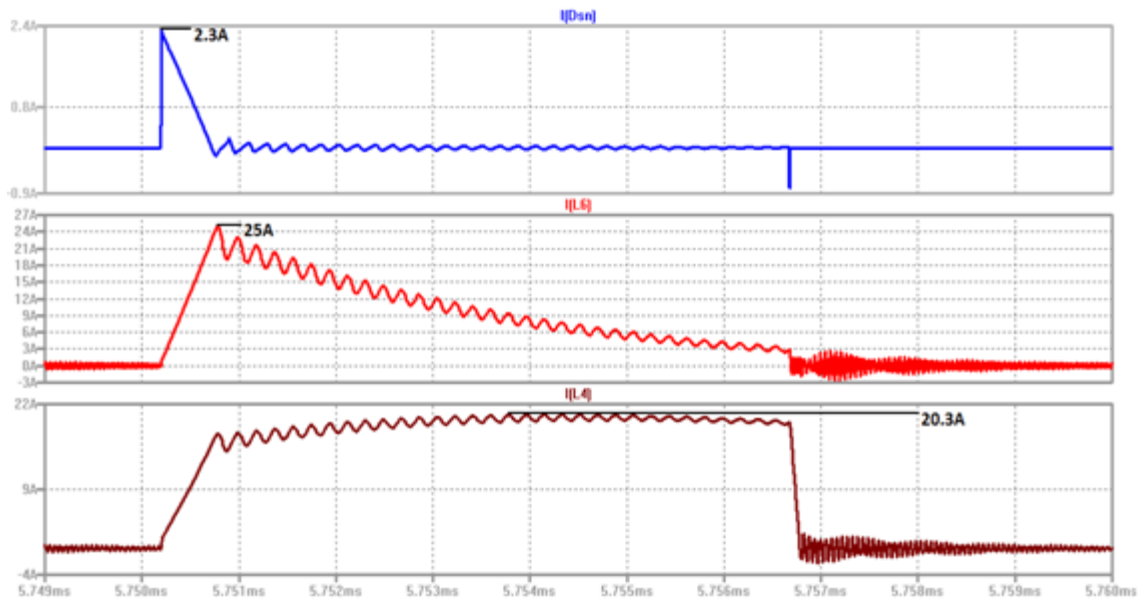


Figura 95 Forme d'onda delle correnti nella simulazione in CCM.

Le ultime forme d'onda mostrano quello che accade durante il periodo di 10 us, ovviamente legato alla frequenza di lavoro imposta dal controllore di 100 kHz. Siccome il convertitore opera con carichi pesanti alle uscite, le correnti non si esauriscono prima della accensione dello switch. In questa situazione il flyback opera sotto sforzo, perchè entrambe i carichi richiedono elevate correnti ed elevata potenza.

4.4 Analisi del comportamento del flyback, con l'uscita controllata operante in funzionamento CCM e la seconda in DCM

Ripetiamo tutta la sequenza con $R_1=1\ \Omega$ e $R_{13}=10\ \Omega$ creando i presupposti per il funzionamento in DCM della nuova uscita.

La figura 96 mostra le forme d'onda delle tensioni alle uscite. La V_{OUT} conserva il suo andamento per azione del controllore. La V_{OUT1} invece è soggetta ad un ulteriore incremento rispetto ai valori indicati nella figura 94, raggiunge il massimo a 7.39 V, ed ha un valor medio di 6.88 V calcolato su tutta la durata della simulazione.

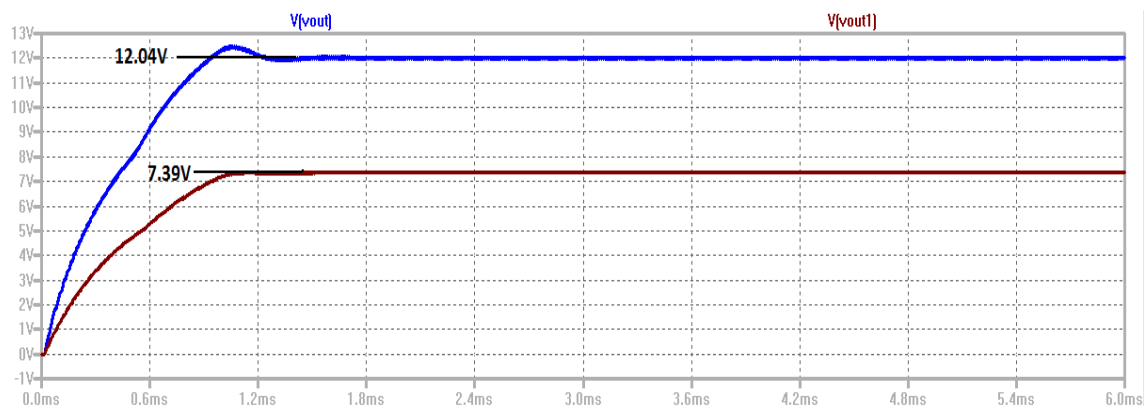


Figura 96 Forme d'onda delle tensioni alle uscite (la regolata in CCM e l'altra in DCM).

Avendo ipotizzato di voler pilotare un microcontrollore con l'uscita da poco introdotta, considerando che i datasheet consigliano di limitare la tensione d'alimentazione di questo a 5.5 V, una V_{OUT1} con una valore massimo di circa due volt superiore causerebbe senza meno probabili malfunzionamenti.

La figura 97 è l'equivalente dell'immagine 92, riferita al nostro circuito. Confrontando le immagini si possono notare delle similitudini. La corrente I_{L6} che fluisce sull'induttore appartenente al circuito secondario che opera in DCM, si esaurisce prima rispetto quella che circola su L_4 . Si osserva però che la rampa di salita non parte perfettamente da zero come in realtà ci saremmo aspettati. La corrente I_{L4} ha un andamento con pendenze più simili a quelle di i_1 .

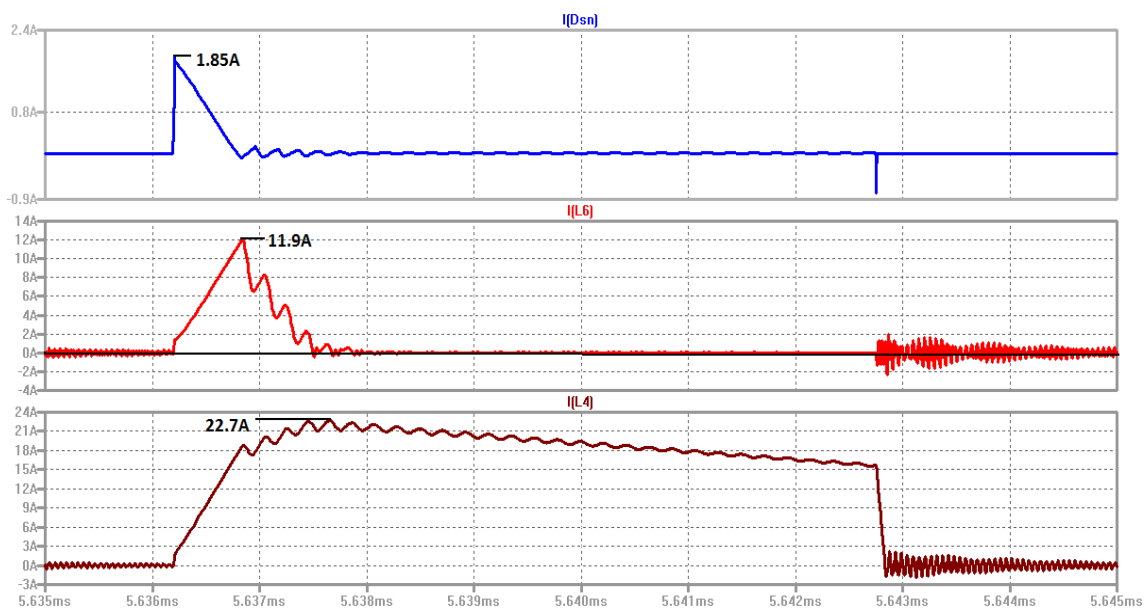


Figura 97 Forme d'onda simulate delle correnti.

