



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA



DIPARTIMENTO  
DI INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

**Studio ed allestimento di esercitazioni didattiche sul convertitore Boost**

**Relatore**

Prof. Caldognetto Tommaso

**Correlatore**

Prof. Stellini Marco

**Laureando**

Baldassari Matteo

Anno Accademico 2024 – 2025

Data di Laurea 22/09/2025

# Indice

<b>Capitolo 1 - Il MOSFET di Potenza .....</b>	<b>3</b>
1.1 Caratteristiche ideali e reali .....	3
1.2 Struttura MOSFET di potenza .....	5
1.3 Elementi capacitivi parassiti .....	6
<b>Capitolo 2 - Il convertitore Boost.....</b>	<b>7</b>
2.1 Analisi del funzionamento continuo (CCM) .....	8
2.2 Analisi del funzionamento discontinuo (DCM) .....	12
<b>Capitolo 3 - Esercitazione di Laboratorio.....</b>	<b>15</b>
3.1 La scheda di test.....	15
3.1.1 Caratteristiche tecniche del convertitore Boost: .....	15
3.1.2 Caratteristiche circuitali del convertitore Boost: .....	15
3.1.3 Elenco principali componenti: .....	15
3.1.4 Circuito elettrico Power Boost .....	16
3.1.5 Circuito elettrico regolatore PWM .....	16
3.2 Esercitazione modo CCM: funzionamento statico - modalità OL.....	17
3.3 Esercitazione modo CCM: funzionamento dinamico – ingresso perturbato da impulso rettangolare - modalità OL.....	19
3.4 Esercitazione modo DCM: funzionamento statico - modalità OL .....	23
3.5 Tracciamento delle Curva di uscita: limite di funzionamento tra modo CCM – DCM - modalità CL .....	24
3.6 Tracciamento delle Curva di uscita: tensione di ingresso variabile - corrente al carico variabile - modalità CL – modo CCM.....	26
3.7 Tracciamento delle Curva di uscita: rapporto di conversione in funzione della corrente di carico - $V_{in}$ costante - modalità CL.....	29
3.8 Tracciamento delle Curva di uscita: 3 rapporto di conversione in funzione della corrente di carico - $V_{in}$ costante - modalità OL .....	30
3.9 Funzionamento dinamico del convertitore Boost: tensione di ingresso perturbata da Gradino unitario .....	31
<b>Conclusioni.....</b>	<b>33</b>
<b>Bibliografia.....</b>	<b>34</b>

## INDICE DELLE FIGURE

1.1	Struttura mosfet per piccoli segnali (a), e mosfet di potenza (b).....	5
1.2	Schema con rappresentazione degli elementi capacitivi parassiti .....	6
2.1	Schema di principio del convertitore Boost .....	7
2.2	Intervallo di chiusura S ( $t_{on}$ ) .....	8
2.3	Intervallo di apertura S ( $t_{on}$ ) .....	9
2.4	Corrente $i_L$ e tensione $u_L$ in un periodo di commutazione $T_s$ a regime .....	9
2.5	Corrente $i_s$ e tensione $u_s$ relativi all'interruttore in un periodo di commutazione $T_s$ .....	10
2.6	Corrente $i_D$ e tensione $u_D$ relativi al diodo in un periodo di commutazione $T_s$ .....	10
2.7	Successione topologica in funzionamento discontinuo: a) intervallo di chiusura di S ( $t_{on}$ ), b) intervallo di apertura di S ( $t'_{off}$ ), c) intervallo di apertura di S e D ( $t'_{off}$ ).....	12
2.8	Andamenti di $u_L$ e $i_L$ nel periodo di commutazione $T_s$ , nel modo DCM.....	13
3.1	Circuito elettrico Power Boost .....	16
3.2	Circuito elettrico regolatore PWM .....	16
3.3	Scheda test convertitore Boost e strumenti di laboratorio .....	17
3.4	Setup misure in laboratorio didattico per funzionamento CCM .....	18
3.5	Andamento complessivo del convertitore Boost, modo CCM, modalità OL.....	18
3.6	Setup misure in laboratorio didattico con collegamento perturbazione esterna .....	19
3.7	Andamento tensione di uscita e corrente di uscita, dopo perturbazione .....	20
3.8	Andamento tensione e corrente col carico elettronico ancora collegato .....	20
3.9	Risposta tipica di un sistema al gradino unitario .....	21
3.10	Andamento complessivo del convertitore Boost, modo DCM, modalità OL .....	23
3.11	Setup laboratorio didattico, tracciamento limite tra modo CCM-DCM, modalità CL...24	
3.12, 3.13:	limite funzionamento DCM 150-180mA .....	25
3.14, 3.15:	limite funzionamento CCM 200-230mA .....	25
3.16	Curva di uscita con tensione di ingresso 20V e corrente al carico 600mA.....	27
3.17	Curva di uscita con tensione di ingresso 25V e corrente al carico 600mA.....	27
3.18	Curva di uscita con tensione di ingresso 30V e corrente al carico 600mA .....	27
Tabella 1	Variazione duty cycle in funzione della tensione di ingresso variabile .....	28
Tabella 2	Variazione duty cycle in funzione della corrente di carico .....	29
Tabella 3	Variazione tensione di uscita in funzione della corrente al carico, duty cycle fisso, modalità OL .....	30
3.19	Confronto qualitativo tra modalità OL e CL. ....	32

