



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA



**DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE**

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA**

**“STUDIO DI UN CONVERTITORE BOOST MULTILIVELLO A  
CONDENSATORI FLOTTANTI”**

**Relatore: Prof. Simone Buso**

**Laureando: Matteo Rosatti**

**ANNO ACCADEMICO 2021 – 2022**

**Data di laurea 12/12/2022**



# Indice

<b>Lista degli acronimi</b>	<b>iii</b>
<b>1 Introduzione</b>	<b>1</b>
<b>2 Convertitore multilivello a condensatori flottanti</b>	<b>3</b>
2.1 Principio di funzionamento . . . . .	3
2.2 Dimensionamento dei componenti . . . . .	4
<b>3 Caso di studio</b>	<b>7</b>
3.1 Specifiche di progetto . . . . .	7
3.2 Simulazione del circuito . . . . .	8
<b>4 Caratterizzazione perdite interruttori GaN</b>	<b>13</b>
4.1 eGaN HEMT . . . . .	13
4.2 Modello perdite del circuito . . . . .	13
4.3 EPC2302 . . . . .	17
4.4 EPC2033 . . . . .	24
4.5 EPC2034C . . . . .	31
<b>Conclusioni</b>	<b>39</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>41</b>



# Lista degli acronimi

**FCML** multilivello a condensatori flottanti

**GaN** nitruro di gallio

**HEMT** transistor ad alta mobilità elettronica

**NPC** neutral-point clamped

**MMC** modular multilevel converter

**PD** proporzionale-derivativo

**PI** proporzionale-integrale

**PSPWM** modulazione PWM a portanti sfasate

**PWM** modulazione della larghezza di impulso

**Si** silicio

**SiC** carburo di silicio

**WBG** wide bandgap

**ZVS** zero voltage switching



## **Sommario**

Un'elevata efficienza e un'alta densità di potenza sono diventate caratteristiche fondamentali dei convertitori impiegati nell'industria odierna. In quelle applicazioni richiedenti potenze e tensioni sempre più elevate, tali requisiti non possono essere soddisfatti con una sola coppia di interruttori, incapaci di garantire prestazioni adeguate.

In questi scenari, si ricorre all'impiego di convertitori multilivello, che consentono di ridurre le tensioni di stress dei dispositivi di potenza e aumentare la frequenza vista dall'induttanza di filtro, così da ridurre le dimensioni di quest'ultima mantenendo un'elevata efficienza e aumentando significativamente la densità di potenza del convertitore rispetto alle soluzioni tradizionali.

Lo scopo di questa tesi è di presentare i convertitori multilivello a condensatori flottanti (FCML) e il loro funzionamento. In particolare, usando come caso di studio una topologia di tipo Boost a 5 livelli con transistor ad alta mobilità elettronica (HEMT) al nitruro di gallio (GaN), vengono messe in evidenza le caratteristiche e i vantaggi di questa topologia attraverso la loro analisi, oltre alla validazione dei risultati ottenuti tramite simulazione e test in laboratorio.





# Capitolo 1

## Introduzione

Negli ultimi anni, numerosi sforzi sono stati condotti in campo industriale e accademico al fine di ridurre le dimensioni e il peso dei convertitori impiegati in applicazioni mobili e stazionarie, residenziali e commerciali, come ad esempio impianti fotovoltaici interfacciati alla rete o sistemi di ricarica dei veicoli elettrici. Convertitori più leggeri e più piccoli possono infatti ridurre le dimensioni complessive del sistema e i costi associati ad installazione, funzionamento e manutenzione. Possono inoltre esistere applicazioni in cui un'elevata densità di potenza e/o una elevata potenza specifica risultino elementi imprescindibili, come nel caso dei motori elettrici ad alta densità presenti nei moderni velivoli. Inoltre, è preferibile mantenere elevati livelli di efficienza, in quanto, riducendo le perdite e il conseguente calore generato, possono essere minimizzate le dimensioni introdotte dai sistemi di raffreddamento impiegati.

All'aumentare dei livelli di potenza e di tensione, l'impiego di soluzioni tradizionali, come topologie Buck/Boost e di ponti interi/ad H, risulta inadatto per i fini sopracitati: da un lato, l'attività di filtraggio richiederebbe componenti reattivi ingombranti per via del loro dimensionamento, salvo aumentare la frequenza di commutazione, operazione che inevitabilmente comporterebbe un aumento delle perdite ad essa associate; dall'altro, i dispositivi di potenza dovrebbero sopportare elevate tensioni di stress, portando così all'impiego di transistor ad alta tensione.

In questo scenario, vengono introdotti i convertitori multilivello [1], in grado di commutare a velocità più contenute sfruttando l'effetto di moltiplicazione in frequenza, consentendo così di ridurre le dimensioni degli elementi reattivi, e di garantire tensioni di stress sugli interruttori inferiori. I vantaggi offerti da questo tipo di soluzioni consentono inoltre di sfruttare al meglio l'impiego di semiconduttori wide bandgap (WBG), come nitruro di gallio (GaN) e carburo di silicio (SiC), caratterizzati da figure di merito migliori rispetto alla controparte in silicio (Si), e consentendo così di aumentare la densità di potenza del sistema.

In letteratura, sono presenti diverse soluzioni circuitali di questo tipo, tra cui il neutral-point clamped (NPC), il capacitor-clamped, il modular multilevel converter (MMC) [2] e i convertitori multilivello a condensatori flottanti (FCML) [3, 4, 5]: mentre le prime due topologie vengono impiegate con un basso numero di livelli in quanto il numero di dispositivi di clamp impiegati nella loro realizzazione cresce in maniera quadratica all'aumentare dei livelli, aumentando considerevolmente la complessità e le dimensioni del sistema, le altre due possono essere impiegate con un elevato numero di livelli. In particolare, i convertitori FCML consentono di raggiungere densità di potenze superiori rispetto ai MMC in quanto i requisiti di dimensionamento vengono soddisfatti con vincoli inferiori, rendendoli una soluzione particolarmente interessante per i fini sopracitati.

Nel seguito della tesi verranno descritti i convertitori FCML e il loro principio di funzionamento. Nello specifico, verrà descritta e analizzata una topologia di tipo Boost a 5 livelli con transistor ad alta mobilità elettronica (HEMT) di tipo GaN, le cui prestazioni vengono valutate attraverso simulazioni e test eseguiti in laboratorio.

In particolare, nel Capitolo 2 verrà presentata l'analisi statica dei convertitori FCML di tipo Boost, nel Capitolo 3 verrà presentato un caso di studio, nel Capitolo 4 verranno presentati i GaN-HEMT e un modello per caratterizzarne le perdite, con le relative metriche di prestazione e i risultati ottenuti mentre, nell'ultima sezione, si discuteranno le principali conclusioni.

# Capitolo 2

## Convertitore multilivello a condensatori flottanti

In questo capitolo si entra nel dettaglio della struttura e del funzionamento di un regolatore DC-DC FCML, in termini di analisi statica ed equazioni di dimensionamento dei componenti.

### 2.1 Principio di funzionamento

Lo schema di un regolatore DC-DC FCML di tipo Boost viene riportato in figura 2.1.

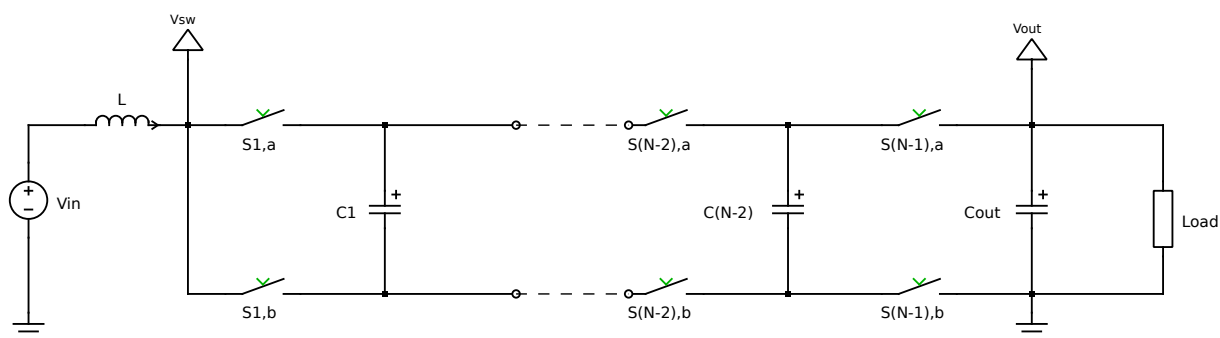


Figura 2.1: Rappresentazione di un convertitore DC-DC FCML a N-livelli

Definito un certo numero  $N$  di livelli, il circuito è caratterizzato da:

- $(N - 2)$  condensatori flottanti, dove la tensione nominale dell' $i$ -esimo condensatore [6] è pari a

$$V_{C_i} = \frac{i \times V_{out}}{N - 1} \quad (2.1)$$

con  $i = 1, 2, \dots, N - 2$

- $(N - 1)$  coppie di interruttori che, insieme ai condensatori flottanti, costituiscono  $(N - 2)$  blocchi di commutazione, detti comunemente switching cells
- tensione di stress pari a  $\frac{V_{out}}{N-1}$  per ciascun interruttore.

Gli interruttori sono controllati con la modulazione PWM a portanti sfasate (PSPWM)[7]. Ciascun interruttore è controllato da un segnale a modulazione della larghezza di impulso (PWM) sfasato di  $\frac{360^\circ}{N-1}$  rispetto al segnale PWM adiacente, come mostrato in figura 2.2.

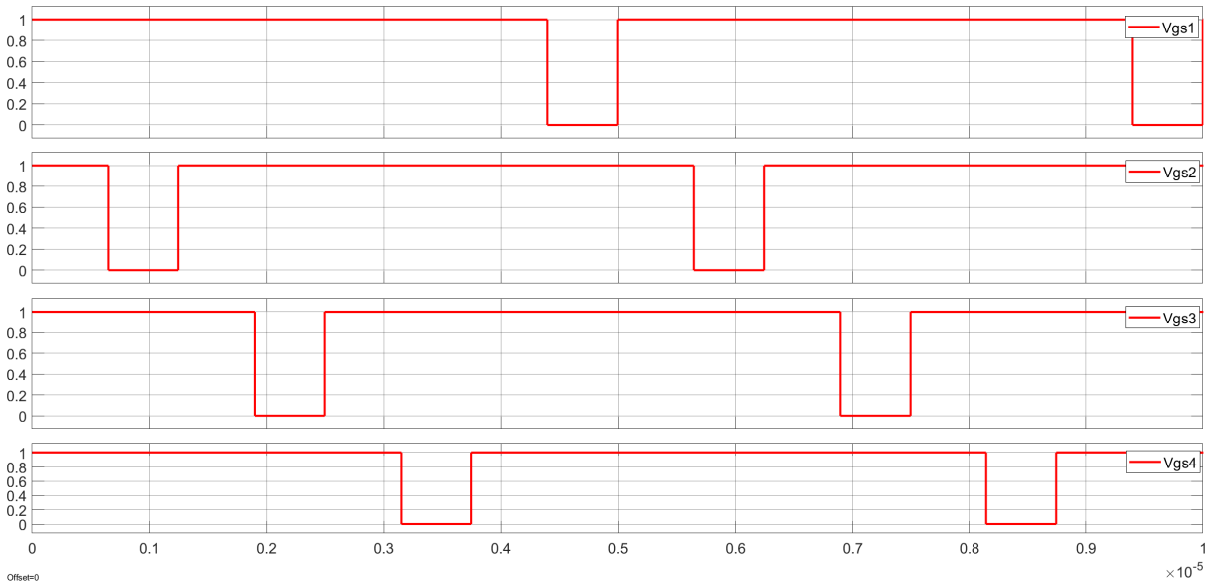


Figura 2.2: Segnali PSPWM a 5 livelli

In particolare, i segnali degli interruttori della fase "a", aventi duty-cycle  $D$ , sono complementari a quelli della fase "b", aventi duty-cycle  $1 - D$ , facendo sì che il valor medio della tensione di uscita  $V_{out}$  sia pari a  $\frac{V_{in}}{1-D}$ . L'impiego di questo tipo di modulazione consente di ottenere il bilanciamento naturale dei condensatori flottanti. Sono presenti in letteratura diverse tecniche di modulazione [8] e di controllo attivo [9, 10] al fine di garantire il bilanciamento dei condensatori che però non verranno trattate nel corso di questa tesi. Si rimanda alla bibliografia per approfondimenti.

## 2.2 Dimensionamento dei componenti

Il vantaggio principale nell'impiego di questa topologia è la riduzione della dimensione dell'induttanza di filtro. In figura 2.3 viene riportato un esempio di tensione di nodo di switching  $V_{sw}$  nel caso di  $N = 5$  livelli, tensione di uscita  $V_{out} = 400V$  e frequenza di commutazione  $f_{sw} = 200kHz$ . Come si può osservare, la tensione commuta tra 0 e  $\frac{V_{out}}{N-1}$ , a differenza di un convertitore Boost tradizionale in cui la commutazione avviene tra 0 e  $V_{out}$ . Inoltre, la frequenza di

commutazione vista dall'induttore risulta essere pari a  $(N - 1) \times f_{sw}$ , facendo sì che, nel caso peggiore, l'espressione del ripple di corrente dell'induttore  $\Delta i_L$  risulta essere la seguente

$$\Delta i_L = \frac{V_{out}}{4 \times (N - 1)^2 \times f_{sw} \times L} \quad (2.2)$$

Nel caso in cui  $N = 2$ , si ritrova la medesima espressione del convertitore di Boost tradizionale.

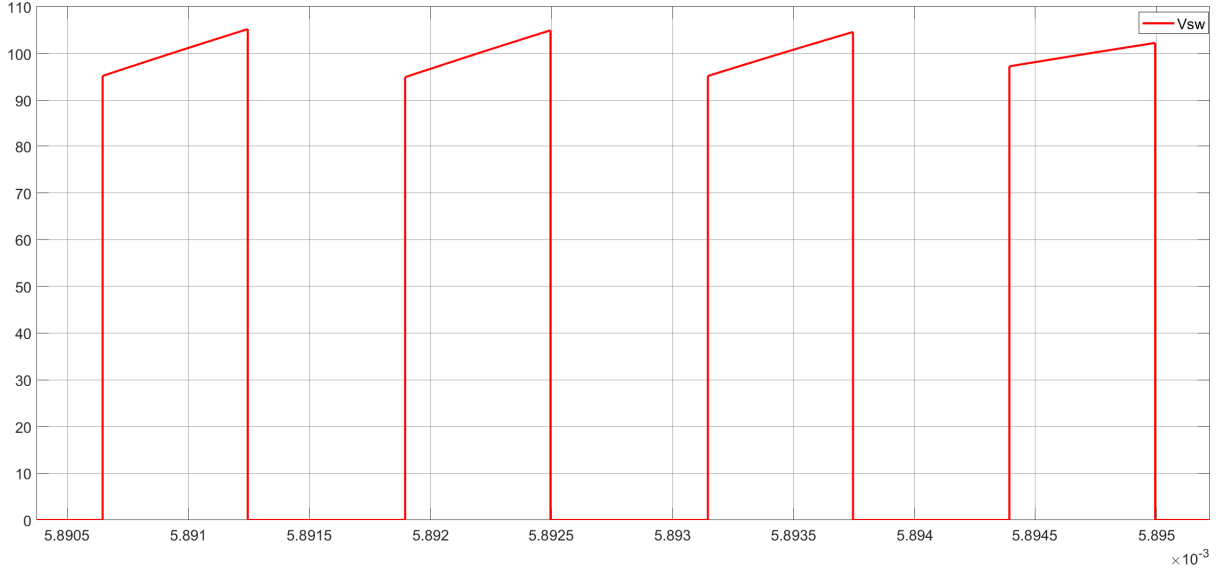


Figura 2.3: Esempio forma d'onda  $V_{sw}$

Per quanto riguarda il dimensionamento dei condensatori flottanti, occorre innanzitutto notare come le variazioni della carica dei condensatori dipendano dalla corrente dell'induttore  $i_L$  e dall'intervallo di carica/scarica nel quale i condensatori sono connessi al circuito. In particolare, il tempo di carica e scarica di ciascun condensatore dipende dal punto operativo del convertitore ed è possibile dimostrare come il caso peggiore si ha quando il duty-cycle è compreso nell'intervallo  $1 - N < D < 1 - 1/(N - 1)$ , per il quale il tempo di carica e scarica sono massimi e pari  $1/(N - 1) \times f_{sw}$ . In queste condizioni, la variazione di tensione  $\Delta V_{C_i}$  risulta pari a

$$\Delta V_{C_i} = \frac{I_{out}}{f_{sw} \times C_i} \quad (2.3)$$

dove  $I_{out}$  rappresenta la corrente assorbita dal carico. Si noti come la capacità che si ottiene risulta indipendente dal numero dei livelli.



# Capitolo 3

## Caso di studio

In questo capitolo viene progettato lo schema elettrico di un convertitore FCML Boost a 5 livelli, con la scelta dei componenti e la simulazione del circuito in ambiente MATLAB/Simulink per la verifica delle specifiche.

### 3.1 Specifiche di progetto

Si vuole realizzare un convertitore FCML di tipo Boost con  $N = 5$  livelli, potenza di uscita  $P_o = 1,5 kW$ , tensione di uscita  $V_o = 400 V$  e una frequenza di commutazione  $f_{sw} = 200 kHz$ . Come alimentazione, viene scelta una tensione di ingresso  $V_{DC} = 48 V$ , imponendo così un duty-cycle  $D$  pari al 88%. La corrente assorbita dal carico, invece, è pari a  $I_o = P_o/V_o = 3,75 A$  e considerando il circuito senza perdite, la corrente DC erogata dall'alimentatore, coincidente con il valore medio della corrente nell'induttore, risulta pari a  $I_L = 31,25 A$ . Definite le specifiche, in accordo con quanto riportato nel capitolo 2, si avranno:

- 3 condensatori flottanti, le cui tensioni nominali saranno date dall'equazione (2.1)

$$V_{C_i} = \frac{i \times 400}{4} \quad (3.1)$$

con  $i = 1, 2, 3$

- 8 interruttori, ciascuno dei quali caratterizzato da una tensione di stress di 100V.