4.5 Analisi del comportamento del flyback, con l'uscita non controllata operante in funzionamento CCM e la regolata in DCM

Ripetiamo tutta la sequenza con $R_1=10\ \Omega$ e $R_{13}=1\ \Omega$ creando così la situazione inversa a quella poco fa esaminata.

La figura 98 mostra le forme d'onda delle tensioni alle uscite, generate da quest'ultima configurazione dei carichi. Confrontando la V_{OUT} con quella rappresentata in figura 80, si nota come la fase di transitorio abbia una durata superiore, che testimonia come il controllore abbia una maggiore difficoltà a regolarne il livello. La V_{OUT1} invece, ha un valor medio di 5.61 V e il picco massimo entrambe più bassi rispetto alle rappresentazioni precedenti. Non ha l'andamento regolare specifico del funzionamento CCM, al contrario di quello che ci si poteva aspettare in un primo momento. Questo accade perché lo switch D_3 è pur sempre gestito dal segnale di GATE prodotto dal LT3758, che però ne regola il duty cycle esclusivamente per controllare la V_{OUT} . Quindi, in questa circostanza, quello che preoccupa maggiormente della V_{UOT1} è la sua altalena di valori all'avvio e l'enorme sensibilità alle variazioni di carico eventualmente presenti sulla uscita stabilizzata.

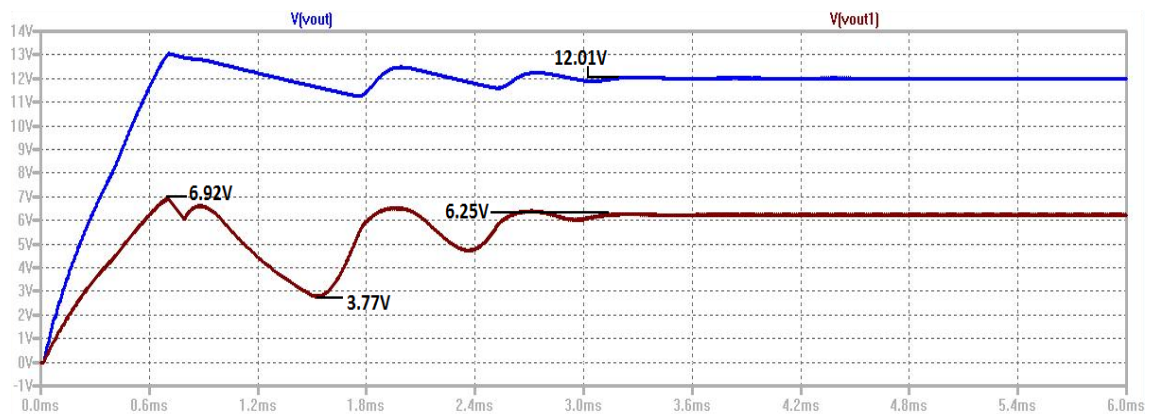


Figura 98 Forme d'onda delle tensioni alle uscite (la regolata in DCM e l'altra in CCM).

La figura 99 è l'equivalente dell'immagine 92, riferita al circuito con $R_1=10\ \Omega$ e $R_{13}=1\ \Omega$. Confrontata con la 97 si nota che le forme d'onda delle correnti sono invertite, in coerenza alla variazione apportata alla configurazione dei carichi rispetto al caso precedente, a meno del fatto che entrambe decrescono in un intervallo di tempo di ugual durata.

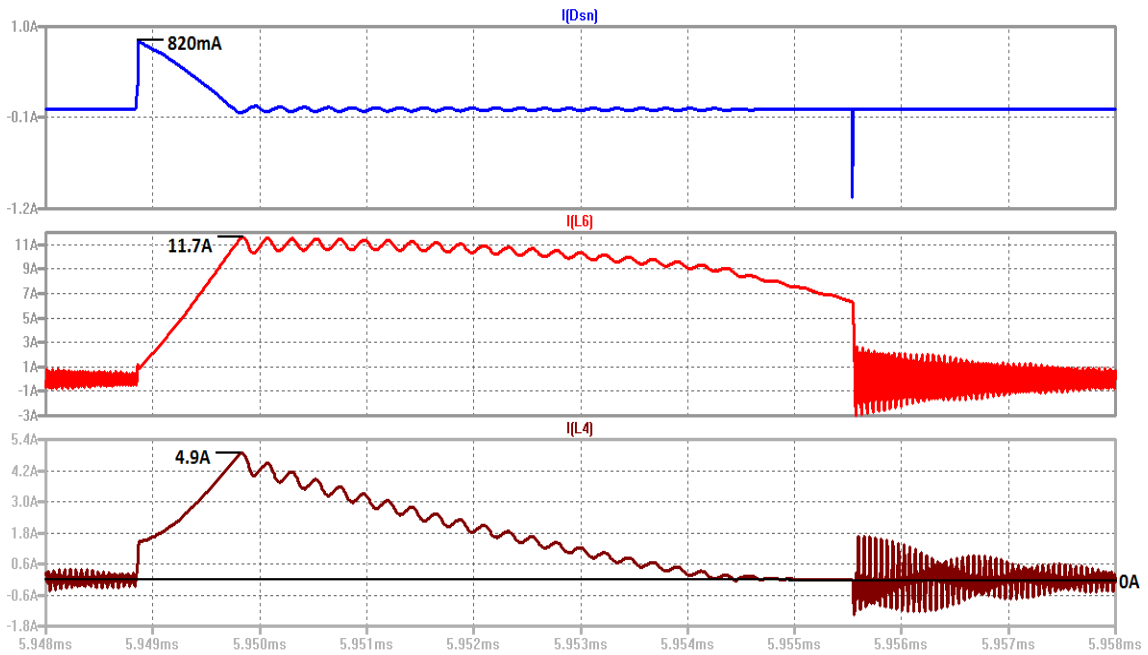


Figura 99 Forme d'onda simulate delle correnti.

4.6 Analisi del comportamento del flyback, con entrambe i circuiti d'uscita operanti in DCM

L'ultima analisi che rimane da fare sul funzionamento del convertitore, è quella con la configurazione dei carichi tale da favorire il funzionamento discontinuo per entrambi i secondari ($R_1=10\ \Omega$ e a $R_{13}=15\ \Omega$). In questo modo ci poniamo esattamente nella stessa condizione operativa del flyback da cui deriva la figura 92, che stiamo utilizzando come riferimento teorico.

La figura 100 mostra le forme d'onda di tensione alle uscite. Confrontando queste con quelle di figura 80, caratteristiche del flyback operante in DCM con una sola uscita, si nota una notevole somiglianza. Ciò dimostra come il controllore abbia minor difficoltà a regolare la V_{OUT} , quando anche alla seconda uscita è connesso un carico che necessita di una minor potenza. Abbiamo la conferma di questo confrontando la figura sottostante con la numero 98.