# Capitolo 1 - Il MOSFET di Potenza

I semiconduttori di potenza costituiscono l'elemento centrale dell'elettronica di potenza moderna, poiché il loro impiego è strettamente legato ai processi di conversione dell'energia e all'ottimizzazione dell'efficienza.

Nei circuiti di potenza, questi dispositivi funzionano prevalentemente come interruttori, alternando tra lo stato di conduzione e quello di interdizione. Questo principio di operatività consente di controllare elevate quantità di energia, riducendo significativamente la dissipazione di potenza rispetto ai convertitori tradizionali.

I dispositivi di potenza a semiconduttore si possono classificare in tre gruppi, in base alla loro modalità di controllo:

- Diodi: lo stato di conduzione ("ON") e di blocco ("OFF") è determinato dal circuito.
- Tristori (SCR, Triac): un segnale di controllo li innesca ("ON"), ma il blocco ("OFF") è determinato dal circuito.
- Interruttori controllati o controllabili (es BJT, MOSFET, IGBT): un segnale di controllo ne consente la chiusura (stato di "ON") e l'apertura (stato di "OFF").

## 1.1 Caratteristiche ideali e reali

La seguente trattazione parlerà solo degli interruttori MOSFET. Di seguito vengono elencate le loro caratteristiche ideali:

- Quando è aperto (stato "spento"), sopporta qualsiasi valore di tensione e non lascia scorrere nessuna corrente ( $I_{LEAK} = 0$ ).
- Quando è chiuso (stato "acceso"), la corrente può assumere qualsiasi valore positivo con caduta di tensione nulla ( $V_{SW\ ON} = 0$ ).
- Essendo comandato in tensione (i segnali di accensione e spegnimento vengono dati con una tensione e non con una corrente come invece succede nei BJT) e per via della struttura fisica del dispositivo stesso, il circuito di controllo non dovrà "sprecare" potenza per mantenerne o cambiarne lo stato, ciò si traduce in una corrente di controllo nulla.
- Quando riceve un comando, passa in modo istantaneo dalla posizione aperta a quella chiusa e viceversa, senza limiti in termini di velocità di funzionamento, ovvero frequenze di commutazione illimitata. [\[1\]](#)

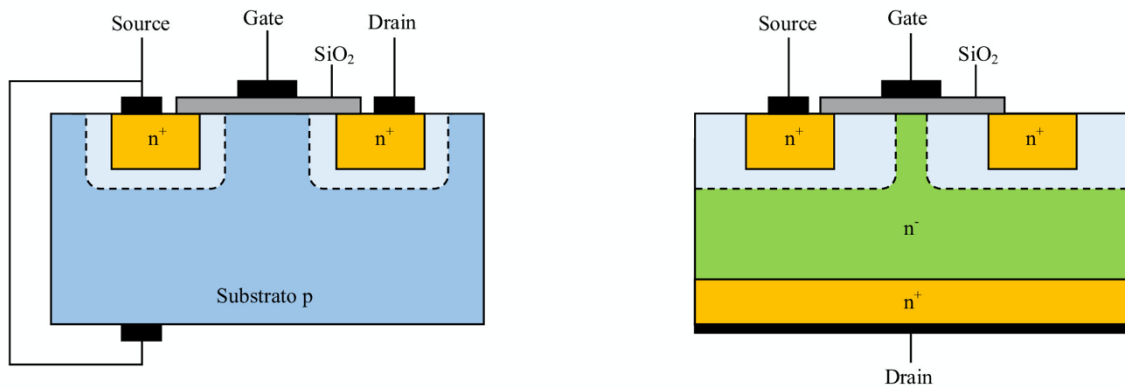
I dispositivi reali, tuttavia, non godono di queste peculiarità. Le principali limitazioni sono una corrente massima con conseguente limitazione delle potenze, una velocità di funzionamento (frequenza) legata ai tempi di accensione/spegnimento non nulli, resistenze di conduzione di valore finito con conseguenti perdite di potenza.