Per quanto riguarda il dimensionamento di induttore e condensatori flottanti, si può ricorrere alle equazioni (2.2) e (2.3) definite per il caso peggiore. Considerando valori di ripple circa pari al 5% delle rispettive componenti DC, ovvero  $\Delta i_L = 0,05 \times I_L = 1,5625 A$  e  $\Delta V_{C_i} = 0,05 \times V_{C_i} = 5 V$ , si ottengono rispettivamente  $L = 20 \mu H$  e  $C_i = 3,75 \mu F$ .

## 3.2 Simulazione del circuito

In figura 3.1 viene riportato lo schematico PLECS del convertitore Boost multilivello che si vuole simulare.

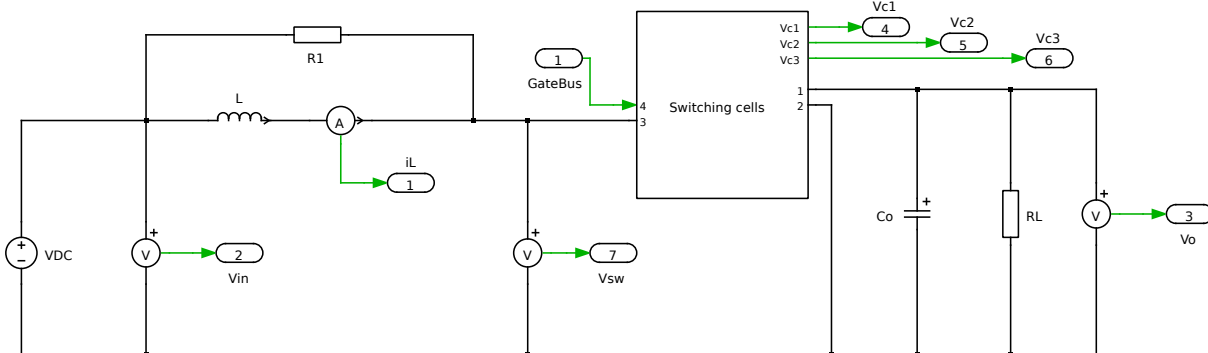


Figura 3.1: Convertitore FCML di tipo Boost

Dal confronto con lo schema presentato in figura 2.1, si può notare la presenza di una resistenza  $R_1$  da  $50\Omega$  posta in parallelo all'induttore  $L$  in quanto, nonostante la correttezza delle condizioni iniziali imposte, PLECS, all'avvio della simulazione, rileva una discontinuità nella corrente dell'induttore alla prima commutazione del circuito. Per ovviare a tale problema, è sufficiente garantire un'altro percorso di corrente. Gli altri elementi sono i medesimi riportati nella sezione 2.1, ovvero la tensione d'ingresso qui indicata come  $V_{DC}$ , il condensatore di uscita  $C_o$  e il carico resistivo  $R_L$  pari a  $P_o/V_o^2$ .

In figura 3.2, invece, viene riportato il sottosistema che implementa la switching cell per ottenere i 5 livelli.

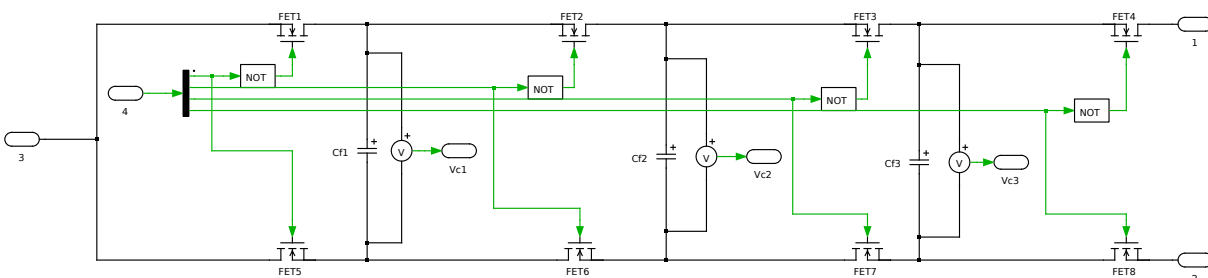


Figura 3.2: Switching cell a 5 livelli

In figura 3.3 vengono riportati gli andamenti della corrente dell'induttore  $i_L$ , della tensione d'uscita  $V_o$  e delle tensioni dei condensatori flottanti. Si può osservare come la frequenza del ripple dell'induttore sia 4 volte la frequenza di commutazione del circuito.



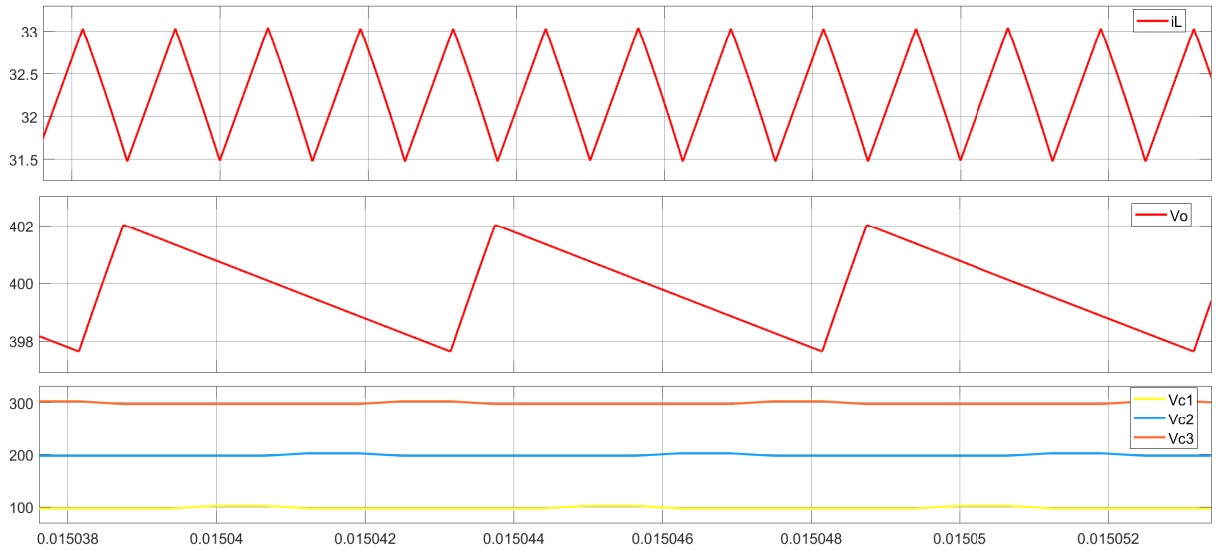


Figura 3.3: Simulazione del FCML a 5 livelli

Mentre nella figura 3.4 viene mostrato in dettaglio l'andamento di  $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$  e  $V_{c3}$ .



Figura 3.4: Tensioni condensatori flottanti

I risultati ottenuti dalla simulazione sono coerenti con quanto predetto dalla teoria.

Si vuole ora simulare il convertitore in catena chiusa, implementando un regolatore di corrente.

E' possibile dimostrare che le dinamiche di un convertitore FCML possono essere approssimate con quelle di un convertitore Boost [11]. A partire da tale risultato, si può scrivere la funzione di trasferimento  $G_{id}(s)$  che lega variazioni del duty-cycle  $\hat{d}$  a variazioni della corrente dell'induttore  $\hat{i}_L$  come

$$G_{id}(s) = \frac{2V_o}{R(1-D)^2} \times \frac{1 + \frac{sRC}{2}}{1 + \frac{sL}{R(1-D)^2} + \frac{s^2LC}{(1-D)^2}} \quad (3.2)$$

che può essere riscritta in forma approssimata come

$$G_{id}(s) = \frac{V_o}{sL} \quad (3.3)$$

Essendo  $G_{id}(s)$  una funzione di trasferimento del primo ordine, non vi sono problematiche legate alla stabilità e pertanto non è richiesto l'impiego di una azione derivativa, ovvero un regolatore proporzionale-derivativo (PD). Si procede pertanto alla progettazione di un regolatore proporzionale-integrale (PI) nella forma

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (3.4)$$

dove  $K_P$  è la costante dell'azione proporzionale mentre  $K_I$  è la costante dell'azione integrale. Imponendo come specifica la pulsazione di attraversamento  $\omega_C$  pari a

$$\omega_C = \frac{2\pi(N-1)f_{sw}}{20} \quad (3.5)$$

ed un adeguato margine di fase (ad esempio  $80^\circ$ ), è possibile ottenere i valori delle due costanti del regolatore, risultanti pari a  $K_P = 12,5664$  e  $K_I = 315,83 \frac{krad}{s}$ . In figura 3.5 viene riportata l'implementazione digitale del regolatore di corrente in ambiente Simulink.

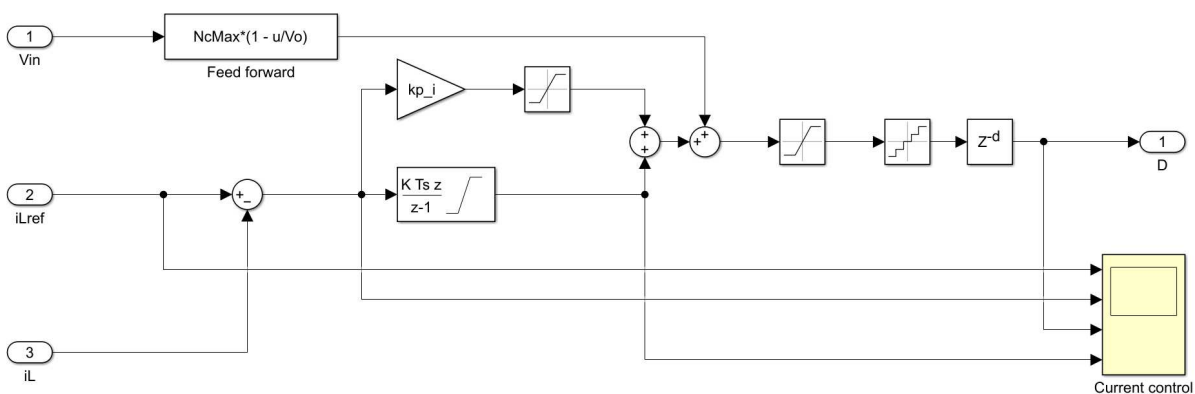


Figura 3.5: Regolatore PI

Poiché la frequenza di campionamento e di aggiornamento dello stato del controllore è molto maggiore della banda passante richiesta, si può trascurare il ritardo di campionamento e gli altri effetti della realizzazione a tempo discreto di un controllore progettato nel continuo.

Per la verifica dei risultati ottenuti, viene simulata la risposta al gradino del sistema, in cui il riferimento di corrente subisce un incremento del 10%, come mostrato in figura 3.6.

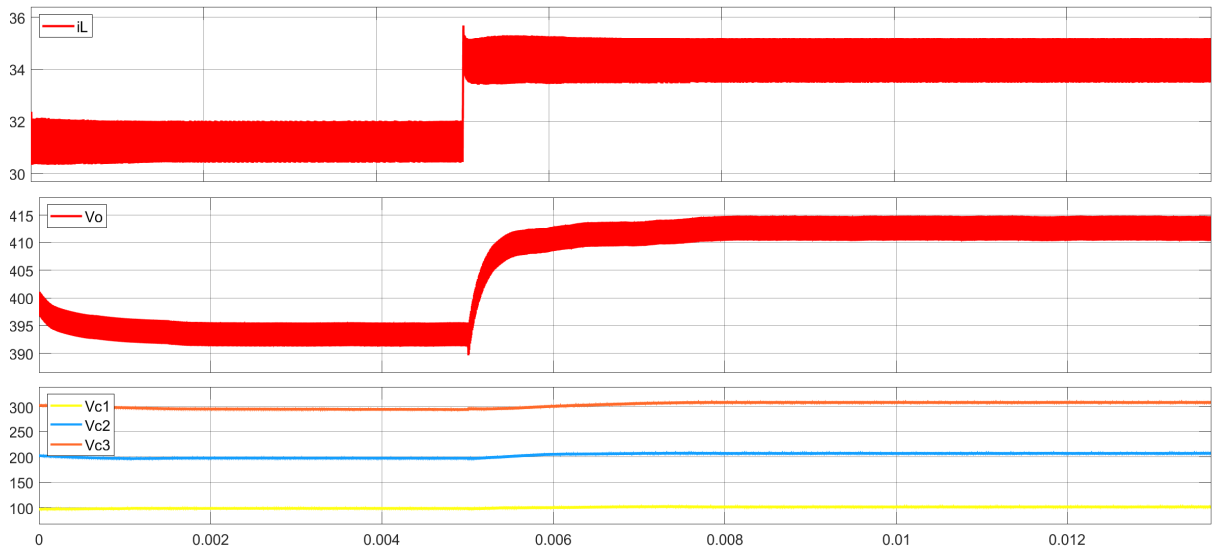


Figura 3.6: Risposta al gradino

In figura 3.7, viene invece riportato il dettaglio all'istante di applicazione del gradino.

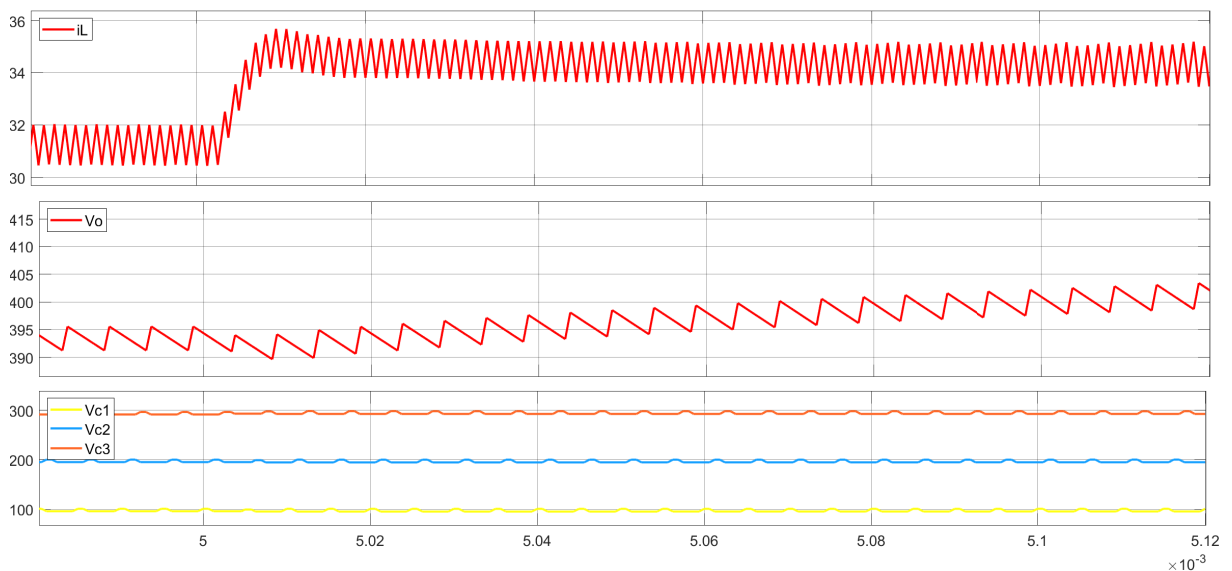


Figura 3.7: Dettaglio risposta al gradino

In figura 3.8, viene infine riportato l'andamento delle stesse forme d'onda a regime.

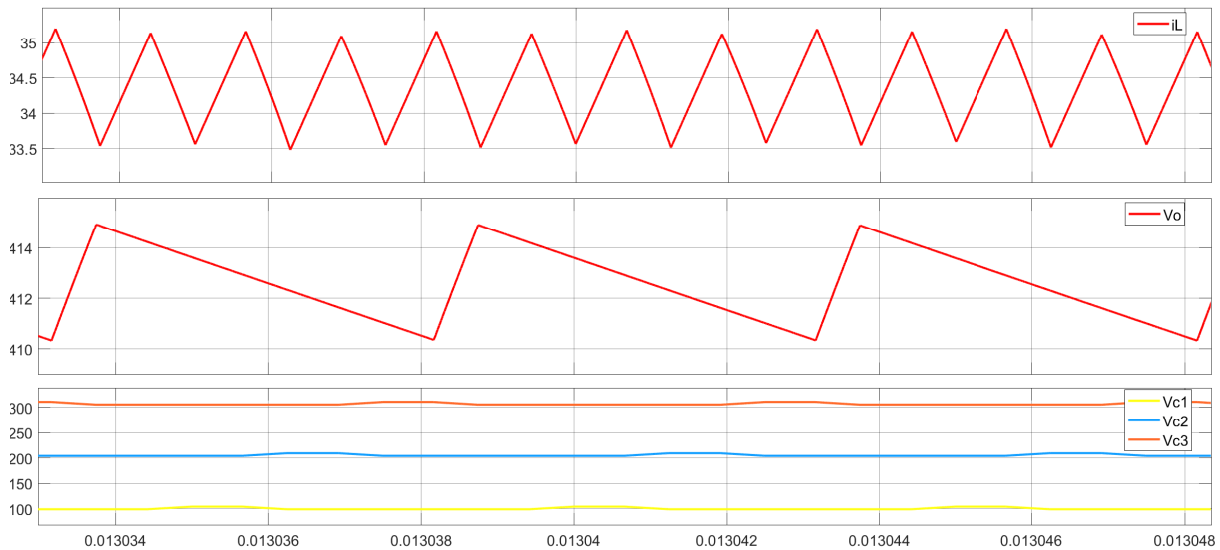


Figura 3.8: Forme d'onda nel nuovo punto operativo

I risultati ottenuti dalla simulazione dimostrano la validità delle ipotesi alla base del progetto del regolatore; tuttavia, si fa notare come il valore a regime della tensione di uscita  $V_o$  sia leggermente inferiore rispetto a quanto previsto dalla teoria. L'errore ottenuto è circa pari all'1,5%, che può essere ricondotto alla presenza della resistenza  $R_1$ , trascurata nella definizione del modello dinamico utilizzato ma pur sempre presente al fine di garantire il corretto funzionamento del circuito.