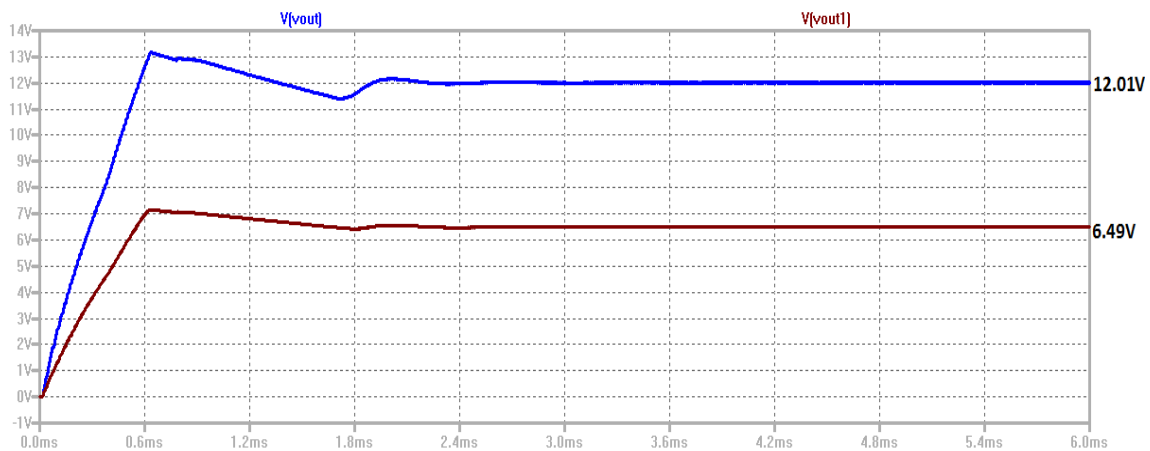


Figura 100 Forme d'onda delle tensioni alle uscite.

La figura 101 è l'equivalente dell'immagine 92. Confrontandole possiamo affermare che, le forme d'onda del nostro circuito seguono l'andamento di quelle teoriche a meno delle differenti pendenze dovute alle non idealità. Sempre a causa di queste si nota anche la presenza di ripple, e il fatto che ambedue le correnti sulle disperse all'inizio della rampa di salita non partono da zero. Quest'ultimo problema, già notato in precedenza, potevamo pensare che si risolvesse operando con entrambe le uscite in DCM, mentre nella realtà questo non avviene.

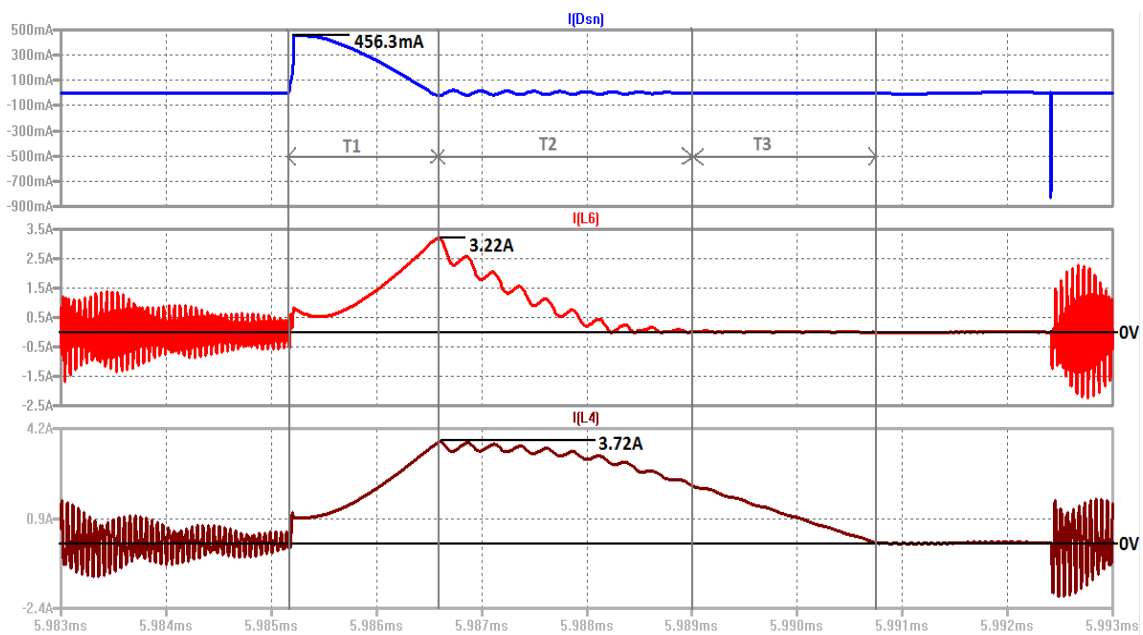


Figura 101 Forme d'onda simulate delle correnti.

La figura 102 mostra le forme d'onda delle tensioni di breakdown ai capi degli switch D_1 e D_3 inseriti nei circuiti secondari. Avendo presupposto all'inizio di escludere i due snubber in parallelo ad essi, era prevedibile aspettarsi tensioni in inversa con picchi massimi superiori ai 45 V, indicati come limite massimo nel datasheet per entrambe diodi. A fronte di questo è necessario completare il circuito andando a inserire uno per volta gli snubber. Utilizzeremo per lo switch D_1 la coppia RC individuata dalle equazioni 3.3 e 3.4, mentre per D_3 useremo quella ricavata poco sopra dalle equazioni 4.5 e 4.6.

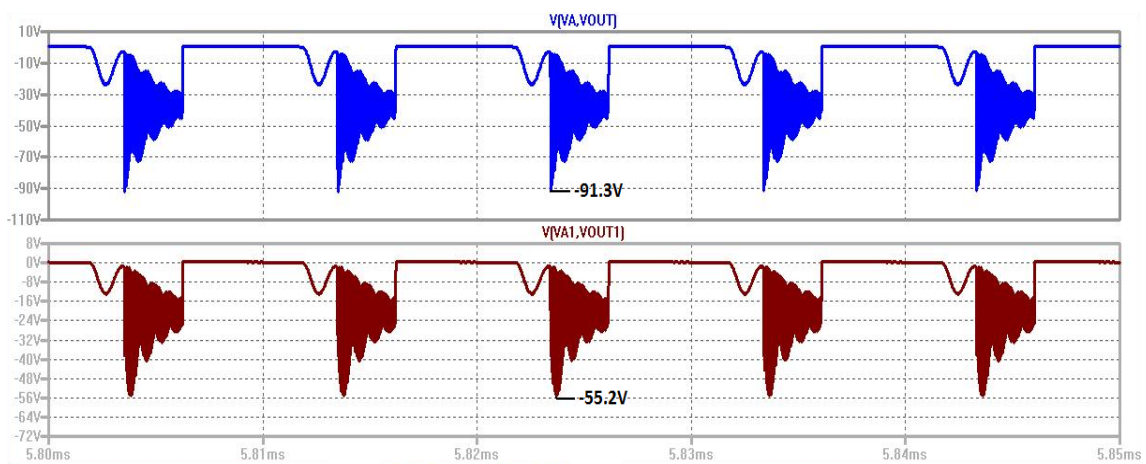


Figura 102 Forme d'onda delle tensioni di breakdown ai capi dei due switch ai secondari.