È tuttavia possibile identificare una lista di caratteristiche desiderabili in un dispositivo reale:

- Piccola corrente inversa durante lo stato di blocco ( $I_{LEAK}$ ).
- Piccola caduta di tensione diretta ( $V_{ON}$ ) per rendere minime le perdite di conduzione, che si traduce in una bassa resistenza di conduzione ( $R_{ON}$ ).
- Capacità di resistere ad elevati valori di tensioni dirette e inverse quando si trova nello stato aperto ("spento").
- Elevato valore della massima corrente diretta.
- Limitata potenza richiesta per comandare il dispositivo.
- Brevi tempi di commutazione, che permettono al dispositivo di funzionare anche ad alte frequenze.
- Capacità di sopportare contemporaneamente la tensione e la corrente nominale durante la commutazione. Questo evita di progettare altri circuiti esterni di protezione del dispositivo stesso (es. *snubber*). [\[1\]](#)

## 1.2 Struttura MOSFET di potenza

A differenza dei MOSFET impiegati nei circuiti integrati tradizionali, dove i terminali di Source, Gate e Drain si trovano sulla stessa superficie del wafer di silicio (figura 1.1.a), i power MOSFET adottano una configurazione verticale. In questa struttura, il Source e il Drain sono posizionati alle estremità opposte del wafer, permettendo un incremento della potenza nominale, come illustrato in figura 1.1.b. [1]



(a) (b)  
Figura 1.1: struttura mosfet per piccoli segnali (a), e mosfet di potenza (b)

### 1.3 Elementi capacitivi parassiti

Nel MOSFET, la presenza di diversi materiali conduttori separati da strati isolanti genera inevitabilmente capacità parassite distribuite. Questi effetti capacitivi vengono comunemente modellati attraverso condensatori equivalenti, come mostrato nello schema di figura 1.2. Tali capacità influenzano le prestazioni del dispositivo, in particolare durante le fasi di commutazione. [1]

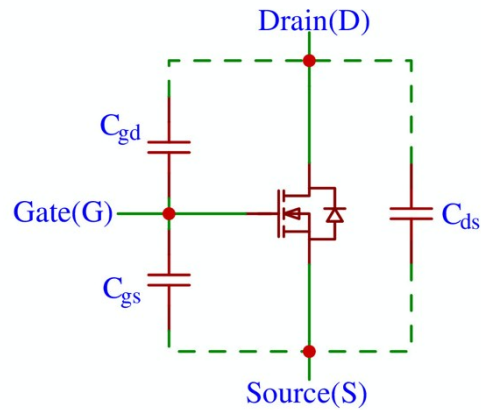


Figura 1.2: schema con rappresentazione degli elementi capacitivi parassiti

Nei *datasheet* tali capacità vengono tipicamente riportate come:

- Capacità di ingresso:  $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$
- Capacità di uscita:  $C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$
- Capacità di trasferimento inversa:  $C_{rss} = C_{gd}$

## Capitolo 2 - Il convertitore Boost

Il convertitore Boost, detto anche “convertitore a salita” o “elevatore” (dall’inglese *step-up* ), converte la tensione continua di ingresso  $U_i$  in una tensione di uscita  $U_o$ , di valore superiore o, al minimo, uguale a quello della tensione di ingresso. Dallo schema in figura 2.1 è possibile vedere come il diodo D collega direttamente ingresso e uscita, e impone che sia  $U_o \geq U_i$ .

La corrente assorbita dall’alimentazione è filtrata dall’induttanza L, quindi non sarà necessario un ulteriore filtro in ingresso.