# Capitolo 4

## Caratterizzazione perdite interruptori GaN

In questo capitolo vengono presentati gli interruptori GaN e valutate le loro prestazioni in termini di perdite. A tale scopo, attraverso una campagna di misure eseguita su di un mezzo ponte costituito da due interruptori GaN con filtro LC, la potenza erogata dall'alimentazione, che coincide con la potenza dissipata all'interno del circuito in esame, viene misurata e si stimano i contributi di ciascun componente dissipativo.

### 4.1 eGaN HEMT

Negli ultimi anni, gli HEMT di tipo GaN sono emersi come una tipologia di interruptori promettenti per ottenere circuiti più efficienti e con una maggiore densità di potenza. Rispetto ai Si-MOSFET, sono caratterizzati principalmente da velocità di commutazione superiori e da perdite inferiori. Infatti, tra le principali caratteristiche degli HEMT, vi è l'assenza del diodo in anti-parallelo; pertanto, le perdite legate al reverse recovery vengono azzerate totalmente. La conduzione inversa all'interno di tali dispositivi avviene per mezzo dello stesso canale attraverso cui si ha la conduzione diretta. Pertanto, in riferimento al funzionamento nel terzo quadrante della caratteristica d'uscita ( $V_{ds}, I_{ds}$ ) del dispositivo, fintanto che la tensione tra gate e source  $V_{gs}$  è minore della tensione di soglia  $V_{th}$ , il transistor si comporta come un diodo, quando  $V_{gs} > V_{th}$ , l'interruttore si accende operando nella cosiddetta regione ohmica inversa.

### 4.2 Modello perdite del circuito

Per valutare le prestazioni degli HEMT, è stato progettato un convertitore Buck con il solo filtro LC, quindi privo di carico DC, in cui il mezzo ponte è costituito da una coppia di HEMT.

In figura 4.1 viene mostrato il circuito sotto esame.

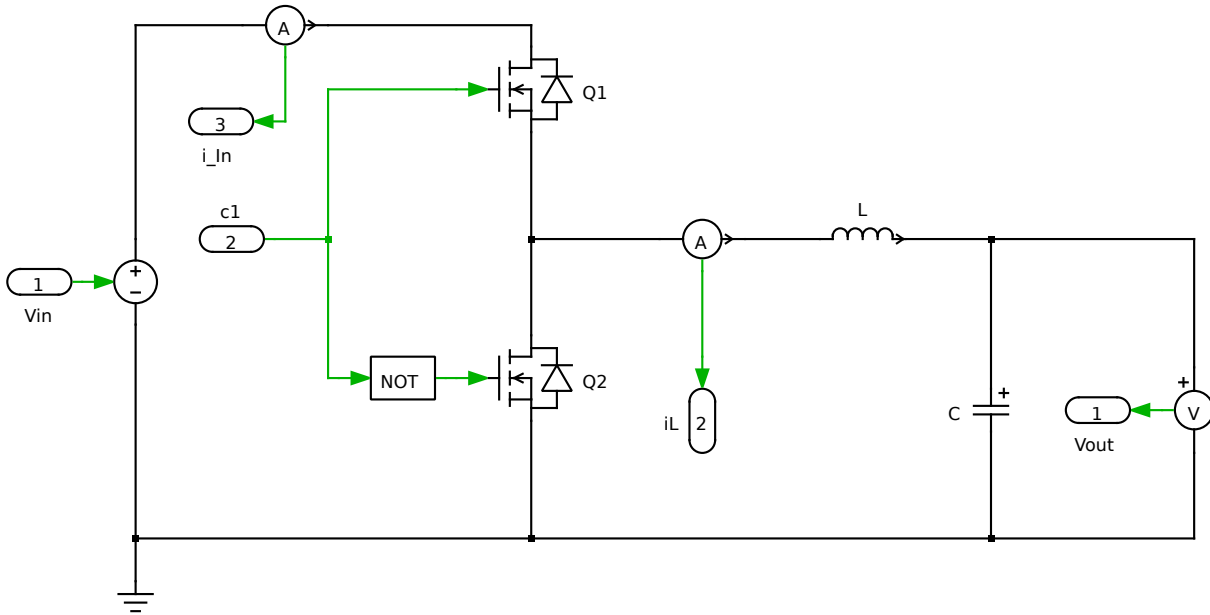


Figura 4.1: Mezzo ponte con filtro LC

Nelle condizioni ideali, tale circuito non assorbe alcuna componente DC in quanto privo di elementi resistivi e/o carichi DC. Tuttavia, la presenza di elementi parassiti di tipo resistivo e le stesse non-idealità degli interruttori, fanno sì che l'alimentazione eroghi effettivamente una potenza continua che viene dissipata all'interno del circuito. Pertanto, dalla conoscenza di tale potenza, è possibile definire un modello che stimi il contributo di ciascuna componente dissipativa. Le perdite totali  $P_{loss}$  possono essere scritte come

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{LC} + P_{VI} + P_{oss} + P_{qoss} + P_{dead-time} + P_{core} \quad (4.1)$$

dove

- $P_{cond}$  rappresenta le perdite dei due interruttori quando in conduzione. Sapendo che la corrente nei transistor ha un andamento pulsante con sovrapposto un ripple lineare [12], si può scrivere:

$$P_{cond} = R_{DS,on} \times (I_{Q1,rms}^2 + I_{Q2,rms}^2) = R_{DS,on} \times \left( I_{in}^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right) \quad (4.2)$$

con  $I_{in}$  che rappresenta la corrente DC erogata dall'alimentazione, molto prossima a zero

- $P_{LC}$  rappresenta la potenza dissipata sulla resistenza parassita  $R_{par}$  del filtro LC. Considerando il valore efficace della corrente  $I_{L,rms}$ , costituita dal solo ripple triangolare, si

ottiene:

$$P_{LC} = R_{par} \times I_{L,rms}^2 = R_{par} \times \frac{\Delta i_L^2}{12} \quad (4.3)$$

- $P_{VI}$  rappresenta la potenza dissipata durante la commutazione degli interruttori:

$$P_{VI} = V_{in} \times \frac{\Delta i_L}{2} \times f_{sw} \times t_{off} \quad (4.4)$$

dove  $t_{off}$ , durata dell'intervallo di spegnimento degli interruttori, può essere stimato come l'intervallo di tempo necessario per scaricare la capacità di ingresso  $C_{iss}$  con una corrente di gate costante  $I_g$ , pari al valor medio di  $i_g(t)$  [13, 14]; pertanto, lo si può scrivere come

$$t_{off} = \frac{Q_g}{I_g} = (R_g + R_{off}) \times \frac{Q_g}{V_{plat}} \quad (4.5)$$

dove  $R_g$  è la resistenza del gate,  $R_{off}$  è la resistenza del gate-driver durante lo spegnimento,  $Q_g$  è la carica totale del gate e  $V_{plat}$  è la tensione di plateau. Si può notare come le perdite di commutazione coincidano con le perdite allo spegnimento dei dispositivi in quanto l'accensione degli stessi avviene in zero voltage switching (ZVS), azzerando pertanto le perdite associate alla loro accensione

- $P_{oss}$  rappresenta la potenza dissipata durante l'accensione degli interruttori dovuta alla scarica del condensatore d'uscita  $C_{oss}$  attraverso il canale del dispositivo stesso [15, 16]:

$$P_{oss} = C_{oss} \times (V_{in} + V_{SD})^2 \times f_{sw} \quad (4.6)$$

dove  $V_{SD}$  rappresenta la tensione di conduzione inversa degli interruttori quando  $V_{gs} < V_{th}$

- $P_{qoss}$  rappresenta la potenza dissipata quando allo spegnimento di uno dei due interruttori, il suo condensatore di uscita  $C_{oss}$  deve essere caricato. Tale corrente di carica scorre attraverso l'altro interruttore del mezzo-ponte introducendo perdite aggiuntive:

$$P_{qoss} = C_{oss} \times (V_{in} + V_{SD})^2 \times f_{sw} \quad (4.7)$$

- $P_{dead-time}$  rappresenta le perdite dovute alla conduzione inversa dei dispositivi quando sono entrambi spenti:

$$P_{dead-time} = V_{SD} \times \Delta i_L \times t_d \times f_{sw} \quad (4.8)$$

dove  $t_d$  rappresenta l'intervallo di tempo durante il quale entrambi gli interruttori risultano spenti, per prevenire la conduzione simultanea e cortocircuitare l'alimentazione

- $P_{core}$  rappresenta le perdite all'interno del nucleo ferromagnetico dell'induttore, vengono stimate attraverso una formula empirica fornita dal produttore:

$$P_{core} = 15 \times 10^{-6} \times f_{sw}^{1,63} \times (0,156 \times \Delta i_L)^{2,62} \quad (4.9)$$

dove  $f_{sw}$  è espressa in kHz.

Tale modello è stato poi impiegato per stimare le perdite di tre diverse schede della EPC, in cui il mezzo ponte è costituito dalle coppie di interruttori EPC2302 [17], EPC2033 [18], EPC2034C [19]. Per ciascuna scheda, sono state eseguite misure con frequenza di commutazione  $f_{sw}$  pari a 150, 175 e 200 kHz e al variare del ripple di corrente  $\Delta i_L$  pari a 5, 10 e 15 A. Il filtro LC è stato realizzato con un induttore B82559A0302A013 della serie ERU 13 della TDK [20] con induttanza pari a  $L = 3 \mu H$  mentre il condensatore di uscita è stato realizzato con un banco di condensatori a film sempre della TDK [21] con una capacità totale pari a  $C = 54 \mu F$ . Attraverso un analizzatore di impedenza, è stata inoltre stimata la resistenza parassita del filtro, risultante pari a  $R_{par} = 86 m\Omega$ . La potenza erogata dall'alimentazione è stata misurata con il power meter digitale 66202 di Chroma [22], mentre le forme d'onda e i parametri di interesse sono stati misurati con l'oscilloscopio WaveSurfer 3034z di LeCroy [23].



## 4.3 EPC2302

La prima scheda in esame è la scheda di valutazione EPC90133 di EPC [24], in cui il mezzo ponte è costituito da due interruttori EPC2302. I dati raccolti nella campagna di misure sono riassunti nella tabella 4.1.

#	$V_{in}$ (V)	$D$	$I_{in}$ (mA)	$P_{in}$ (W)	$I_{L,rms}$ (A)	$f_{sw}$ (kHz)	$\Delta i_L$ (A)
1	59,802	5,3%	36,58	2,17	1,49	200	5,24
2	59,793	11,3%	51,29	3,03	2,913	200	10,2
3	59,789	18,4%	81,92	4,837	4,33	200	15,13
4	59,805	4,6%	32,22	1,904	1,43	175	5,07
5	59,8	9,7%	45,84	2,686	2,82	175	10,07
6	59,79	15,6%	73,73	4,32	4,28	175	15,07
7	59,805	3,9%	27,9	1,64	1,45	150	5,2
8	59,803	8,2%	40,22	2,34	2,88	150	10,2
9	59,795	13%	63,67	3,707	4,31	150	15,2

Tabella 4.1: Misure EPC90133

Di seguito, vengono riportate alcune istantanee dell'oscilloscopio raffiguranti le forme d'onda di interesse, da cui è inoltre possibile ricavare il valore di  $V_{plat}$ .

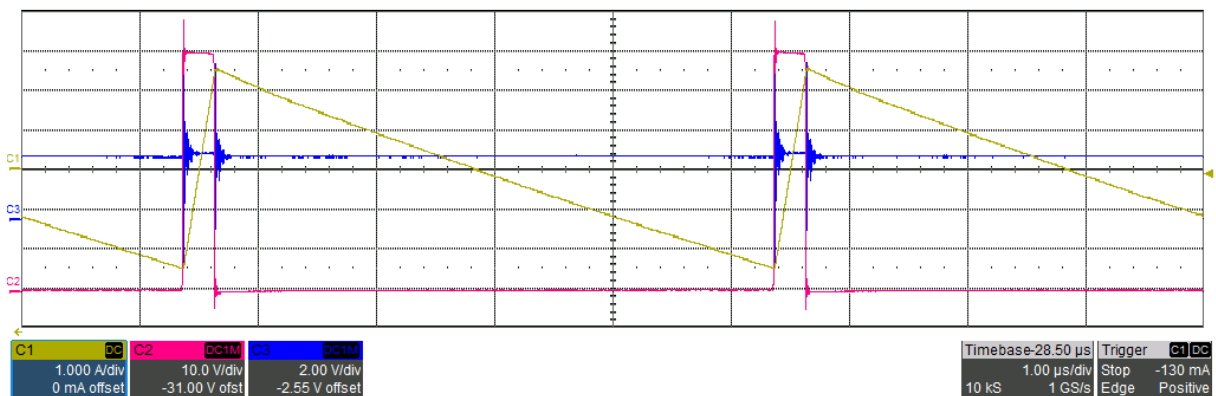


Figura 4.2: Andamento di  $i_L$  (giallo),  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_o$  (blu) a 200 kHz

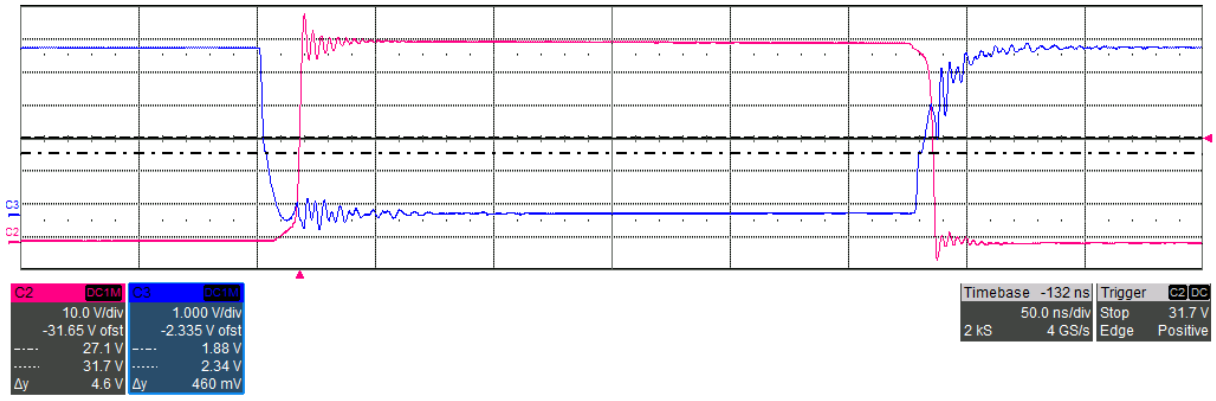


Figura 4.3: Andamento di  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_{gs,BS}$  (blu) a 200 kHz

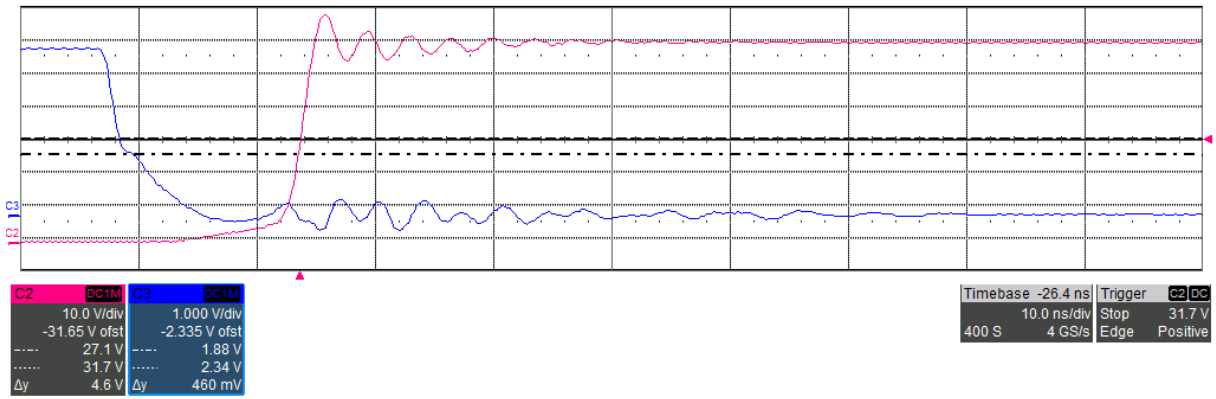


Figura 4.4: Dettaglio  $V_{plat}$  (blu) a 200 kHz

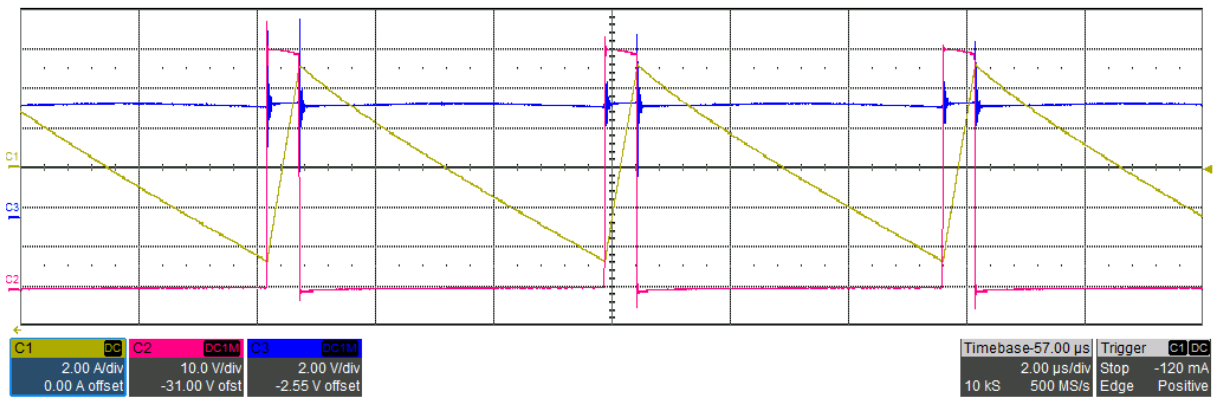


Figura 4.5: Andamento di  $i_L$  (giallo),  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_o$  (blu) a 175 kHz