4.7 Analisi del comportamento del flyback, con entrambe i circuiti d'uscita operanti in DCM, con l'inserimento di un solo snubber

La figura 103 mostra il circuito del flyback, completo dello snubber a protezione dello switch D_1 .

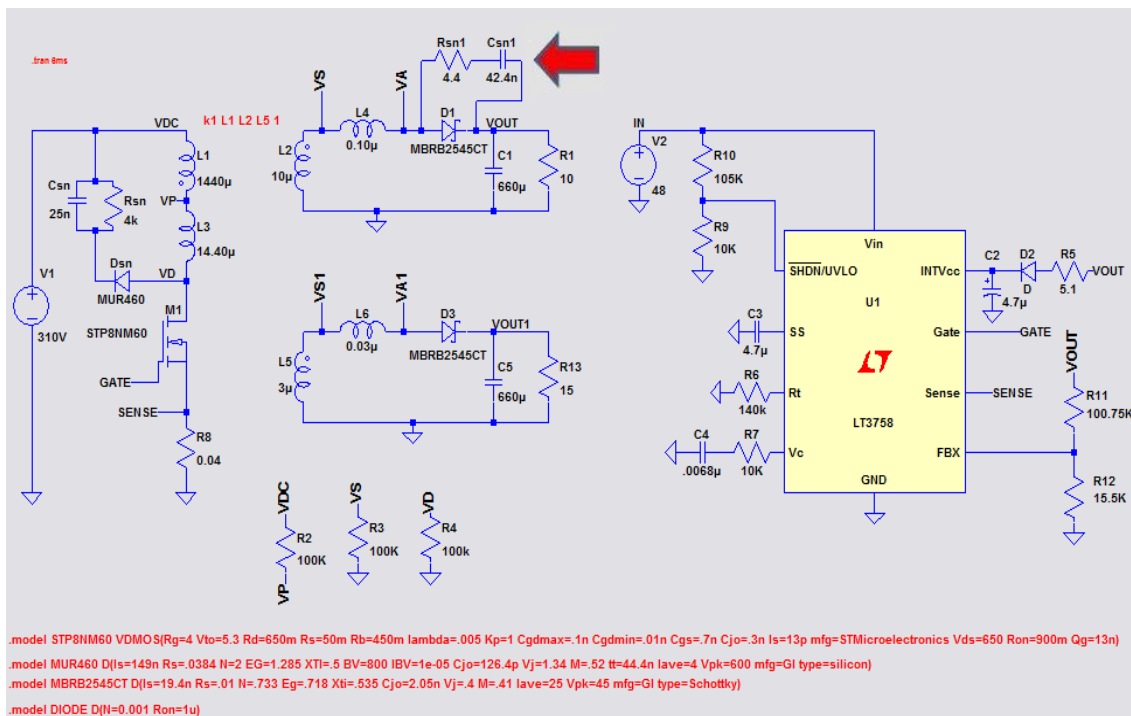


Figura 103 Circuito dopo l'inserimento dello snubber.

Ora ripetiamo l'analisi del funzionamento, osservando le eventuali diversità introdotte dall'inserimento dello snubber.

Le due tensioni all'uscita non subiscono nessuna modifica, hanno andamenti identici a quelli di figura 100.

La figura 104 è l'equivalente dell'immagine 92, ottenuta dopo l'inserimento dello snubber nel circuito. Confrontando i grafici sottostanti con quelli dell'immagine 101, sono facilmente individuabili le deformazioni che subiscono le forme d'onda delle correnti. Nel T_{ON} , allo spegnimento di D_1 , la corrente fluisce sul condensatore di snubber che ne distorce la forma. Per effetto della riflessione del trasformatore gli stessi risultati si riscontrano anche al primario, come si osserva dal grafico della corrente sul diodo del clamper. Gli stessi sintomi erano già stati documentati sulle correnti dei due avvolgimenti principali, come mostrano le figure 83 e 86. Confrontando le caratteristiche delle correnti sulle disperse, con le stesse di figura 101, si notano pendenze differenti, buona parte del ripple è stato attenuato, e si osserva come le rampe di salita partono dal valore nullo, cosa che prima non avveniva.

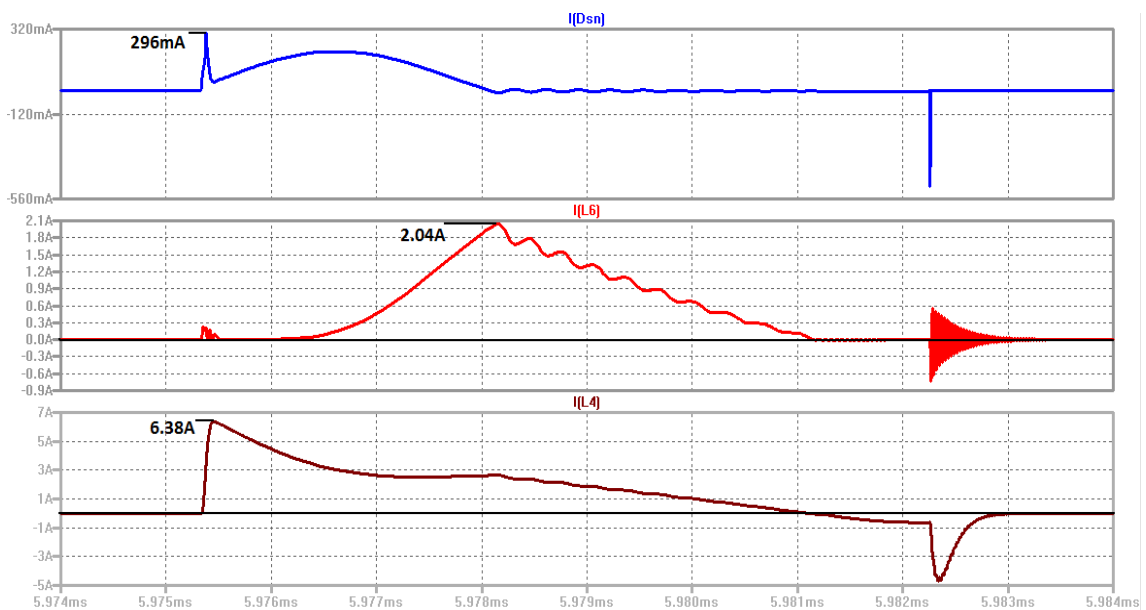


Figura 104 Forme d'onda simulate delle correnti.

La figura 105 mostra le forme d'onda delle tensioni di breakdown. Confrontata con l'immagine 102, si nota come l'inserimento dello snubber a protezione del diodo D_1 abbia ridotto i picchi massimi in inversa, ed abbia inaspettatamente giovato anche all'interruttore D_3 mettendolo in sicurezza quando interdetto.