Schema di principio:

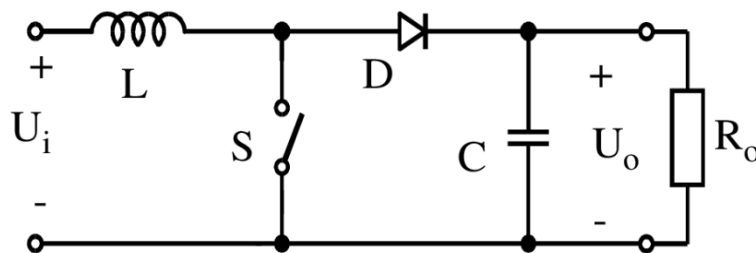


Figura 2.1: Schema di Principio del convertitore Boost

### Ipotesi per lo studio:

Un corretto dimensionamento dei componenti L e C porta ad avere una tensione di uscita ben filtrata, cioè che la componente residua a frequenza di commutazione risulta piccola rispetto alla componente continua. Per l’analisi si assumono le seguenti ipotesi:

- l’interruttore è ideale ( $u_{S\ on} = 0V$ ,  $i_{S\ off} = 0A$ ,  $t_{sw\ on} = t_{sw\ off} = 0s$ ).
- il diodo è ideale ( $u_{D\ on} = 0V$ ,  $i_{D\ off} = 0A$ ,  $t_{D\ on} = t_{D\ off} = 0s$ ).
- i componenti L e C sono ideali:  $R_L = 0\Omega$ ,  $ESR = 0\Omega$  (*Equivalent Series Resitance*),  $ESL = 0\Omega$  (*Equivalent Series Inductance*).
- $u_i = U_i = \text{costante}$
- $u_o = U_o = \text{costante}$
- $i_o = I_o = \text{costante}$

[2]

## 2.1 Analisi del funzionamento continuo (CCM)

D = OFF, S = ON

All'istante  $t_{on} = 0$  l'interruttore viene acceso causando l'interdizione del diodo D ( $u_D = U_o$ ). In figura 2.2 è schematicamente rappresentato il flusso di potenza tra la sorgente e l'induttanza, e tra la capacità di filtro di uscita ed il carico.

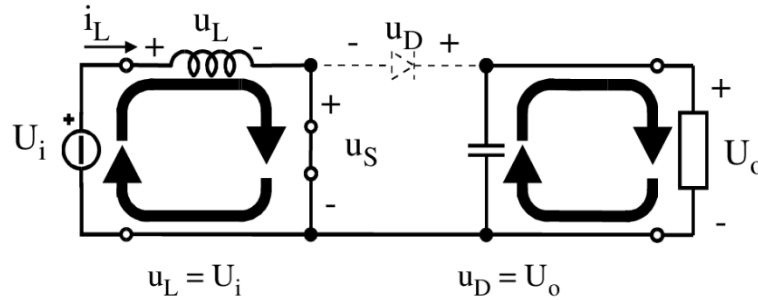


Figura 2.2: Intervallo di chiusura S ( $t_{on}$ )

La tensione ai capi della induttanza in tale fase risulta pari alla tensione di ingresso e di conseguenza la corrente  $i_L$  cresce linearmente partendo da un valore iniziale  $I_{Lmin}$ :

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \cdot \int_0^t u_L(\tau) d\tau = I_{Lmin} + \frac{U_i}{L} \cdot t$$

L'ampiezza della ondulazione di corrente durante tale fase risulta:

$$\Delta I_{L on} = \frac{U_i}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_i}{f_s \cdot L} \cdot \delta$$

La corrente nell'interruttore  $i_S$  risulta coincidente con  $i_L$ , mentre la corrente nel diodo  $i_D$  risulta nulla (diodo interdettato).

D = ON, S = OFF

All'apertura dell'interruttore la corrente  $i_L$  forza il diodo D in conduzione, tale situazione è rappresentata dalla figura 2.3. Durante questa fase la sorgente e l'induttanza forniscono energia al condensatore di uscita e al carico. Essendo  $u_L$  costante e pari a  $U_i - U_o$ , la corrente  $i_L$  diminuisce linearmente ( $U_o > U_i$ ) partendo dal valore iniziale  $I_{Lmax}$  raggiunto al termine della fase precedente. Tale andamento è espresso dalla relazione seguente:

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \cdot \int_0^t u_L(\tau) d\tau = I_{Lmax} - \frac{U_o - U_i}{L} \cdot t$$