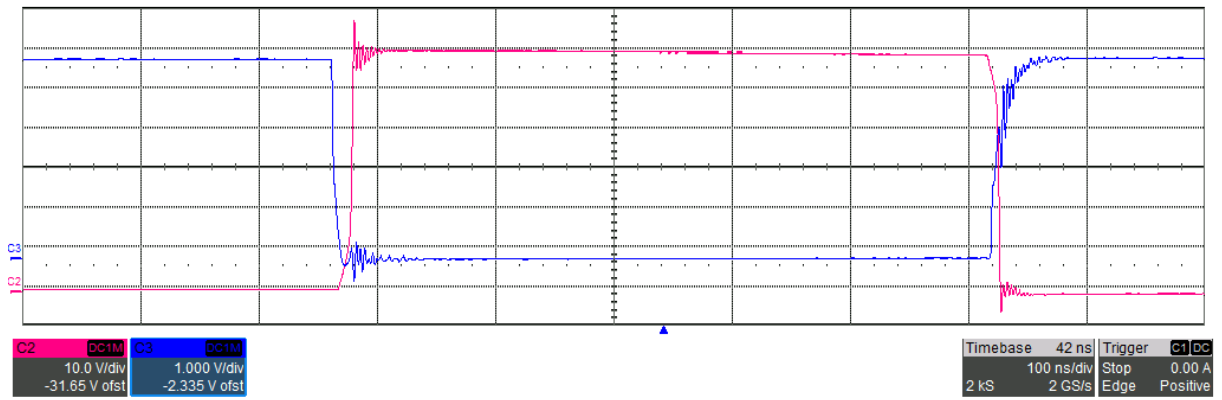


Figura 4.6: Andamento di  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_{gs,BS}$  (blu) a 175 kHz

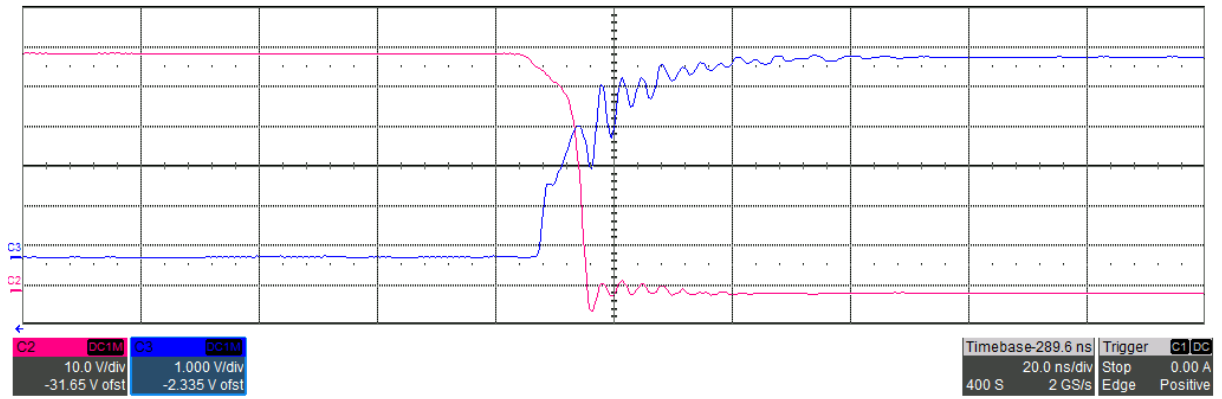


Figura 4.7: Dettaglio  $V_{plat}$  (blu) a 175 kHz

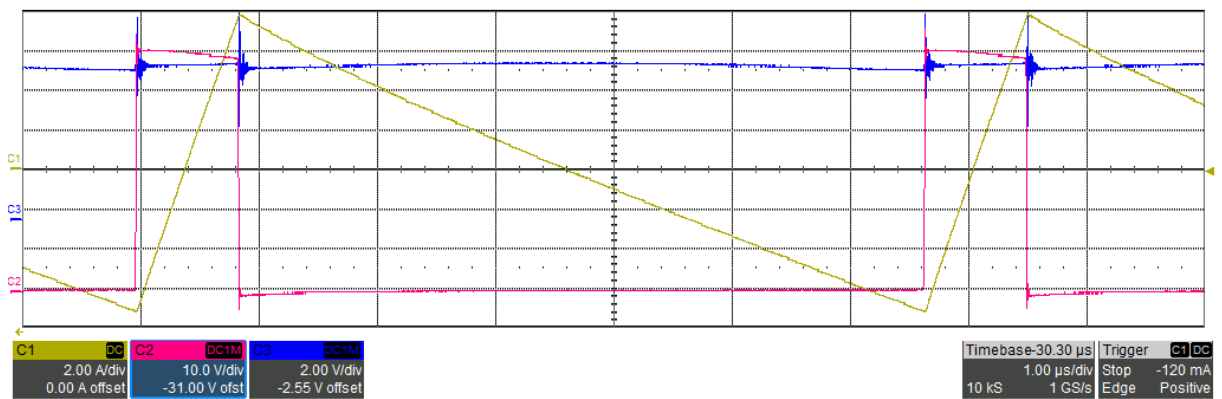


Figura 4.8: Andamento di  $i_L$  (giallo),  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_o$  (blu) a 150 kHz

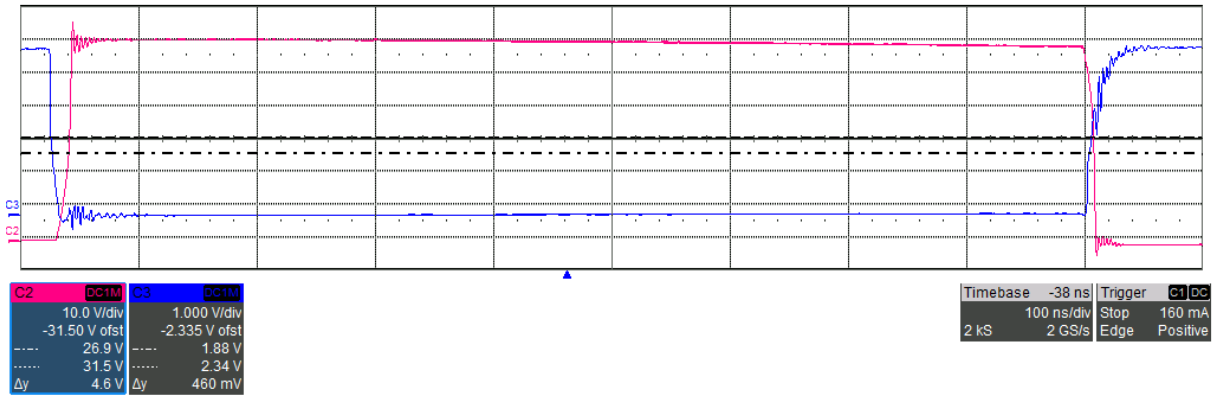


Figura 4.9: Andamento di  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_{gs,BS}$  (blu) a 150 kHz

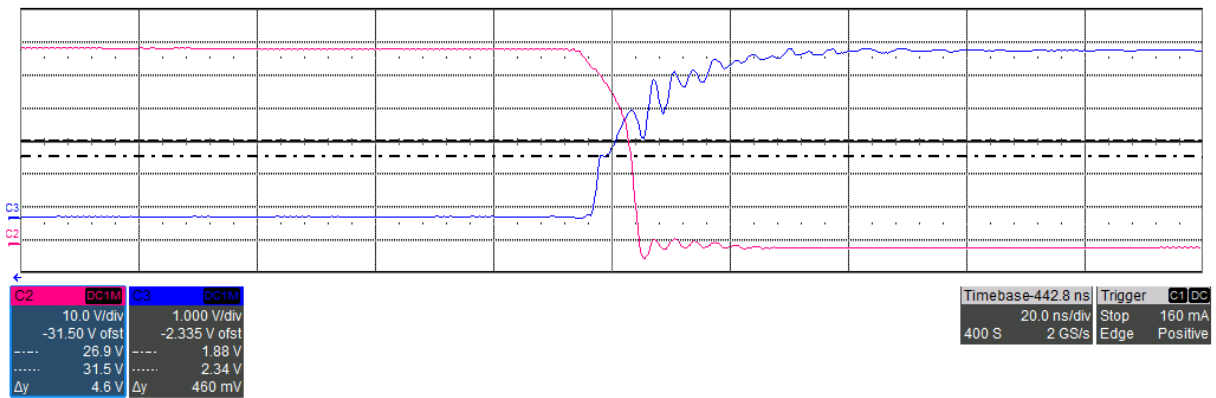


Figura 4.10: Dettaglio  $V_{plat}$  (blu) a 150 kHz

Utilizzando i valori riportati in tabella 4.1 e i valori evidenziati dalle figure dell'oscilloscopio all'interno delle espressioni definite nella sezione 4.2, si può costruire la tabella 4.2 con i diversi contributi alle perdite.

#	$P_{LC} (W)$	$P_{cond} (W)$	$P_{VI} (W)$	$P_{core} (W)$	$P_{oss} + P_{qoss} (W)$	$P_{dead-time} (W)$	$Other (W)$
1	1,91E-01	4,12E-03	1,53E-01	4,98E-02	1,53E+00	2,11E-02	2,23E-01
2	7,30E-01	1,56E-02	2,97E-01	2,85E-01	1,53E+00	4,22E-02	1,29E-01
3	1,61E+00	3,43E-02	4,41E-01	8,02E-01	1,53E+00	6,45E-02	3,49E-01
4	1,76E-01	3,86E-03	1,29E-01	3,68E-02	1,34E+00	1,78E-02	2,03E-01
5	6,84E-01	1,52E-02	2,57E-01	2,22E-01	1,34E+00	3,65E-02	1,32E-01
6	1,58E+00	3,41E-02	3,84E-01	6,38E-01	1,34E+00	5,62E-02	2,90E-01
7	1,81E-01	4,06E-03	1,14E-01	3,06E-02	1,15E+00	1,57E-02	1,49E-01
8	7,13E-01	1,56E-02	2,23E-01	1,79E-01	1,15E+00	3,17E-02	2,93E-02
9	1,60E+00	3,47E-02	3,32E-01	5,08E-01	1,15E+00	4,86E-02	3,58E-02

Tabella 4.2: Perdite EPC90133

A partire dai valori raccolti, è possibile visualizzare meglio l'apporto di ciascun contributo rispetto alle perdite totali attraverso i grafici a torta.

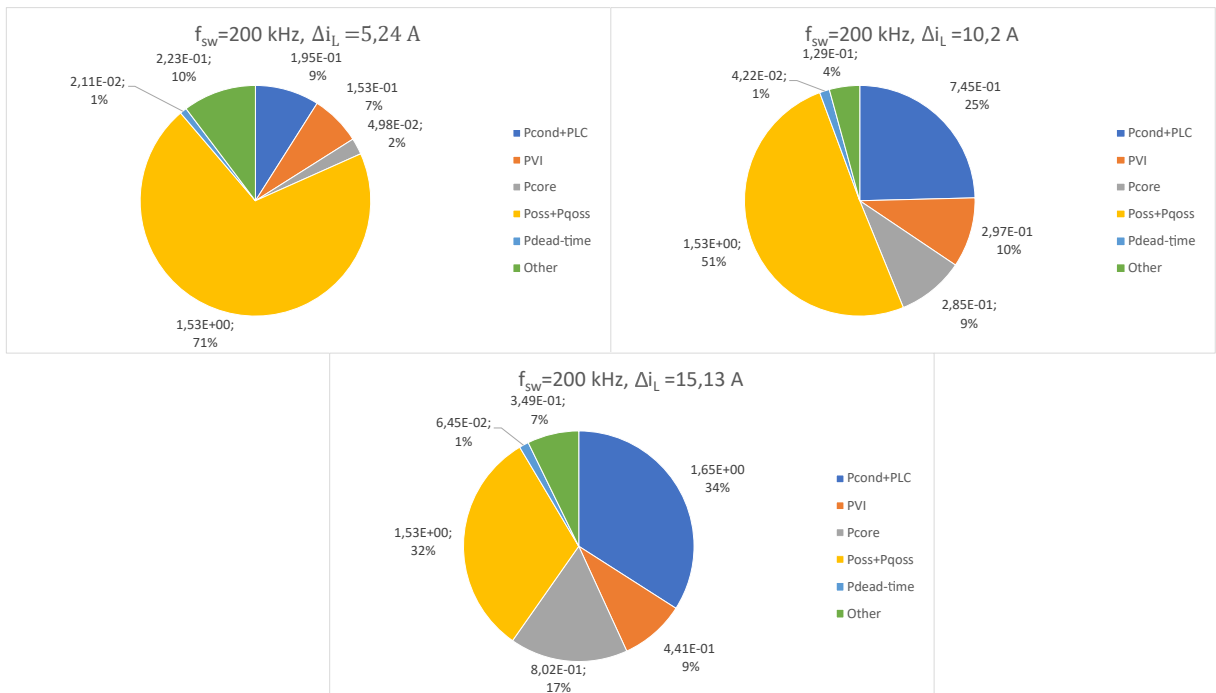


Figura 4.11: Perdite a 200 kHz

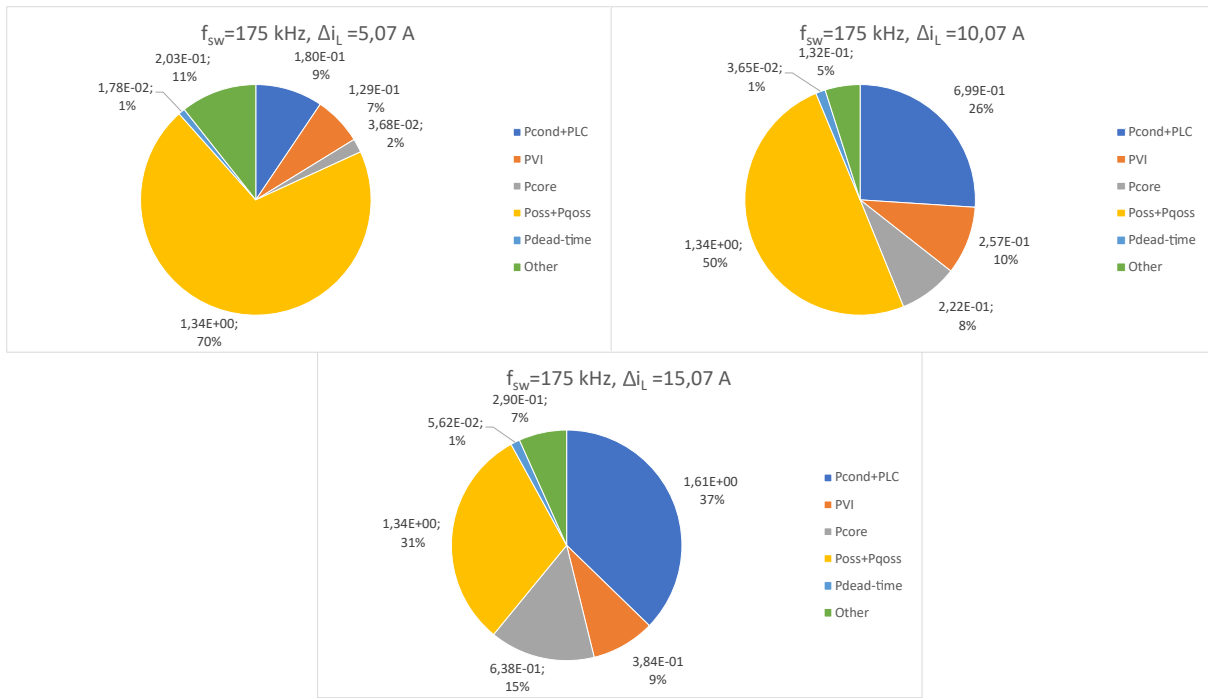


Figura 4.12: Perdite a 175 kHz

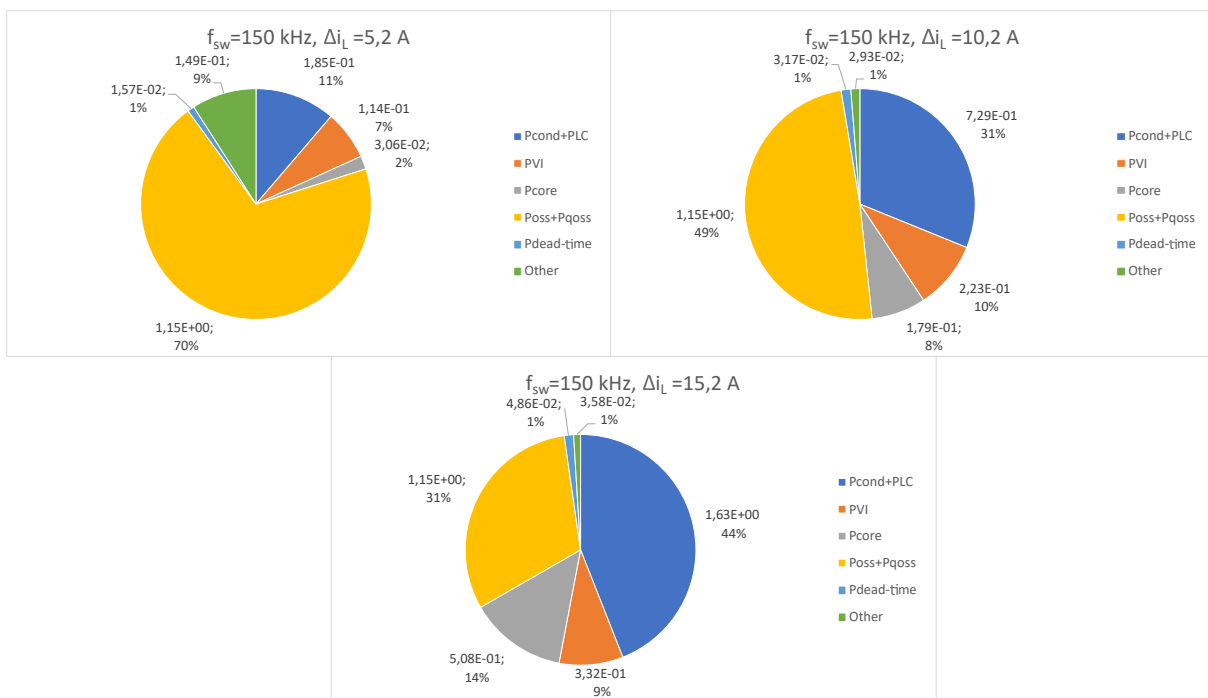


Figura 4.13: Perdite a 150 kHz

Con il termine *Other* riportato in tabella 4.2 e nei grafici successivi, viene indicato il residuo prodotto dalla stima. Ci si può aspettare che tale contributo contenga perdite non prese in considerazione dal modello, come la potenza dissipata nelle piste della scheda di valutazione; tuttavia, tale contributo può essere considerato trascurabile e il residuo della stima può essere rappresentativo di una figura di merito per l'accuratezza del modello utilizzato. Si può infatti-

ti notare come il suo valore relativo risulti pari al più al'11% delle perdite totali. Le perdite di commutazione risultano contenute e contribuiscono al massimo al 10% del totale, ricordando come esse coincidano con le perdite di spegnimento degli interruttori poiché l'accensione avviene in ZVS. In figura 4.14 viene riportata la simulazione del transitorio di spegnimento dell'interruttore. Per una miglior visualizzazione degli andamenti, il valore di  $v_{DS}$  è stato scalato di un fattore 10.