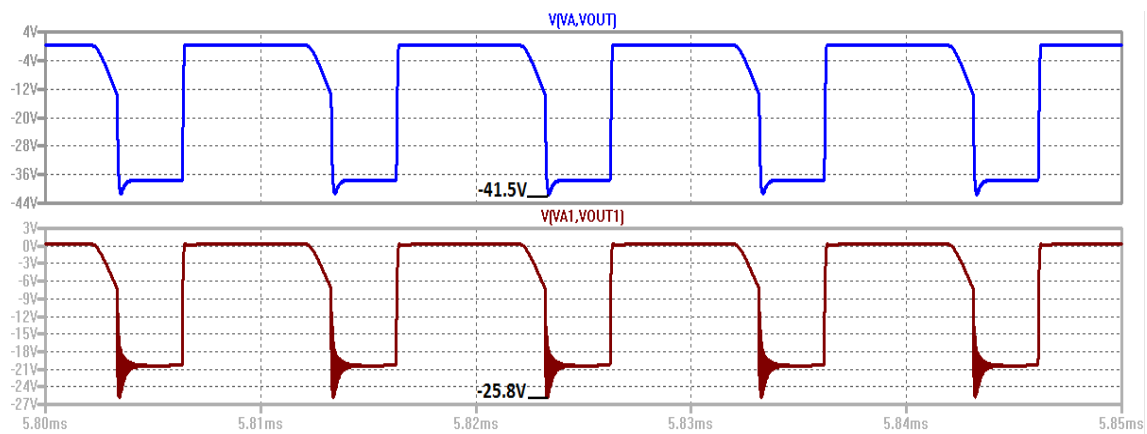


Figura 105 Forme d'onda delle tensioni di breakdown ai capi dei due switch ai secondari.

4.8 Analisi del comportamento del flyback, con entrambe i circuiti d'uscita operanti in DCM, con l'inserimento di ambedue gli snubber

L'ultima modifica che possiamo apportare per completare il convertitore è inserire lo snubber in parallelo a D₃. La figura 106 mostra il circuito completo.

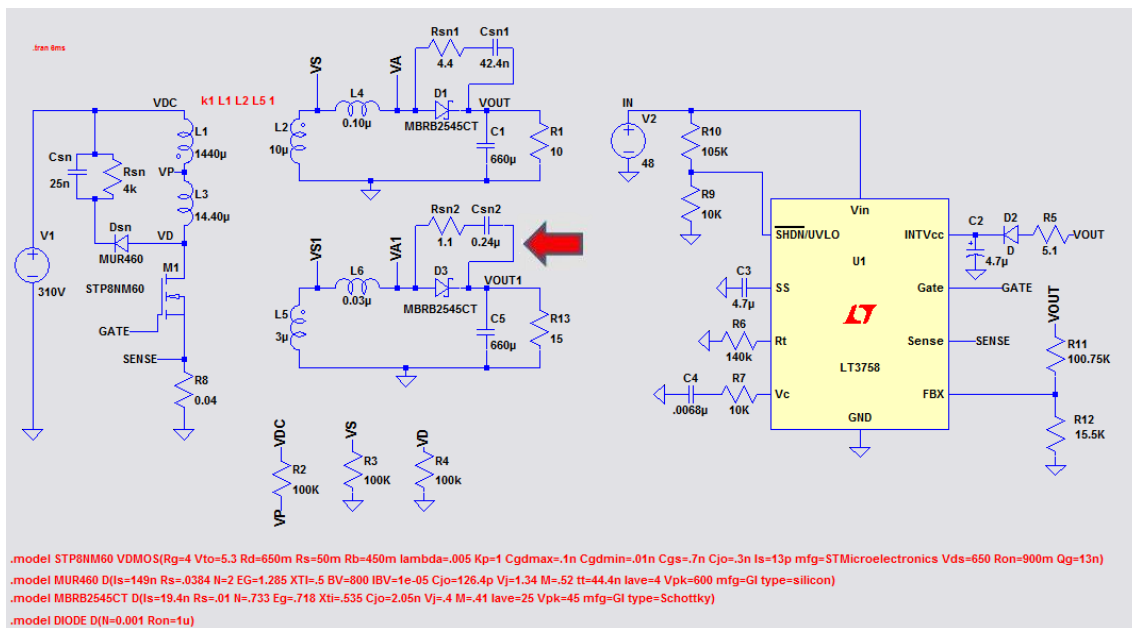


Figura 106 Circuito con entrambe gli snubber.

Ripetiamo l'analisi del funzionamento, osservando le eventuali diversità derivanti dall'inserimento del secondo snubber.

Le due tensioni all'uscita non subiscono nessuna modifica, hanno andamenti identici a quelli di figura 100.

La figura 107 è l'equivalente dell'immagine 92, ottenuta dal circuito con il doppio snubber. Confrontandole si notano sostanziali differenze tra le forme d'onda teoriche e quelle, ottenute dalla simulazione. Nell'immagine sottostante sono state evidenziate le nuove deformazioni, assenti nella precedente figura 104.

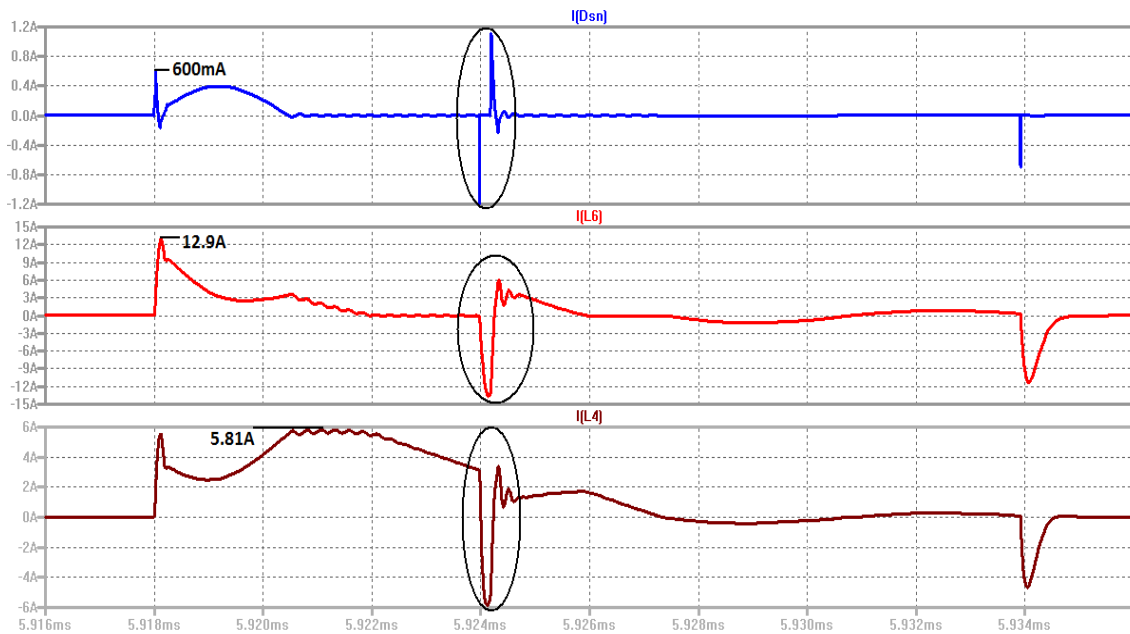


Figura 107 Forme d'onda simulate delle correnti dopo l'inserimento del doppio snubber.

La figura 108 mostra le forme d'onda delle tensioni di breakdown ai capi dei due diodi ai secondari. Confrontate alle caratteristiche di figura 105 si notano le differenze sia grafiche, sia dal punto di vista dei picchi massimi che raggiungono in inversa. Le forme d'onda sono così diverse per il fatto che il controllore entra in protezione dopo che è stato introdotto C_{sn2} . Infatti, osservando l'andamento del segnale di GATE, che ricordiamo essere gestito dal LT3758, si nota come a fasi alterne gli intervalli T_{ON} abbiano durata differente. Nello specifico quando questa è più breve significa che il controllore è intervenuto spegnendo immediatamente il MOS in quanto vi ha identificato una sovracorrente che si chiude proprio sugli snubbers appena inseriti.