L'ondulazione di corrente durante questa fase risulta:

$$\Delta I_{L off} = \frac{U_o - U_i}{L} \cdot t_{off}$$

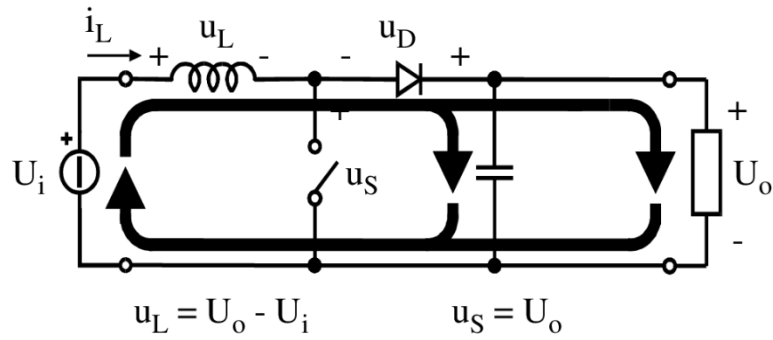


Figura 2.3: Intervallo di apertura S ( $t_{on}$ )

**Forme d'onda di corrente e tensione sull'induttore:**

L'andamento complessivo della corrente  $i_L$  e della tensione  $u_L$  in un periodo di commutazione è mostrato in figura 2.4 nel caso a regime, cioè nella situazione in cui tutte le grandezze del circuito sono periodiche di periodo pari a quello di commutazione:

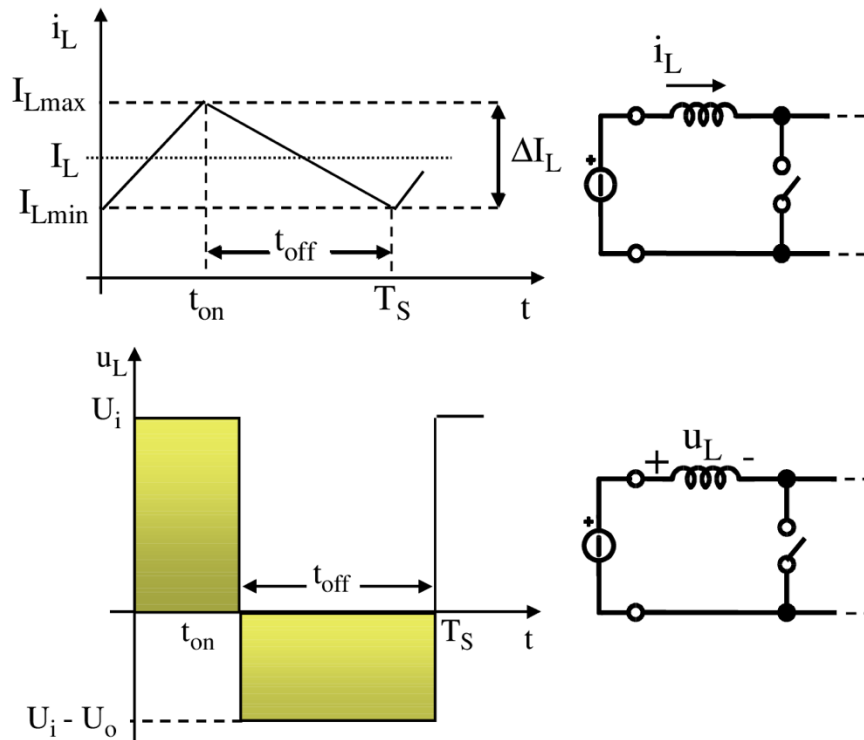


Figura 2.4: Corrente  $i_L$  e tensione  $u_L$  in un periodo di commutazione  $T_S$  a regime.

La condizione di regime impone che l'ondulazione di corrente durante l'intervallo di chiusura di S sia uguale a quella durante l'intervallo di apertura, cioè:

$$\Delta I_{L\ on} = \Delta I_{L\ off} = \Delta I_L = \frac{U_i}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_o - U_i}{L} \cdot t_{off}$$

La condizione appena trovata equivale a dire che la tensione media ai capi della induttanza a regime deve essere zero. Infatti possiamo scrivere:

$$U_i \cdot t_{on} = (U_o - U_i) \cdot t_{off}$$

Da questa condizione, sapendo che  $t_{off} = T_S - t_{on}$ , si ricava la relazione statica tra la tensione di ingresso e la tensione di uscita:

$$M = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 - \delta}$$

Si osserva come, a regime la corrente massima coincide con il valore massimo di corrente  $i_L$  nell'induttanza, mentre il valore massimo di tensione applicata durante la rispettiva fase di apertura coincide con la tensione di uscita. Le stesse grandezze riferite al Diodo mostrano come gli andamenti sono esattamente uguali in modulo ma trasli del tempo di commutazione.