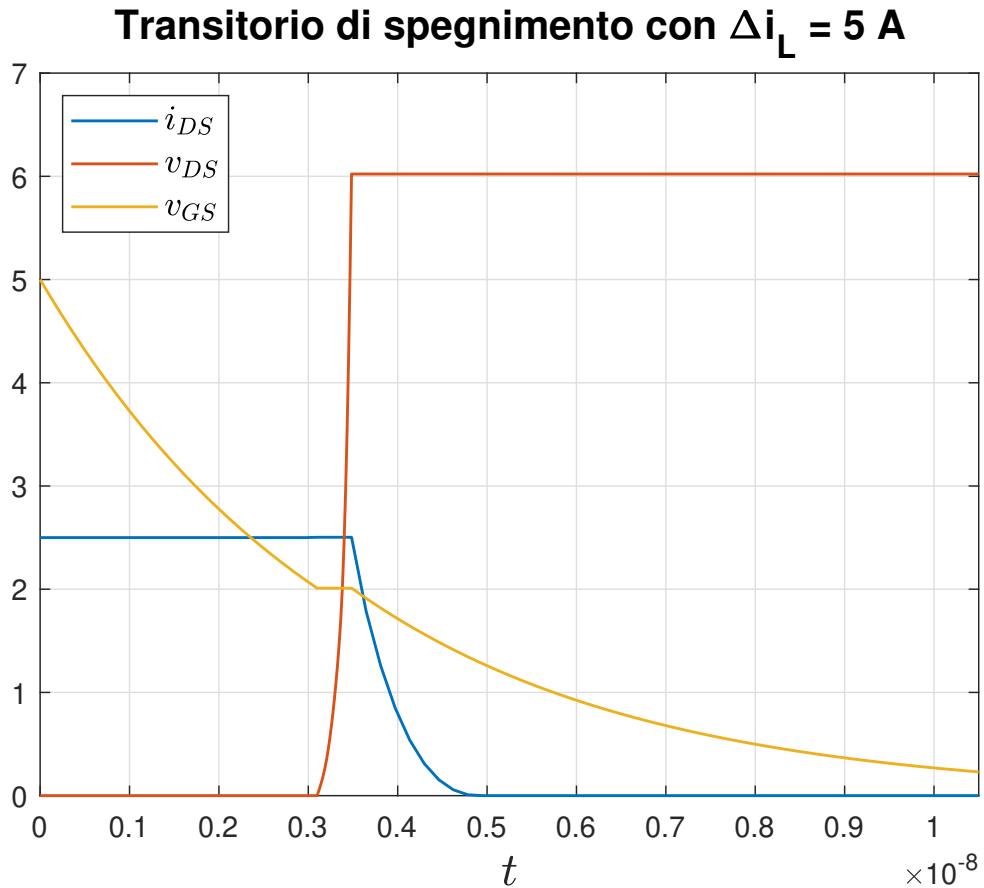


Figura 4.14: Transitorio di spegnimento ideale

In questo caso, la tensione di plateau  $V_{plat}$  risulta pari a 2,01 V e la carica totale del gate  $Q_g$  risulta 18,201 nC, valori molto simili a quanto individuato in laboratorio. Simulando con  $\Delta i_L$  a 10 e 15 A si trovano gli stessi risultati. Le perdite di conduzione invece rappresentano un contributo infinitesimo, sempre inferiore al'1%, motivo per il quale vengono visualizzate insieme alle perdite di conduzione del filtro LC. Si nota infine come il contributo dominante sia prevalentemente il termine associato alla carica/scarica dei condensatori di uscita  $C_{oss}$ , sia a causa dell'elevata capacità di uscita sia a causa dell'elevata tensione di ingresso  $V_{in}$ . Infine, come atteso, si può osservare come al diminuire della frequenza di commutazione, le perdite ad essa associate tendano a diminuire, laddove invece, all'aumentare dei livelli di corrente, le perdite di conduzione tendono ad aumentare.

## 4.4 EPC2033

La seconda scheda in esame è la scheda di valutazione EPC9047 di EPC [25], in cui il mezzo ponte è costituito da due interruttori EPC2033. I dati raccolti nella campagna di misure sono riassunti nella tabella 4.3.

#	$V_{in}$ (V)	$D$	$I_{in}$ (mA)	$P_{in}$ (W)	$I_{L,rms}$ (A)	$f_{sw}$ (kHz)	$\Delta i_L$ (A)
1	74,76	4,2%	28,01	2,07	1,45	200	5,06
2	74,757	8,8%	39,57	2,91	2,91	200	10,2
3	74,749	14%	66,42	4,89	4,34	200	15,2
4	74,765	3,7%	25,02	1,83	1,45	175	5,12
5	74,762	7,6%	36	2,6	2,87	175	10,07
6	74,755	12%	61,47	4,44	4,36	175	15,23
7	74,768	3,1%	21,8	1,58	1,45	150	5,13
8	74,765	6,5%	31,95	2,27	2,89	150	10,22
9	74,759	10%	52,44	3,75	4,29	150	15,14

Tabella 4.3: Misure EPC9047

Di seguito, vengono riportate alcune istantanee dell'oscilloscopio raffiguranti le forme d'onda di interesse, da cui è inoltre possibile ricavare il valore di  $V_{plat}$ .

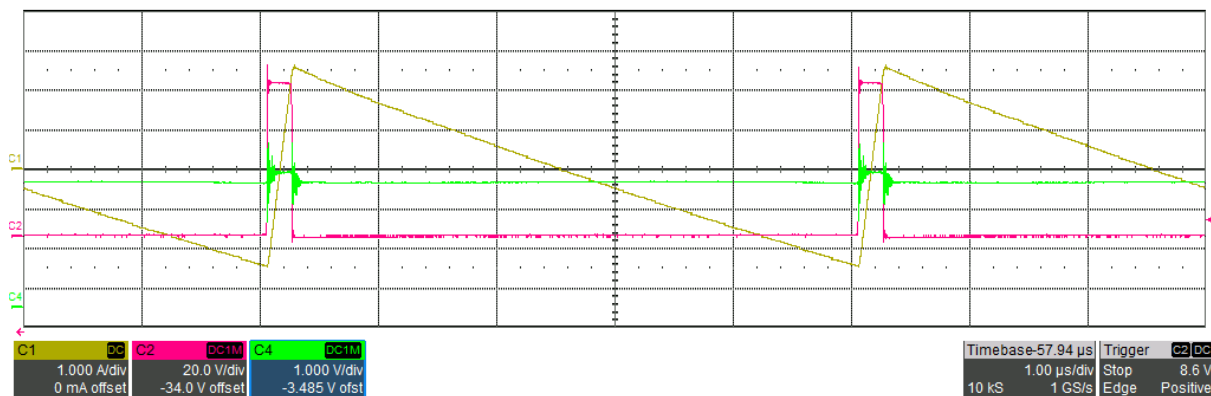


Figura 4.15: Andamento di  $i_L$  (giallo),  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_o$  (verde) a 200 kHz



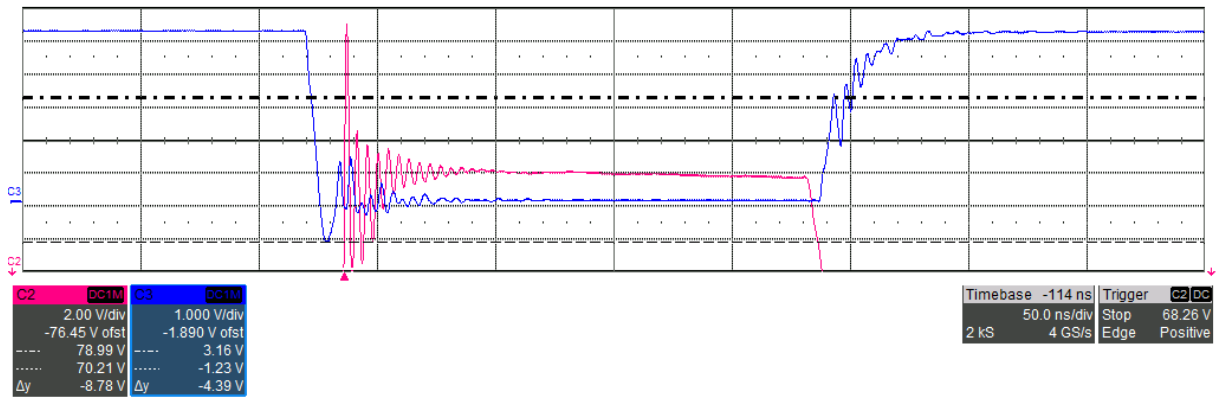


Figura 4.16: Andamento di  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_{gs,BS}$  (blu) a 200 kHz

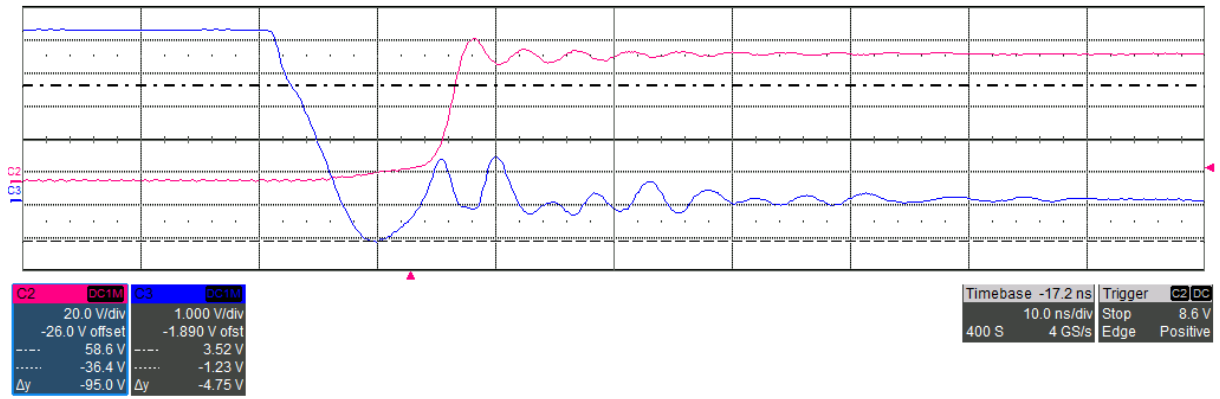


Figura 4.17: Dettaglio  $V_{plat}$  (blu) a 200 kHz

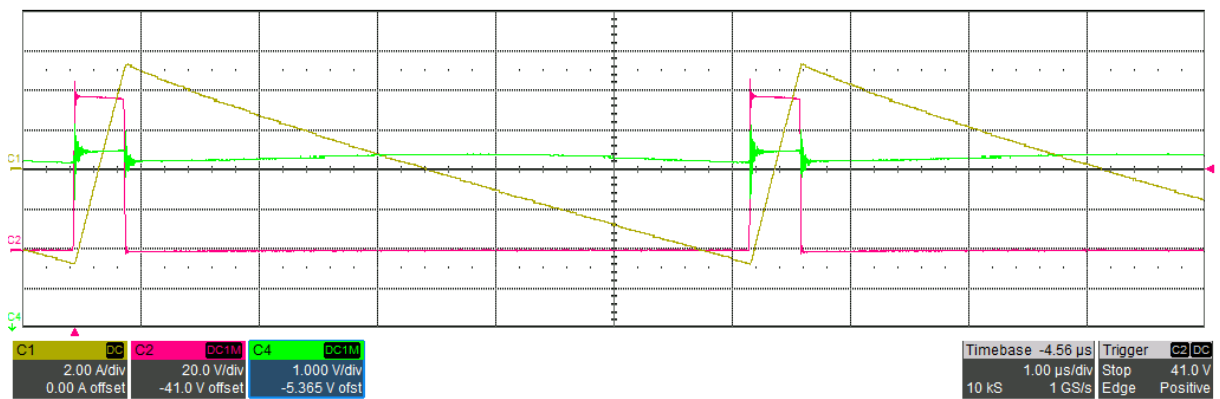


Figura 4.18: Andamento di  $i_L$  (giallo),  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_o$  (verde) a 175 kHz

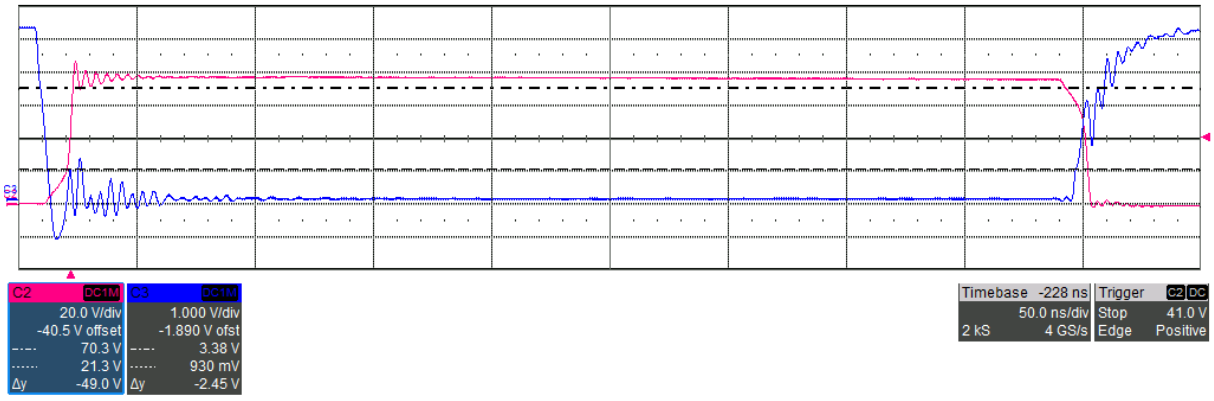


Figura 4.19: Andamento di  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_{gs,BS}$  (blu) a 175 kHz

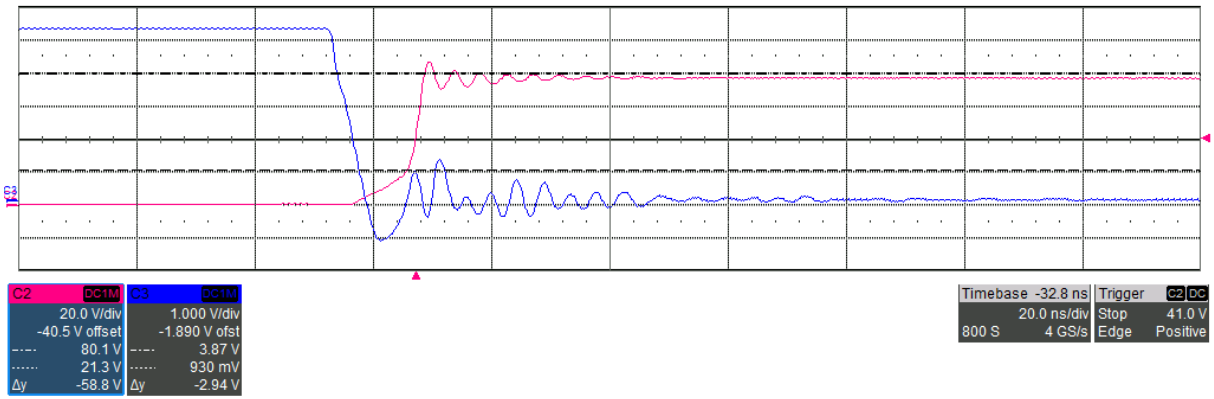


Figura 4.20: Dettaglio  $V_{plat}$  (blu) a 175 kHz

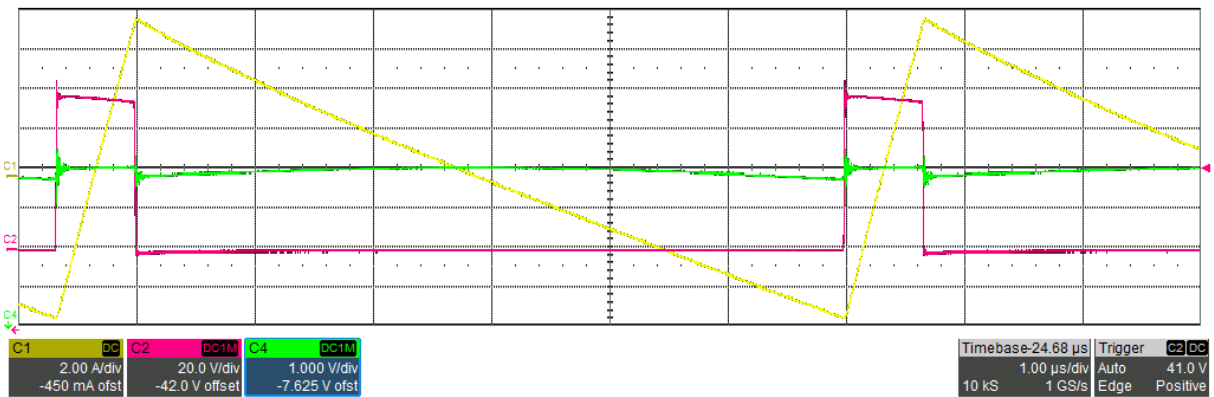


Figura 4.21: Andamento di  $i_L$  (giallo),  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_o$  (verde) a 150 kHz