Invece per quanto riguarda i valori massimi che le due tensioni di breakdown raggiungono, si può osservare che quella ai capi del diodo D_3 si riduce di circa 3 V garantendo così un margine di sicurezza più ampio, quella ai capi di $D1$ diventa ancor più negativa avvicinandosi molto al limite dei -45 V che si trova nel datasheet.

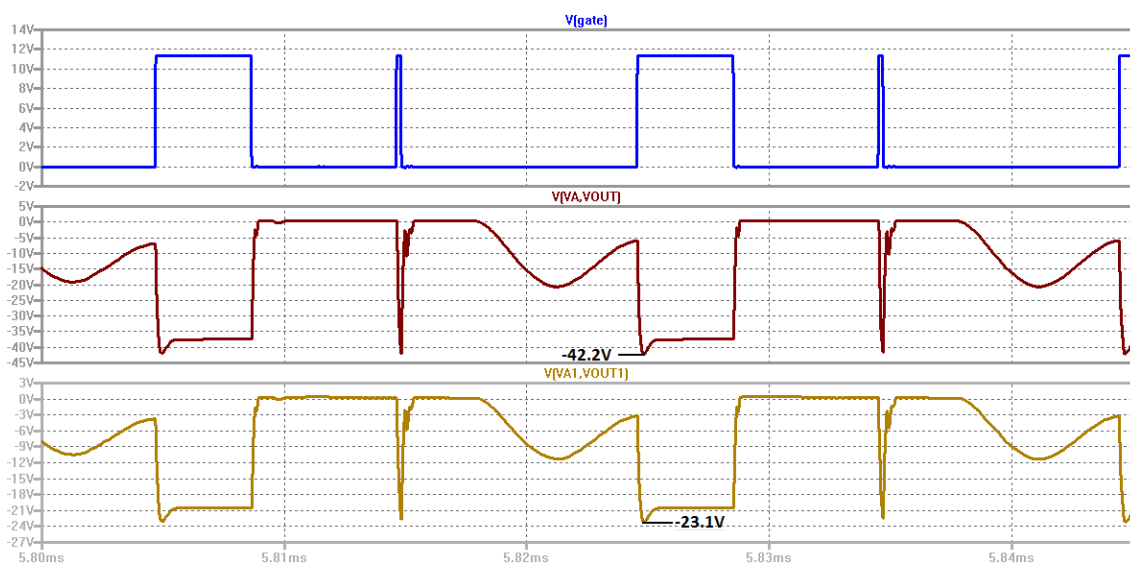


Figura 108 Forme d'onda delle tensioni di breakdown ai capi dei due switch ai secondari.

Ovviamente essendo il GATE a controllare le accensioni e gli spegnimenti di tutti gli switch del circuito, anche tutte le restanti forme d'onda di tensione e corrente che abbiamo visionato nei capitoli precedenti sono soggette a comportamenti anomali. La figura 109 è un esempio di come cambiano le caratteristiche della tensione e della corrente sull'avvolgimento primario. Si può chiaramente vedere che la corrente sul MOS (I_{L1} , terza traccia) presenta un picco molto elevato alla accensione che potrebbe determinare il pronto intervento di spegnimento da parte del controllore.

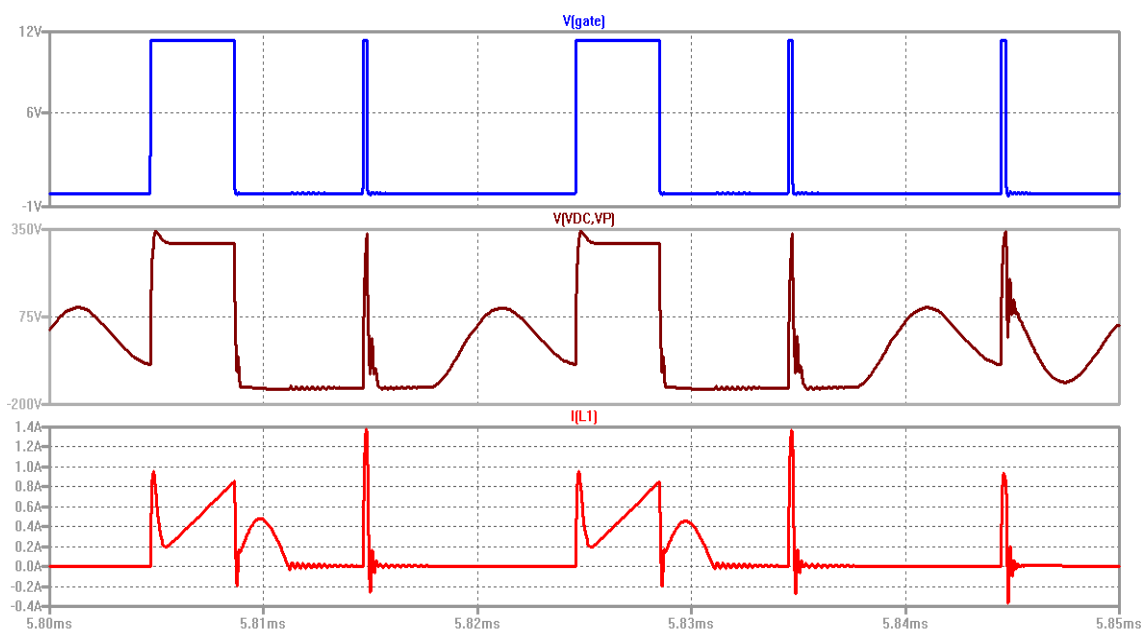


Figura 109 Forme d'onda di tensione e corrente al primario, deformate dall'inserimento del secondo circuito di snubber.

A fronte di tutte le considerazioni fatte poco sopra, scegliamo di non inserire l'ulteriore snubber ai capi dello switch D_3 in quanto a tutti gli effetti risulterebbe in parallelo a quello già presente: in pratica un unico circuito di snubber su una qualunque uscita assolve al compito per tutte le uscite ed andrebbe dimensionato con questa consapevolezza. L'aver introdotto un ulteriore snubber in parallelo ha consentito la libera circolazione di guizzi di corrente la cui ampiezza però manda in protezione il controllore e può mettere in crisi il MOS.

In conclusione la figura 110 mostra il circuito definitivo del convertitore flyback, al termine della tesi di progetto.