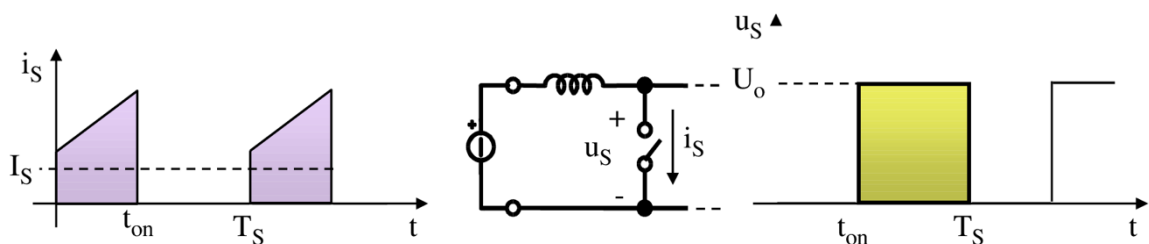


Figura 2.5: Andamenti di corrente  $i_s$  e tensione  $u_s$  relativi all'interruttore in un periodo di commutazione  $T_S$

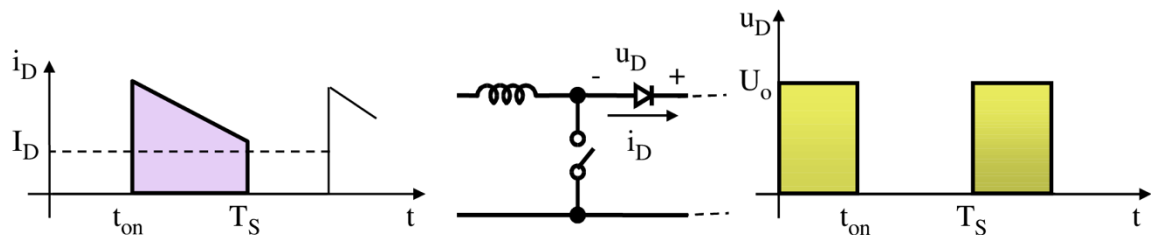


Figura 2.6: Andamenti di corrente  $i_D$  e tensione  $u_D$  relativi al diodo in un periodo di commutazione  $T_S$

La corrente media nell'interruttore, che coincide con la corrente media di ingresso, si ricava dalla figura 2.5 e vale:

$$I_s = \frac{I_{L \min} + I_{L \max}}{2 \cdot T_S} \cdot t_{on} = I_L \cdot \delta$$

Mentre le stesse grandezze riferite al diodo sono mostrate in figura 2.6, la corrente media nel diodo risulta data dalla seguente espressione:

$$I_D = \frac{I_{L \min} + I_{L \max}}{2 \cdot T_S} \cdot t_{off} = I_L \cdot (1 - \delta)$$

Essendo a regime, la corrente media nel condensatore di uscita è pari a zero. Di conseguenza, la corrente media nel diodo di uscita coincide con la corrente di carico  $I_o$ . È importante osservare come questo risultato sia in accordo con il bilancio di potenza del convertitore. Infatti, avendo supposto componenti ideali e privi di perdite deve essere:

$$P_i = P_o \Rightarrow U_i \cdot I_i = U_o \cdot I_o \Rightarrow U_i \cdot I_L = U_o \cdot I_D$$

Da cui si ricava:

$$\frac{I_L}{I_D} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 - \delta}$$

Per la stima dell'ondulazione di tensione residua ai capi del condensatore di uscita, la corrente nel condensatore  $C_{out}$  risulta uguale alla differenza tra la corrente nel diodo e la corrente di uscita. È possibile infatti scrivere:

$$i_c = i_D - I_o = i_D - I_D$$

L'ondulazione di tensione si ricava dalla seguente espressione:

$$|\Delta u_C| = u_C - U_o = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_C dt = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{t_{on}} I_o dt$$

$$|\Delta u_C| = \frac{I_o \cdot t_{on}}{C} = \frac{I_o \cdot \delta}{f_s C}$$

Considerazioni finali:

- Durante il funzionamento continuo la corrente nell'induttore è sempre positiva in tutto il periodo di commutazione;
- Il rapporto di conversione nel modo continuo è uguale a:

$$M = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 - \delta}$$

quindi dipende solo dal duty-cycle ed è indipendente dalla corrente di carico.