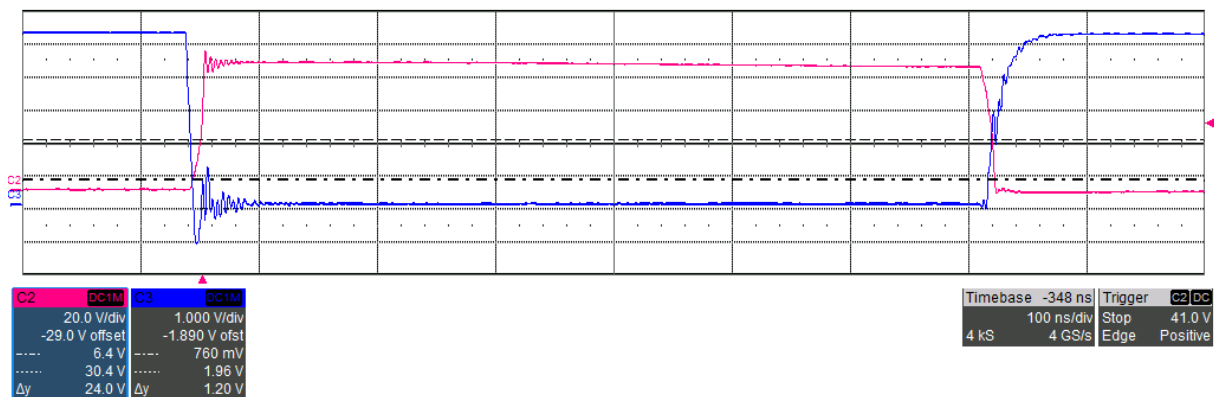


Figura 4.22: Andamento di  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_{gs,BS}$  (blu) a 150 kHz

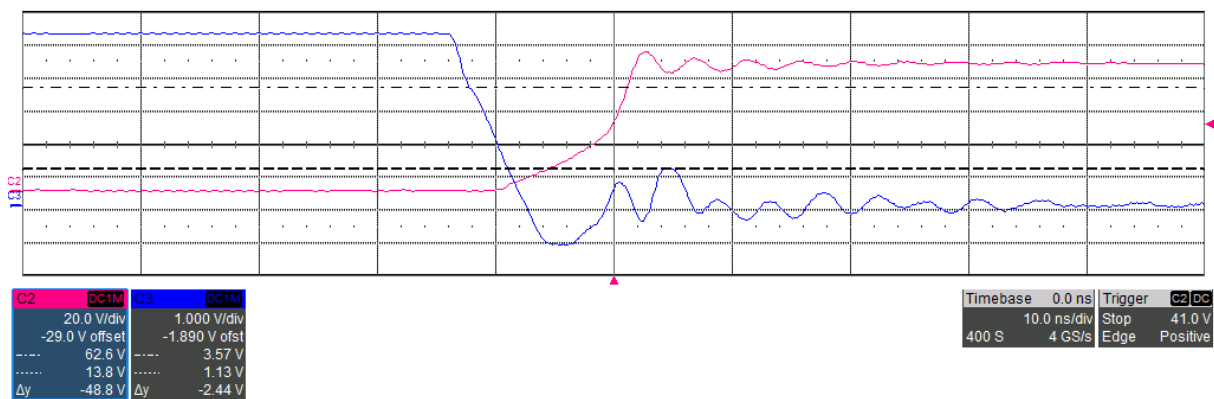


Figura 4.23: Dettaglio  $V_{plat}$  (blu) a 150 kHz

Utilizzando i valori riportati in tabella 4.3 e i valori evidenziati dalle figure dell'oscilloscopio all'interno delle espressioni definite nella sezione 4.2, si può costruire la tabella 4.4 con i diversi contributi alle perdite.

#	$P_{LC} (W)$	$P_{cond} (W)$	$P_{VI} (W)$	$P_{core} (W)$	$P_{oss} + P_{qoss} (W)$	$P_{dead-time} (W)$	$Other (W)$
1	1,81E-01	1,49E-02	9,59E-02	4,55E-02	1,30E+00	2,23E-02	4,08E-01
2	7,28E-01	6,07E-02	1,93E-01	2,85E-01	1,30E+00	4,59E-02	2,92E-01
3	1,62E+00	1,35E-01	2,88E-01	8,11E-01	1,31E+00	7,18E-02	6,56E-01
4	1,81E-01	1,53E-02	8,49E-02	3,77E-02	1,14E+00	1,97E-02	3,51E-01
5	7,08E-01	5,92E-02	1,67E-01	2,22E-01	1,14E+00	3,97E-02	2,62E-01
6	1,63E+00	1,35E-01	2,52E-01	6,56E-01	1,14E+00	6,30E-02	5,54E-01
7	1,81E-01	1,54E-02	7,29E-02	2,95E-02	9,77E-01	1,69E-02	2,87E-01
8	7,18E-01	6,09E-02	1,45E-01	1,79E-01	9,79E-01	3,45E-02	1,53E-01
9	1,58E+00	1,34E-01	2,15E-01	5,02E-01	9,81E-01	5,37E-02	2,81E-01

Tabella 4.4: Perdite EPC9047

A partire dai valori raccolti, è possibile visualizzare meglio l'apporto di ciascun contributo rispetto alle perdite totali attraverso i seguenti grafici a torta.

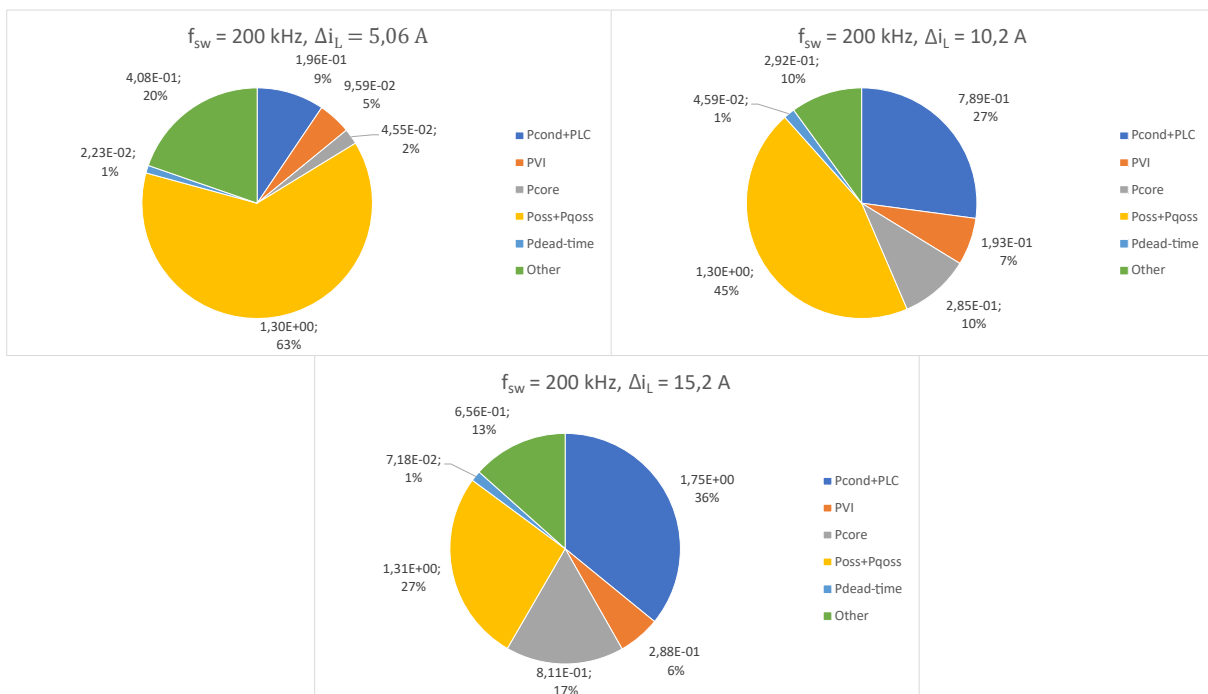


Figura 4.24: Perdite a 200 kHz

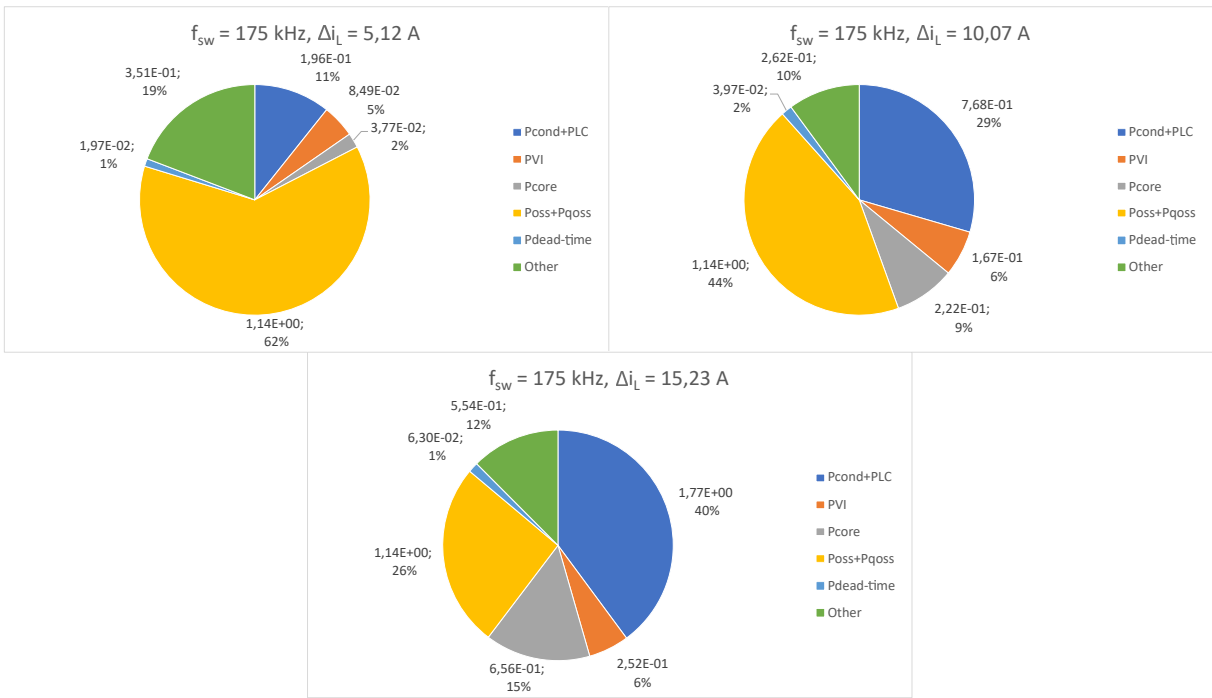


Figura 4.25: Perdite a 175 kHz

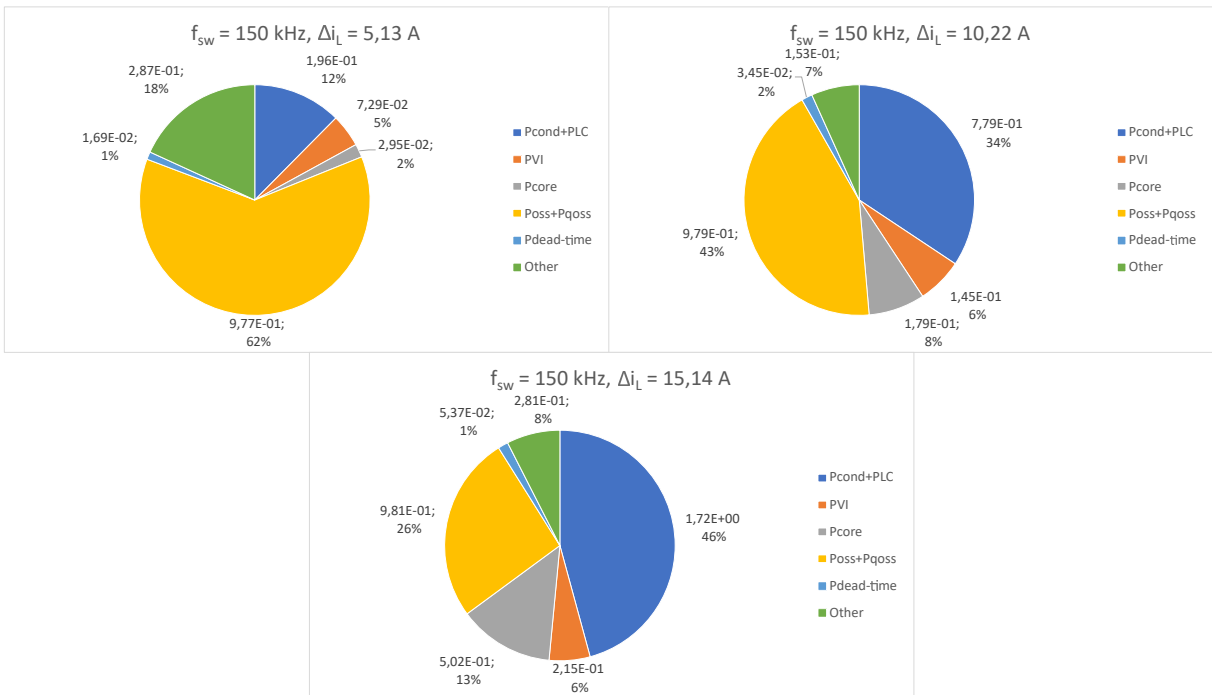


Figura 4.26: Perdite a 150 kHz

Utilizzando ancora una volta il termine *Other* come figura di merito, si può notare come al più l'errore che si commette nella stima risulti pari al 20%, producendo comunque un'ottima stima dei diversi contributi. Si nota inoltre come il contributo delle perdite di commutazione risulti leggermente inferiore rispetto alla scheda precedente. In figura 4.27 viene riportato il risultato della simulazione. Per una miglior visualizzazione degli andamenti, il valore di  $v_{DS}$  è

stato scalato di un fattore 10.

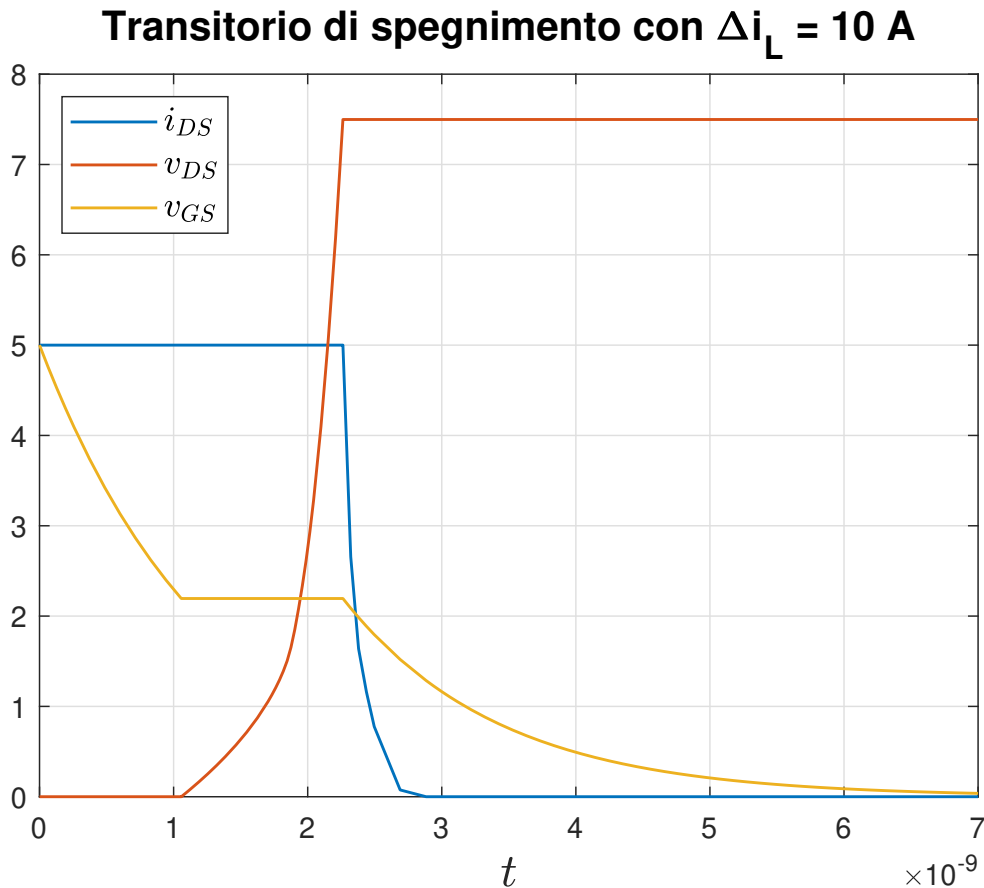


Figura 4.27: Transitorio di spegnimento ideale

Rispetto a quanto individuato dalle misure, si trova una tensione di plateau inferiore, pari a  $2,2 \text{ V}$  mentre la carica totale del gate simulata coincide con quella stimata, pari a  $8,9 \text{ nC}$ . Le simulazioni con  $\Delta i_L$  a  $5$  e  $15 \text{ A}$  riportano i medesimi valori. Questo scostamento conduce ad una sottostima del tempo di commutazione degli interruttori e la causa è riconducibile ad effetti del secondo ordine che entrano in gioco a livelli di corrente molto bassi. Le perdite di conduzione, riportate anche in questo caso assieme alle perdite del filtro LC, risultano leggermente superiori rispetto alla scheda precedente per via della maggiore resistenza del canale in conduzione  $R_{DS,on}$ , tuttavia il loro apporto risulta sempre inferiore al  $4\%$ . Come nella scheda precedente, si osserva una diminuzione delle perdite di commutazione al diminuire della frequenza.