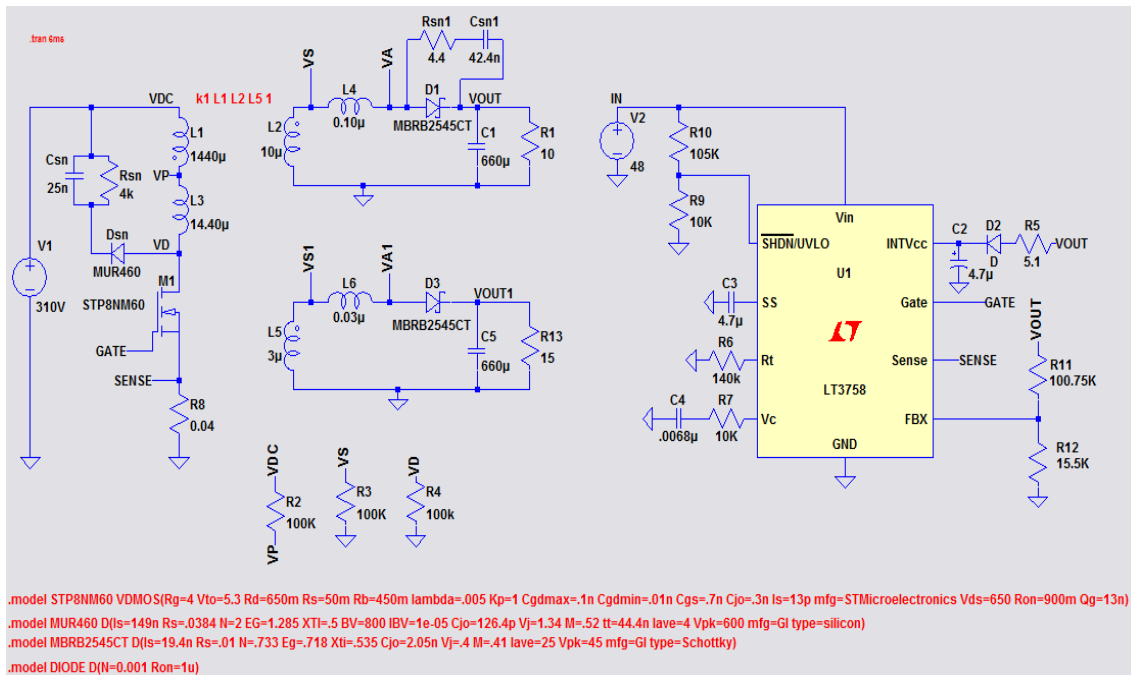


Figura 110 Circuito del convertitore flyback al termine della tesi di progetto.

Conclusioni

Lo scopo di questa tesi è stato quello di analizzare in modo molto approfondito il funzionamento del convertitore flyback in ogni sua parte, avvalendosi anche dell'ausilio del software per la simulazione circuitale LTSPICE.

Una prima trattazione prevalentemente teorica ha permesso di comprenderne i principi di funzionamento, analizzando inizialmente il circuito nella configurazione ideale, osservando le differenze tra funzionamento continuo (CCM) e discontinuo (DCM). Sono stati poi inseriti uno a uno gli elementi parassiti per approssimare sempre meglio il reale comportamento del circuito, evidenziandone gli effetti e includendo le necessarie contromisure circuitali a salvaguardia dei componenti soggetti a stress altrimenti inaccettabili. Al fine di valutare il comportamento dinamico in una situazione realistica è stato introdotto anche un tipico controllore retroazionato con regolazione della corrente e circuito di soft-start.

L'ultima parte dell'elaborato tratta l'inserimento della multiuscita, caratteristica molto comune nei convertitori flyback in quanto di agevolissima realizzazione. Sulla base di quest'ultima analisi possiamo affermare che l'uscita la cui tensione non viene confrontata con il riferimento fornisce al carico una tensione molto altalenante nei valori a seconda delle diverse condizioni di carico presenti sia sulla uscita medesima (quella non regolata) sia sulla uscita regolata. Per questo motivo sarebbe bene prevedere per le tensioni di uscita non controllate degli ulteriori stadi stabilizzatori, soprattutto se si deve alimentare dispositivi che richiedono tensione stabile e precisa come ad esempio un microprocessore.

Tra tutti i convertitori che operano in commutazione il flyback è quello maggiormente impiegato per applicazioni a bassa potenza che necessitino di isolamento o di uscite multiple. È scelto per il basso numero di componenti necessari per la realizzazione, per la sua economicità, per la semplicità del controllo, dato che si deve pilotare un unico switch. Tuttavia non è così semplice da progettare come potrebbe sembrare. In particolare è molto complesso dimensionare in modo ottimale il trasformatore che deve essere il giusto compromesso fra ingombro, potenza erogabile e impatto dei parassiti (disperse) sulle prestazioni complessive del convertitore, rendimento in primis.

ELENCO DELLE FIGURE

INTRODUZIONE

Figura 1 Schema del circuito buck-boost da cui si origina, con l'introduzione dell'isolamento, il circuito flyback..... 5

CAP.1 ANALISI DEL FUNZIONAMENTO DEL FLYBACK IDEALE

Figura 2 Schema circuitale del convertitore flyback ideale: la dispersa L_3 è del tutto trascurabile, switch e diodo sono ideali. 6

Figura 3 Forma d'onda della tensione d'uscita comprensiva del transitorio iniziale. 8

Figura 4 Dettaglio della forma d'onda d'uscita nella condizione di regime. 9

Figura 5 Forma d'onda della tensione sull'avvolgimento primario. 10

Figura 6 Forma d'onda di tensione sull'avvolgimento secondario. 11

Figura 7 Forma d'onda di tensione ai capi dello switch MYMOSFET. 12

Figura 8 Forma d'onda di tensione ai capi del diodo. 13

Figura 9 Forma d'onda della corrente al secondario. 15

Figura 10 Forma d'onda della corrente al primario. 16

Figura 11 Circuito ideale utilizzato per simulare il funzionamento discontinuo. 17

Figura 12 Forma d'onda della tensione di uscita. 18

Figura 13 Forme d'onda di corrente e tensione al primario in funzionamento discontinuo..... 19

Figura 14 Forme d'onda di corrente e tensione al secondario, in funzionamento discontinuo..... 20

Figura 15 Forma d'onda della tensione ai capi di MYMOSFET, in funzione della corrente a secondario in DCM..... 21

Figura 16 Forma d'onda di tensione sul diodo D1 in DCM. 22

CAP.2 FUNZIONAMENTO DEL FLYBACK IDEALE

Figura 17 Circuito Flyback che include la dispersa L_3 a primario. 23

Figura 18 Forma d'onda di tensione ai capi di L_3 24

Figura 19 Forma d'onda di tensione ai capi dello switch MYMOSFET..... 25

Figura 20 Circuito con dispersa a secondario (quella a primario è trascurabile). 26

Figura 21 Forma d'onda di tensione sul primario..... 27

Figura 22 Forma d'onda di tensione sull'avvolgimento secondario. 28

Figura 23 Forma d'onda di tensione sull'induttanza parassita al secondario..... 28

Figura 24 Forma d'onda di tensione sul diodo D1..... 29

Figura 25 Circuito con entrambe le induttanze parassite a primario e a secondario. 30

Figura 26 Forma d'onda di tensione ai capi di MYMOSFET. 31

Figura 27 Circuito comprendente il ramo che simula la tensione di breakdown. 32

Figura 28 Forma d'onda di tensione ai capi di MYMOSFET, con il picco limitato alla tensione di breakdown del mosfet. 33