## 4.5 EPC2034C

L'ultima scheda in esame è la scheda di valutazione EPC9048C di EPC [26], in cui il mezzo ponte è costituito da due interruttori EPC2034C. I dati raccolti nella campagna di misure sono riassunti nella tabella 4.5.

#	$V_{in}$ (V)	$D$	$I_{in}$ (mA)	$P_{in}$ (W)	$I_{L,rms}$ (A)	$f_{sw}$ (kHz)	$\Delta i_L$ (A)
1	89,724	3,5%	30,2	2,68	1,51	200	5,28
2	89,722	7,2%	38,84	3,42	2,92	200	10,2
3	89,714	11,3%	62,84	5,53	4,4	200	15,33
4	89,727	3,1%	29,97	2,37	1,52	175	5,4
5	89,726	6,3%	35,93	3,09	2,96	175	10,33
6	89,723	9,7%	55,37	4,77	4,28	175	15,07
7	89,732	2,6%	23,2	1,92	1,43	150	5,09
8	89,73	5,3%	31,15	2,64	2,9	150	10,2
9	89,727	8,2%	48,9	4,15	4,33	150	15,33

Tabella 4.5: Misure EPC9048C

Di seguito, vengono riportate alcune istantanee dell'oscilloscopio raffiguranti le forme d'onda di interesse, da cui è inoltre possibile ricavare il valore di  $V_{plat}$ .

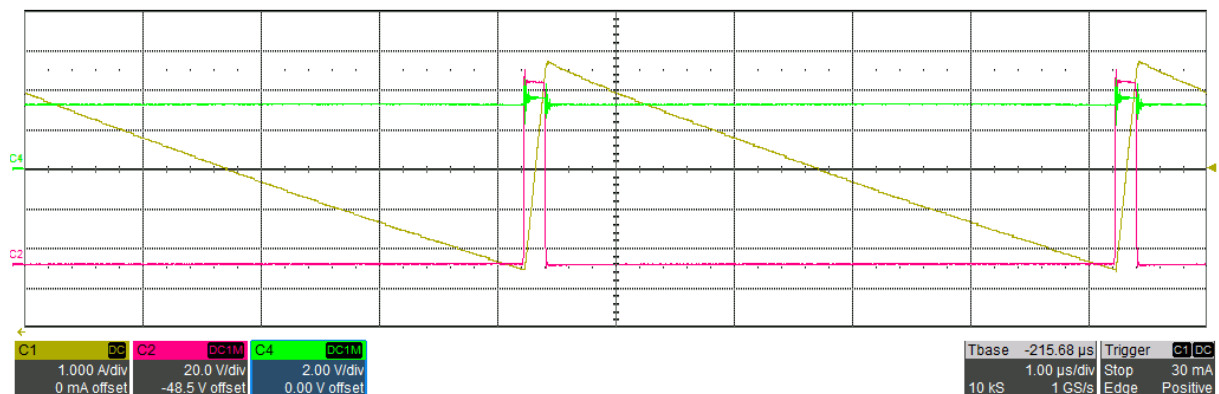


Figura 4.28: Andamento di  $i_L$  (giallo),  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_o$  (verde) a 200 kHz

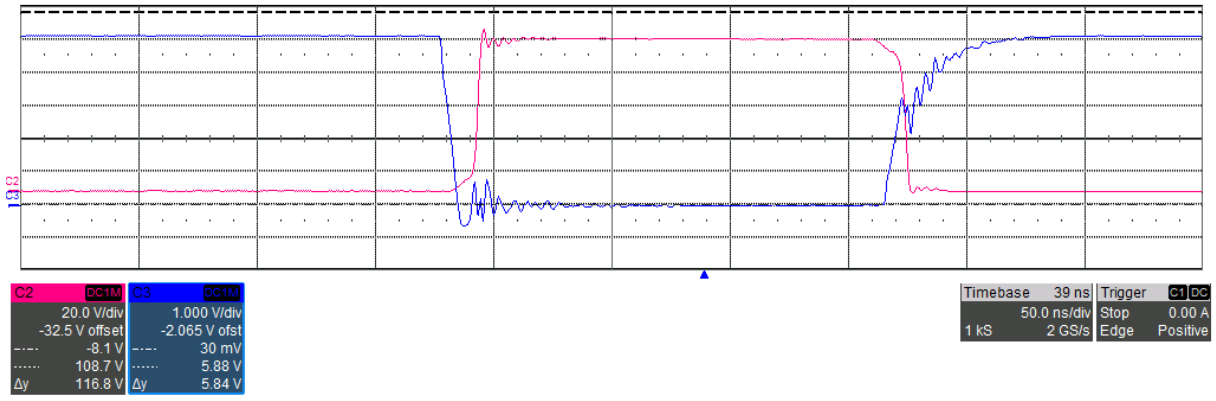


Figura 4.29: Andamento di  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_{gs,BS}$  (blu) a 200 kHz

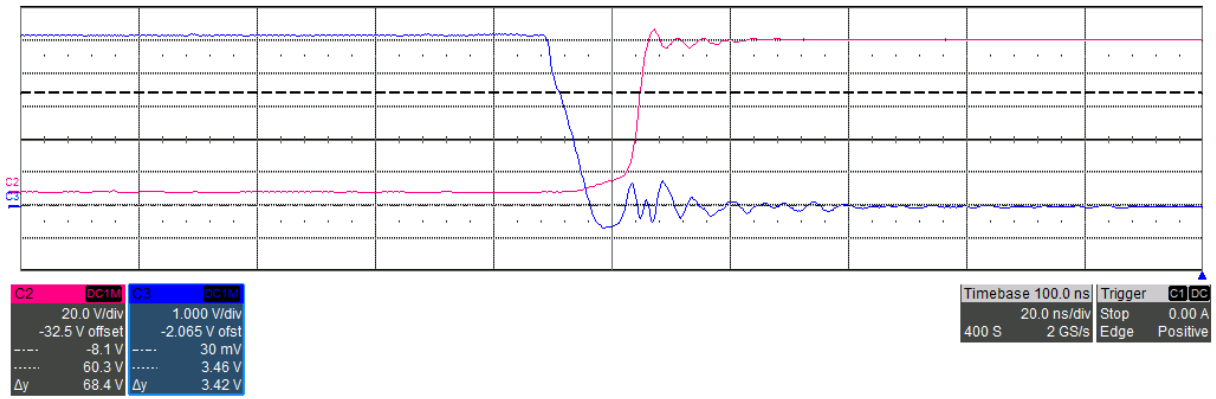


Figura 4.30: Dettaglio  $V_{plat}$  (blu) a 200 kHz

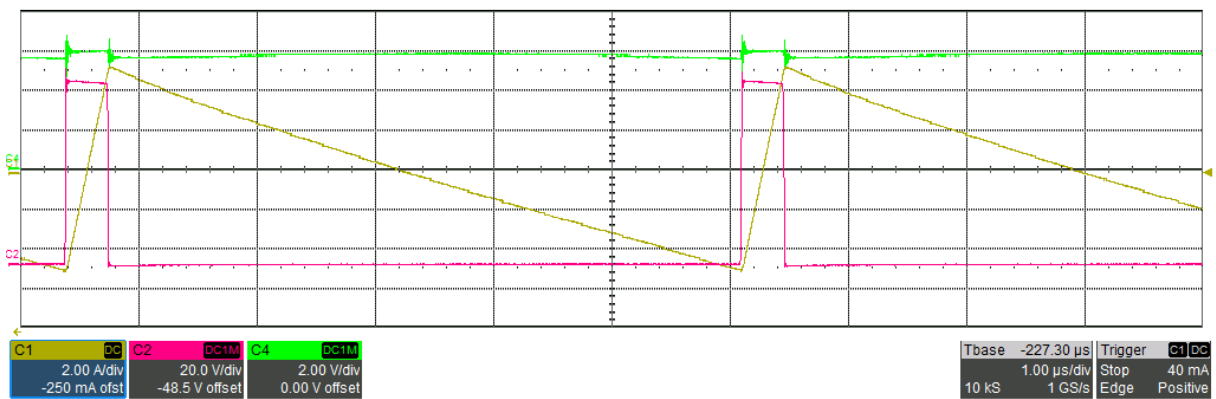


Figura 4.31: Andamento di  $i_L$  (giallo),  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_o$  (verde) a 175 kHz



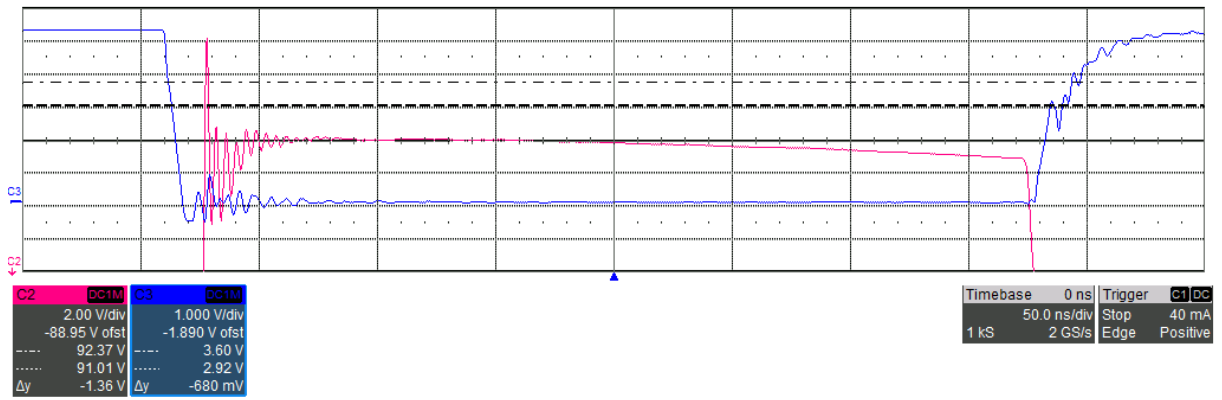


Figura 4.32: Andamento di  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_{gs,BS}$  (blu) a 175 kHz

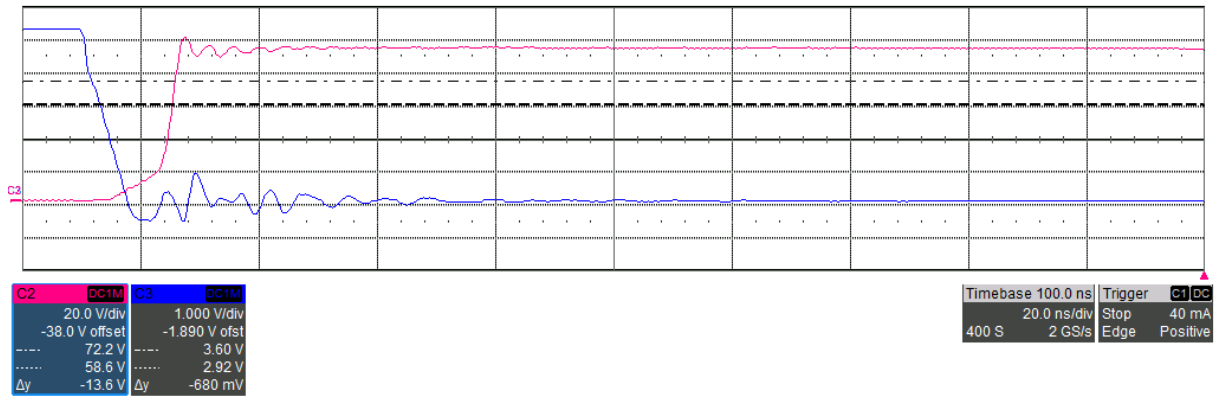


Figura 4.33: Dettaglio  $V_{plat}$  (blu) a 175 kHz

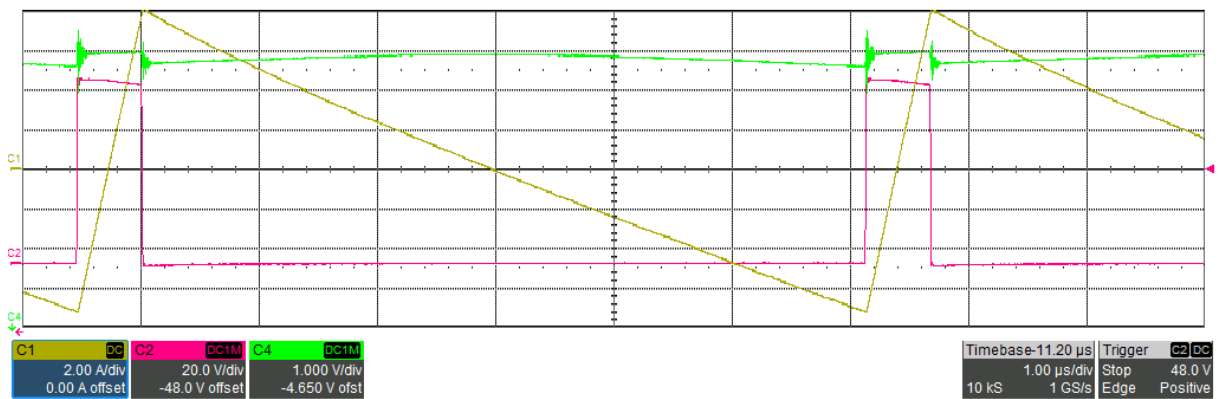


Figura 4.34: Andamento di  $i_L$  (giallo),  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_o$  (verde) a 150 kHz

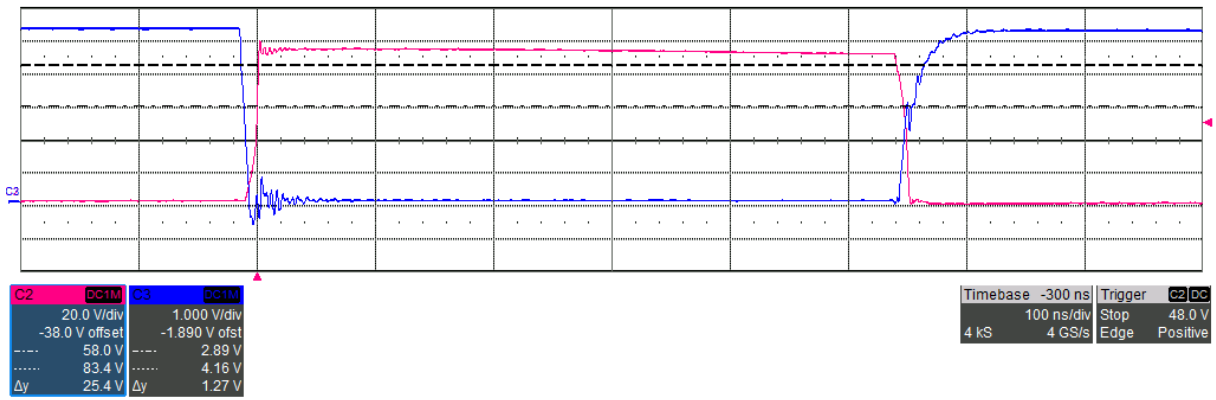


Figura 4.35: Andamento di  $V_{sw}$  (rosso) e  $V_{gs,BS}$  (blu) a 150 kHz

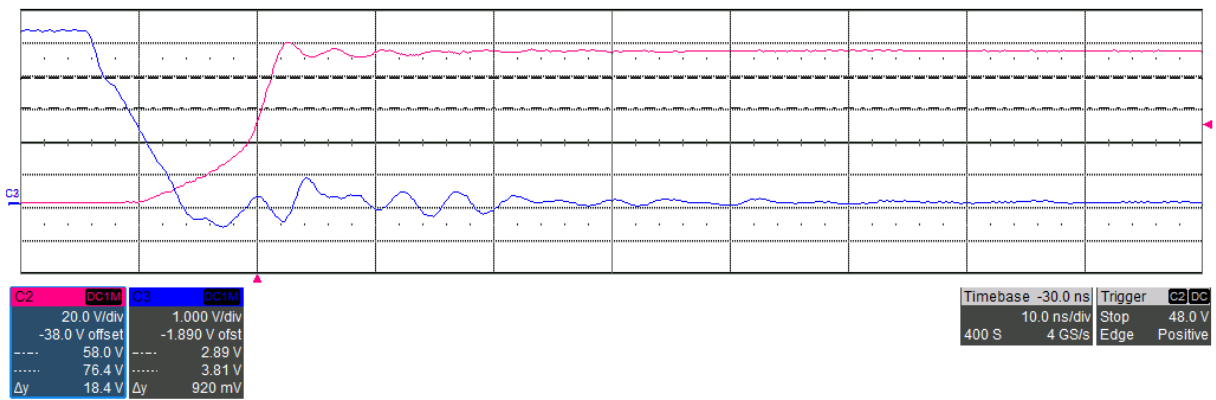


Figura 4.36: Dettaglio  $V_{plat}$  (blu) a 150 kHz

Utilizzando i valori riportati in tabella 4.5 e i valori evidenziati dalle figure dell'oscilloscopio all'interno delle espressioni definite nella sezione 4.2, si può costruire la tabella 4.6 con i diversi contributi alle perdite.