Figura 29 Forma d'onda della tensione sull'avvolgimento primario. 33

Figura 30 Forma d'onda della tensione sull'avvolgimento secondario.....	34
Figura 31 Forme d'onda caratteristiche della fase di breakdown.	34
Figura 32 Forma d'onda di tensione ai capi di MYMOSFET, caratteristica del funzionamento DCM.	35
Figura 33 Forme d'onda delle tensioni ai capi dei due avvolgimenti, caratteristiche del funzionamento DCM.....	36
Figura 34 Circuito Flyback dopo l'introduzione del diodo Schottky.....	38
Figura 35 Forma d'onda della tensione d uscita.	39
Figura 36 Forma d'onda di tensione a primario dopo l'inserimento del diodo reale.	39
Figura 37 Dettaglio del ripple presente a primario.....	40
Figura 38 Forma d'onda al secondario.	40
Figura 39 Circuito comprensivo dei resistori di smorzamento delle oscillazioni.	41
Figura 40 Forma d'onda di tensione al primario e al secondario dopo l'inserimento dei resistori di smorzamento delle oscillazioni.	42
Figura 41 Forma d'onda di corrente sul diodo D1: si nota bene la presenza di correnti di recovery (negative) sul diodo.....	43
Figura 42 Forma d'onda di tensione sul diodo D1 a secondario: si nota la presenza di picchi pericolosi.	44
Figura 43 Forma d'onda della corrente a secondario: esiste un ringing di corrente durante il T_{ON}	45
Figura 44 Forma d'onda della corrente a primario: esiste un ringing di corrente durante il T_{ON}	45
Figura 45 Forme d'onda delle tensioni al secondario successive all'inserimento del diodo D1, caratteristiche del funzionamento DCM.....	46
Figura 46 Forme d'onda delle tensioni al primario successive all'inserimento del diodo D1, caratteristiche del funzionamento DCM.....	47
Figura 47 Forma d'onda della corrente al primario successiva all'inserimento del diodo D1, caratteristica del funzionamento DCM.....	47
Figura 48 Circuito con transistor N-MOS.....	48
Figura 49 Forma d'onda di tensione ai capi di M1.....	49
Figura 50 Forme d'onda che descrivono la risonanza che coinvolge la capacità del MOS durante il periodo T_{OFF}	50
Figura 51 Forma d'onda della tensione VD migliorata.	51
Figura 52 Forme d'onda di tensione ai capi dei due avvolgimenti.....	51
Figura 53 Forma d'onda di corrente al secondario.	52
Figura 54 Forma d'onda di corrente a primario.....	52
Figura 55 Forme d'onda delle tensioni successive all'inserimento del transistor M1.....	53
Figura 56 Forma d'onda della corrente a primario, successiva all'inserimento di M1.....	53

Figura 57 Circuito Flyback comprensivo del circuito di clamper della tensione sul MOS.	57
Figura 58 Forme d'onda che descrivono il funzionamento del clamper.	58
Figura 59 Forma d'onda di tensione ai capi del transistor M1.	59
Figura 60 Forma d'onda della tensione ai capi di M1, successiva all'inserimento del clamper, in un regime CCM.	60
Figura 61 Forma d'onda della tensione ai capi di M1 successiva all'inserimento del clamper, caratteristica del funzionamento DCM.	60
Figura 62 Circuito contenente lo snubber al secondario con la coppia RC di riferimento.	62
Figura 63 Forma d'onda di tensione sul diodo D1 al secondario.	63
Figura 64 Forma d'onda di tensione ai capi del diodo D1 dopo l'inserimento dello snubber RC.	64
Figura 65 Forma d'onda della tensione ai capi di M1.	65
Figura 66 Forma d'onda di tensione ai capi del diodo D1 successiva all'inserimento dello snubber al secondario, caratteristica del funzionamento DCM.	66
Figura 67 Forma d'onda di tensione ai capi di M1 successiva all'inserimento dello snubber al secondario, caratteristica del funzionamento DCM.	66
Figura 68 Forme d'onda delle correnti, successive all'inserimento dello snubber in parallelo al diodo a secondario	67
CAP.3 INSERIMENTO DEL CONTROLLORE LT3758	
Figura 69 Circuito Flyback comprensivo del controllore LT3758.	70
Figura 70 Forma d'onda del segnale di GATE prodotto dal controllore allo start-up.	71
Figura 71 Forma d'onda della tensione d'uscita.	71
Figura 72 Circuito completo.	73
Figura 73 Forma d'onda di tensione ai capi dell'avvolgimento a primario (CCM).	74
Figura 74 Forma d'onda di tensione ai capi di M1 (CCM).	74
Figura 75 Forma d'onda della corrente al primario (CCM).	75
Figura 76 Forma d'onda della tensione ai capi dell'avvolgimento al secondario (CCM).	75
Figura 77 Forma d'onda di tensione ai capi del diodo D1 (CCM).	75
Figura 78 Forma d'onda della tensione d'uscita.	76
Figura 79 Forma d'onda della corrente al secondario (CCM).	76
Figura 80 Forma d'onda della tensione d'uscita, caratteristica del funzionamento DCM.	77
Figura 81 Forma d'onda di tensione ai capi dell'avvolgimento a primario (DCM).	77
Figura 82 Forma d'onda di tensione ai capi dello switch a primario (DCM).	78
Figura 83 Forma d'onda di corrente al primario (DCM).	78

Figura 84 Forma d'onda di tensione ai capi dell'avvolgimento al secondario (DCM).	79
Figura 85 Forma d'onda di tensione ai capi dello switch al secondario.	79
Figura 86 Forma d'onda della corrente sull'avvolgimento secondario.	79
Figura 87 Circuito per la simulazione di un carico variabile.	80
Figura 88 Forma d'onda di corrente del segnale generato da I_1	81
Figura 89 Ingrandimento della forma d'onda d'uscita, all'attivazione del generatore di corrente.	81
Figura 90 Circuito con l'alimentazione modificata.	82
Figura 91 Forma d'onda di tensione dell'alimentazione.	82

CAP.4 LA MULTIUSCITA

Figura 92 Forme d'onda teoriche di riferimento (caso DCM).	86
Figura 93 Circuito multiuscita.	87
Figura 94 Forme d'onda delle tensioni alle uscite.	88
Figura 95 Forme d'onda delle correnti nella simulazione in CCM.	89
Figura 96 Forme d'onda delle tensioni alle uscite (la regolata in CCM e l'altra in DCM).	90
Figura 97 Forme d'onda simulate delle correnti.	91
Figura 98 Forme d'onda delle tensioni alle uscite (la regolata in DCM e l'altra in CCM).	92
Figura 99 Forme d'onda simulate delle correnti.	93
Figura 100 Forme d'onda delle tensioni alle uscite.	94
Figura 101 Forme d'onda simulate delle correnti.	95
Figura 102 Forme d'onda delle tensioni di breakdown ai capi dei due switch ai secondari.	96
Figura 103 Circuito dopo l'inserimento dello snubber.	97
Figura 104 Forme d'onda simulate delle correnti.	98
Figura 105 Forme d'onda delle tensioni di breakdown ai capi dei due switch ai secondari.	99
Figura 106 Circuito con entrambe gli snubber.	100
Figura 107 Forme d'onda simulate delle correnti dopo l'inserimento del doppio snubber.	101
Figura 108 Forme d'onda delle tensioni di breakdown ai capi dei due switch ai secondari.	102
Figura 109 Forme d'onda di tensione e corrente al primario, deformate dall'inserimento del secondo circuito di snubber.	103
Figura 110 Circuito del convertitore flyback al termine della tesi di progetto. .	104

ELENCO DELLE TABELLE

Tabella riassuntiva delle simulazioni effettuate per identificare lo snubber adatto.	63
---	----

BIBLIOGRAFIA

[1] Fairchild semiconductor, *AN-4147: Design Guidelines for RCD snubber of Flyback Converters.*

[2] University of California, Irvine, CA92697,USA. *Dept. of Electrical & Computer Engineering: Cross Regulation in Flyback Converters, Analytic model.*

Chuanwen Ji and Keyue M. Smedley

Datasheet MOTOROLA MBR2545CT

Datasheet LINEAR TECHNOLOGY LT3758/LT3758A