#	$P_{LC} (W)$	$P_{cond} (W)$	$P_{VI} (W)$	$P_{core} (W)$	$P_{oss} + P_{qoss} (W)$	$P_{dead-time} (W)$	$Other (W)$
1	1,96E-01	1,86E-02	1,06E-01	5,08E-02	2,18E+00	1,98E-02	1,07E-01
2	7,33E-01	6,94E-02	2,06E-01	2,85E-01	2,19E+00	4,06E-02	-1,01E-01
3	1,66E+00	1,57E-01	3,09E-01	8,30E-01	2,19E+00	6,92E-02	3,18E-01
4	1,99E-01	1,94E-02	9,52E-02	4,34E-02	1,91E+00	1,77E-02	8,66E-02
5	7,53E-01	7,11E-02	1,82E-01	2,37E-01	1,91E+00	3,60E-02	-1,04E-01
6	1,58E+00	1,51E-01	2,66E-01	6,38E-01	1,92E+00	5,41E-02	1,69E-01
7	1,76E-01	1,73E-02	7,69E-02	2,89E-02	1,64E+00	1,43E-02	-2,97E-02
8	7,23E-01	6,94E-02	1,54E-01	1,79E-01	1,64E+00	3,04E-02	-1,56E-01
9	1,61E+00	1,57E-01	2,32E-01	5,19E-01	1,64E+00	4,71E-02	-5,95E-02

Tabella 4.6: Perdite EPC9048C

A partire dai valori raccolti, è possibile visualizzare meglio l'apporto di ciascun contributo rispetto alle perdite totali attraverso grafici a torta.

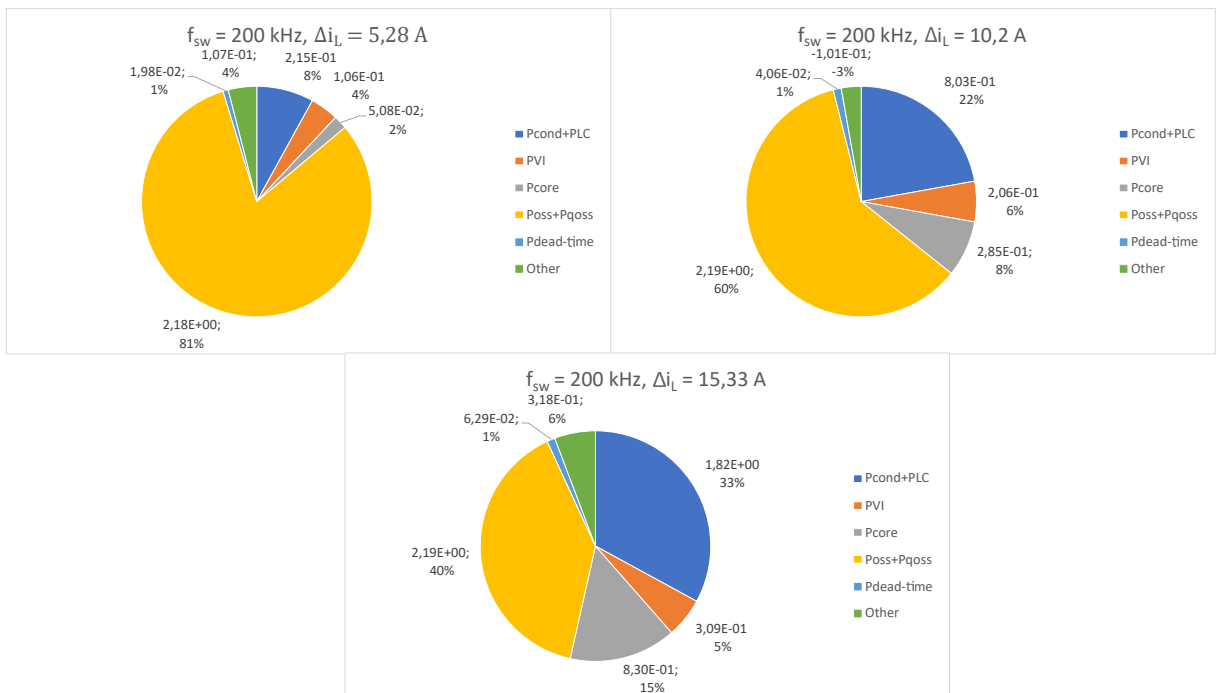


Figura 4.37: Perdite a 200 kHz

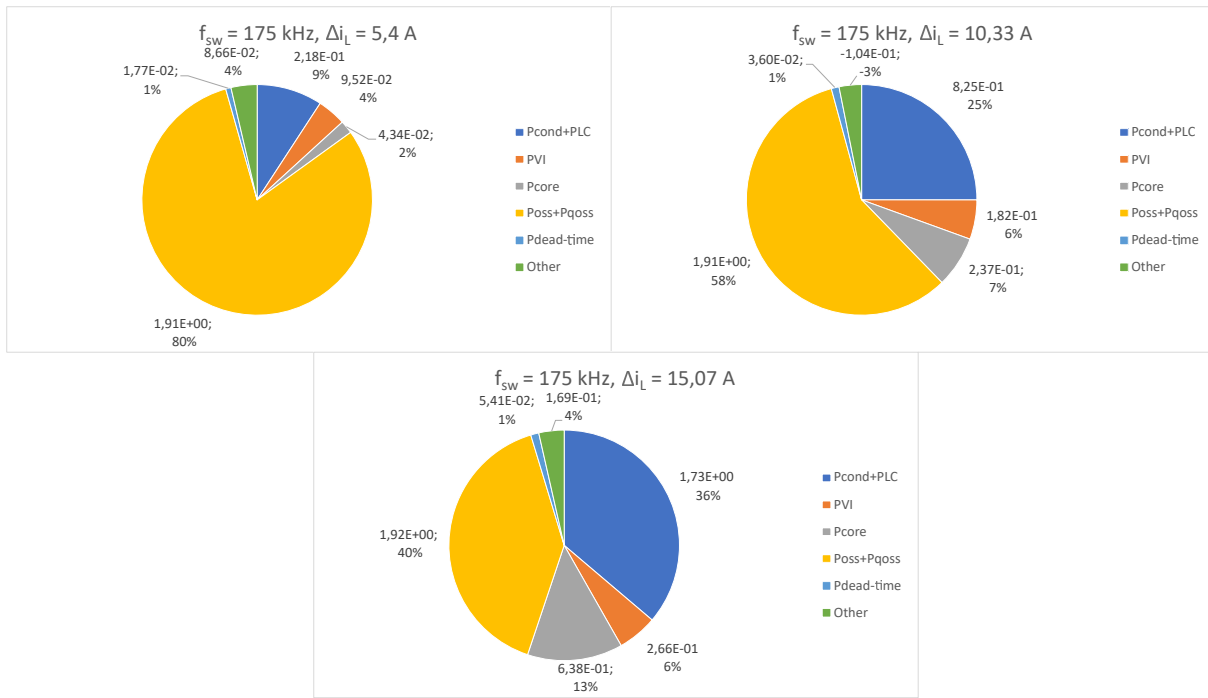


Figura 4.38: Perdite a 175 kHz

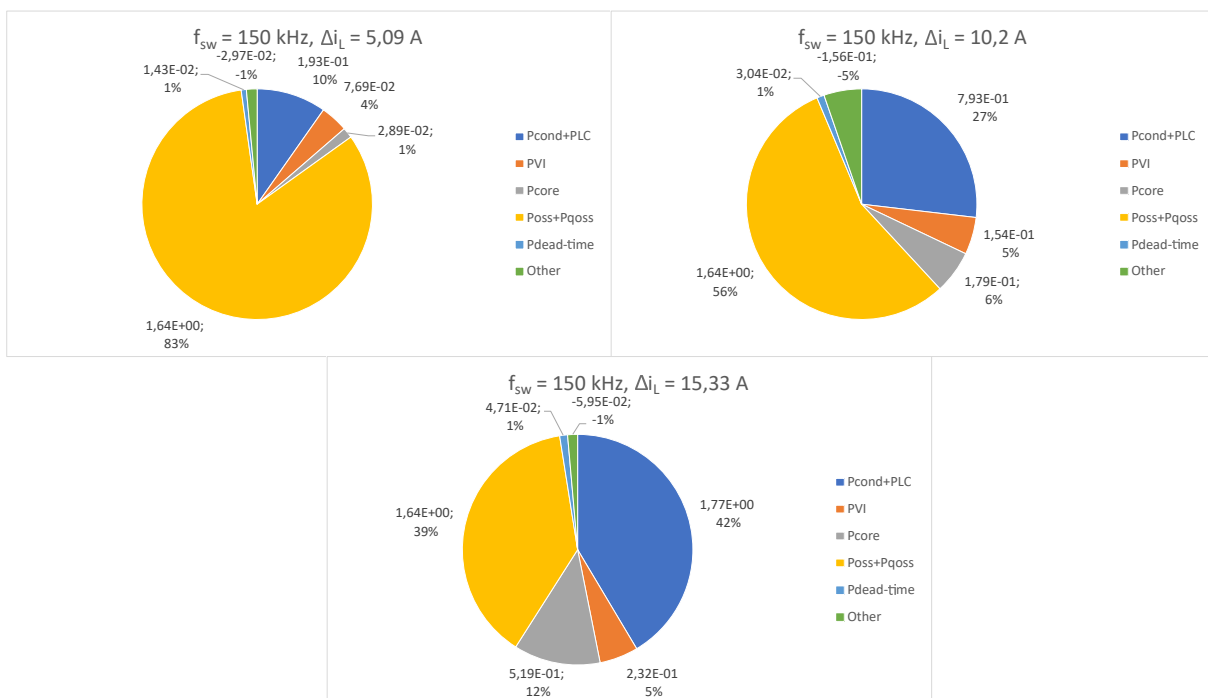


Figura 4.39: Perdite a 150 kHz

In quest'ultimo caso, utilizzando il termine *Other* come figura di merito, si può notare come le perdite risultino persino sovrastimate. La sovrastima ottenuta risulta comunque essere al più un centinaio di *mW*. Come nel caso precedente, si presenta nuovamente lo stesso effetto legato alle perdite di commutazione. In figura 4.40 viene riportato il risultato della simulazione. Per una miglior visualizzazione degli andamenti, il valore di  $v_{DS}$  è stato scalato di un fattore 10.

### Transitorio di spegnimento con $\Delta i_L = 15 \text{ A}$

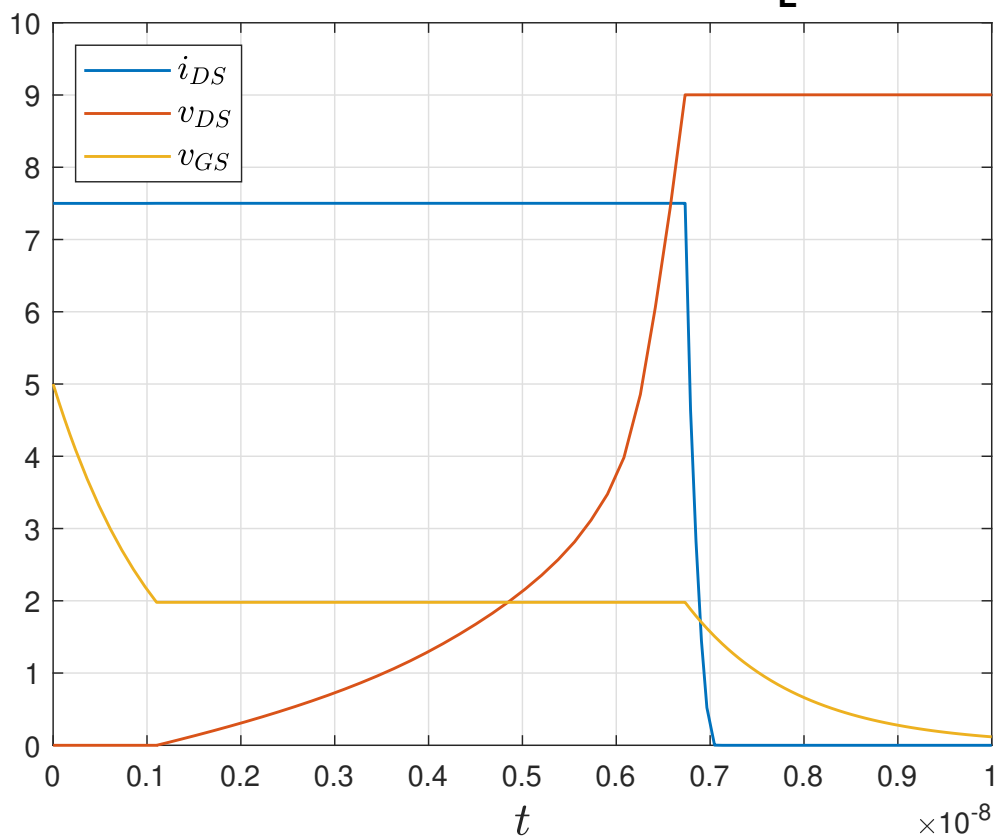


Figura 4.40: Transitorio di spegnimento ideale

Come nella scheda precedente, la tensione di plateau risulta inferiore, attorno a 2V, mentre si ritrova la stessa carica totale del gate, pari a  $8 \text{ nC}$ . Per quanto riguarda le perdite di conduzione, valgono le medesime considerazioni fatte nel caso precedente, così come le perdite di commutazione tendono a diminuire con l'abbassarsi della frequenza.



# Conclusioni

In questa tesi sono stati presentati i regolatori DC-DC di tipo multilivello a condensatori flottanti (FCML) come strumento per realizzare convertitori a densità di potenza ed efficienza sempre più elevate e la progettazione di un prototipo per un'applicazione a  $1,5\text{ kW}$ . In questo contesto, è stata inoltre condotta un'attività sperimentale per caratterizzare le prestazioni dei transistor ad alta mobilità elettronica (HEMT) al nitruro di gallio (GaN), in termini di perdite, impiegati all'interno di queste topologie.

Lo studio condotto ha mostrato come tali dispositivi siano in grado di operare dissipando potenze molto basse, in cui i contributi di commutazione e conduzione costituiscono una frazione contenuta -nell'intorno del 10%- delle perdite totali, mostrando come l'impiego di tale tecnologia consenta di mantenere elevati livelli di efficienza e al contempo di facilitare il design termico, riducendo le dimensioni del sistema di raffreddamento e di conseguenza aumentando le densità di potenza raggiungibili. Lo stesso modello impiegato ha mostrato un buon livello di accuratezza in termini di stime, pur trascurando la dipendenza dalla temperatura di diversi parametri e l'impatto degli elementi parassiti dovuti al layout delle schede sulle prestazioni del convertitore.

Una possibile soluzione è data dal dettagliare maggiormente i datasheet dei componenti forniti dai produttori al fine di poter definire modelli più accurati, affinché possano guidare il progettista alla realizzazione di schemi elettrici più completi.





# Bibliografia

- [1] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [2] M. Glinka and R. Marquardt, “A new ac/ac multilevel converter family,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 662–669, 2005.
- [3] Y. Lei, C. Barth, S. Qin, W.-C. Liu, I. Moon, A. Stillwell, D. Chou, T. Foulkes, Z. Ye, Z. Liao *et al.*, “A 2-kw single-phase seven-level flying capacitor multilevel inverter with an active energy buffer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8570–8581, 2017.
- [4] C. B. Barth, P. Assem, T. Foulkes, W. H. Chung, T. Modeer, Y. Lei, and R. C. Pilawa-Podgurski, “Design and control of a gan-based, 13-level, flying capacitor multilevel inverter,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2179–2191, 2019.
- [5] Z. Liao, Y. Lei, and R. C. Pilawa-Podgurski, “Analysis and design of a high power density flying-capacitor multilevel boost converter for high step-up conversion,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4087–4099, 2018.
- [6] M. F. Escalante and A. P. Erdmann, “Estimation of the capacitor voltages in flying capacitor multi-level converters,” *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 3, pp. 651–665, 2021.
- [7] T. A. Meynard and H. Foch, “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters,” in *PESC’92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 1992, pp. 397–403.

- [8] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Enhanced voltage balancing of a flying capacitor multilevel converter using phase disposition (pd) modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1933–1942, 2010.
- [9] A. Shukla, A. Ghosh, and A. Joshi, "Capacitor voltage balancing schemes in flying capacitor multilevel inverters," in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2007, pp. 2367–2372.
- [10] M. Khazraei, H. Sepahvand, K. Corzine, and M. Ferdowsi, "A generalized capacitor voltage balancing scheme for flying capacitor multilevel converters," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2010, pp. 58–62.
- [11] S. Qin, Y. Lei, Z. Ye, D. Chou, and R. C. Pilawa-Podgurski, "A high-power-density power factor correction front end based on seven-level flying capacitor multilevel converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 1883–1898, 2018.
- [12] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [13] Q. Huang, Q. Ma, P. Liu, A. Q. Huang, and M. A. de Rooij, "99% efficient 2.5-kw four-level flying capacitor multilevel gan totem-pole pfc," *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 5795–5806, 2021.
- [14] *MOSFET Gate Drive Circuit*, 2018, [online] <https://toshiba.semicon-storage.com/eu/top.html>.
- [15] J. Gareau, R. Hou, and A. Emadi, "Review of loss distribution, analysis, and measurement techniques for gan hemts," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7405–7418, 2019.
- [16] K. Wang, X. Yang, H. Li, H. Ma, X. Zeng, and W. Chen, "An analytical switching process model of low-voltage egan hemts for loss calculation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 635–647, 2015.
- [17] *EPC2302 Datasheet*, [online] <https://epc-co.com/epc/>.
- [18] *EPC2033 Datasheet*, [online] <https://epc-co.com/epc/>.

- [19] *EPC2034C Datasheet*, [online] <https://epc-co.com/epc/>.
- [20] *SMT power inductors, ERU 13, helically wound Datasheet*, 2012, [online] <https://www.tdk.com/en/index.html>.
- [21] *Film capacitors, Metallized Polyester Film Capacitors (MKT) Datasheet*, 2018, [online] <https://www.tdk.com/en/index.html>.
- [22] *Digital Power Meter Model 66201/66202 Datasheet*, [online] <https://www.chromausa.com/>.
- [23] *WaveSurfer 3000z Oscilloscopes (100 MHz - 1 GHz) Datasheet*, [online] <https://teledynelecroy.com/>.
- [24] *EPC90133 Datasheet*, [online] <https://epc-co.com/epc/>.
- [25] *EPC9047 Datasheet*, [online] <https://epc-co.com/epc/>.
- [26] *EPC9048C Datasheet*, [online] <https://epc-co.com/epc/>.