- A regime la tensione media ai capi della induttanza di filtro nel periodo di commutazione è nulla (“*volt second balance*” o “*flux balance*”)
- A regime la corrente media nel condensatore di uscita è nulla (“*ampere second balance*” o “*charge balance*”);
- La potenza media entrante nel convertitore coincide con la potenza media uscente (ipotesi di elementi ideali e quindi privi di perdite). [\[2\]](#)

## 2.2 Analisi del funzionamento discontinuo (DCM)

La situazione di partenza prevede  $S_{on}$  e  $D_{off}$ . Nel momento in cui la corrente di carico diminuisce, anche la corrente media nella induttanza di ingresso diminuisce, secondo il bilancio di potenze. Si arriverà, quindi, ad una situazione in cui, durante la fase di apertura dell'interruttore, la corrente nella induttanza si annulla, causando l'interdizione del diodo D: si entra così in funzionamento discontinuo (DCM). La sequenza delle tre fasi è mostrata in figura 2.7:

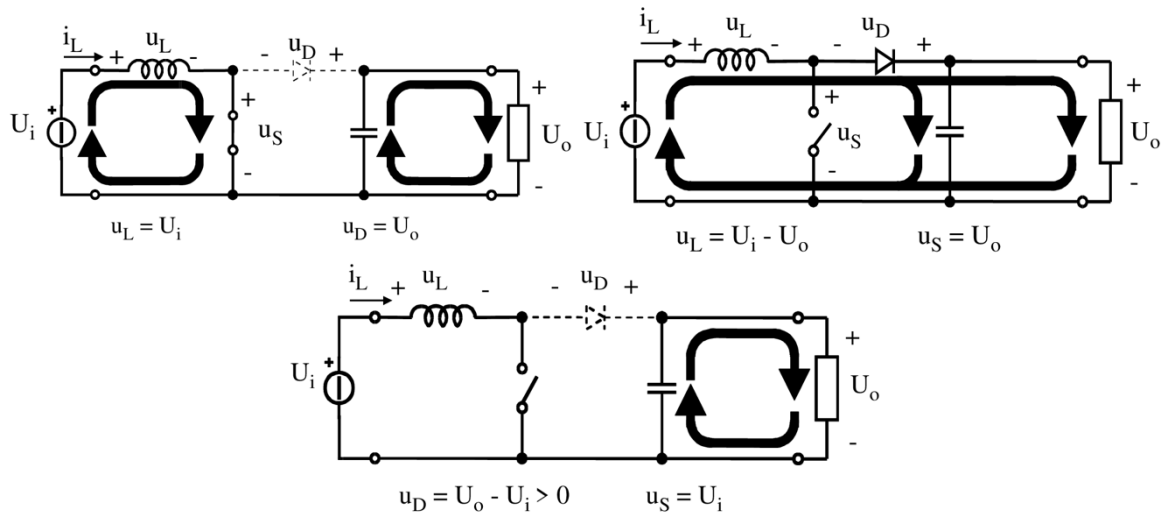


Figura 2.7: Successione topologica in funzionamento discontinuo: a) intervallo di chiusura di S ( $t_{on}$ ), b) intervallo di apertura di S ( $t'_{off}$ ), c) intervallo di apertura di S e D ( $t''_{off}$ ).

Le forme d'onda complessive della tensione e della corrente nella induttanza sono mostrate in figura 2.8. Anche in questo caso la tensione media ai capi della induttanza nel periodo di commutazione è nulla. Di conseguenza, si può scrivere:

$$U_i \cdot T_{on} = (U_o - U_i) \cdot t'_{off}$$

Questa equazione, da sola, non permette di calcolare il rapporto di conversione per la presenza della ulteriore incognita rappresentata dall'intervallo  $t'_{off}$ . Si utilizza quindi la relazione  $I_D = I_o$  derivante dalla condizione di regime (corrente media nulla nel condensatore di uscita):

$$I_o = I_D = I_{L \max} \frac{t'_{off}}{2 \cdot T_s}$$

Dove  $I_{L \max}$  è:

$$I_{L \max} = \frac{U_i}{L} t_{on}$$

Grazie a queste ultime tre equazioni, si può ricavare la seguente espressione relativa al rapporto di conversione in funzionamento discontinuo:

$$M = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \delta^2 \frac{U_i}{2f_s L I_o} = 1 + \delta^2 \frac{I_N}{I_o}$$

dove  $I_N$  è la corrente di carico normalizzata ed è data da:

$$I_N = \frac{U_i}{2f_s L}$$

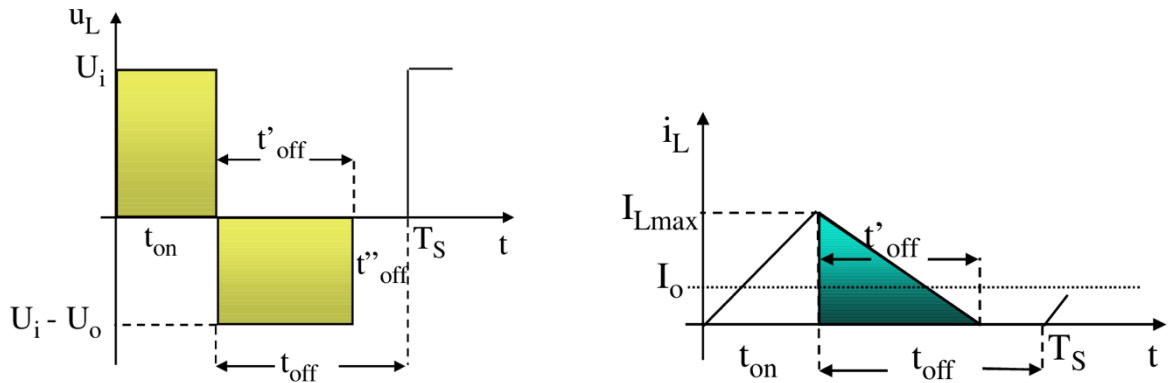


Figura 2.8: Andamenti di  $u_L$  e  $i_L$  nel periodo di commutazione  $T_S$  nel modo DCM.

Confrontando l'andamento della tensione  $u_L$  in funzionamento continuo (vedi figura 2.3) e discontinuo (vedi figura 2.8), è possibile osservare come, a parità di duty-cycle, il rapporto di conversione in funzionamento discontinuo  $M_{DCM}$  risulti maggiore di quello in funzionamento continuo  $M_{CCM}$ . Si può infatti scrivere:

$$U_i \cdot t_{on} = (U_{oCCM} - U_i) \cdot t_{off} = (U_{oDCM} - U_i) \cdot t'_{off}$$

Essendo  $t'_{off} < t_{off}$ , deve essere  $U_{oDCM} > U_{oCCM}$

Considerazioni finali:

- Durante il funzionamento discontinuo la corrente nell'induttore si azzerava nella parte finale del ciclo di commutazione, in particolare se il carico è piccolo.
- Il rapporto di conversione nel modo discontinuo è uguale a:

$$M = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \delta^2 \frac{U_i}{2f_s L I_o} = 1 + \delta^2 \frac{I_N}{I_o}$$

e dipende dalla corrente di carico, dalla tensione di ingresso, dal duty-cycle e dall'induttore.

- Il bilancio del flusso magnetico impone che la tensione media ai capi dell'induttore sia nulla su un ciclo. A differenza del modo CCM, il rapporto di conversione dipende non

solo dal duty-cycle, ma anche dal carico, rendendo il controllo più complesso (“*volt second balance*” o “*flux balance*”)

- A regime, la corrente media nel condensatore di uscita è nulla, ma il *ripple* di corrente è maggiore rispetto al modo CCM. Questo perché l’induttore si scarica completamente, lasciando al condensatore il compito di mantenere la tensione stabile durante l’intervallo di discontinuità, con un impatto maggiore sulle fluttuazioni della tensione di uscita (“*ampere second balance*” o “*charge balance*”).
- Anche in modalità discontinua, la potenza media in ingresso coincide con quella in uscita in condizioni ideali. Tuttavia, a causa della dipendenza dal carico, il trasferimento di potenza è meno efficiente rispetto al modo CCM, con maggiori perdite dovute alle commutazioni e al ripple di corrente. [2]

## Capitolo 3 - Esercitazione di Laboratorio

Di seguito verrà trattato il funzionamento del convertitore Boost presente in laboratorio. Verranno proposte varie analisi in diverse condizioni di lavoro (CCM, DCM, transitorio). Verrà poi trattato il circuito di regolazione PWM sia nelle condizioni di anello aperto (*Open Loop*) che ad anello chiuso (*Closed Loop*) tramite feedback.

Per ogni esperienza verrà esposta la raccolta dei dati, la loro analisi e la visione con l'oscilloscopio delle varie forme d'onda.

### 3.1 La scheda di test

La scheda presente in laboratorio è formata da un transistor a tecnologia MOSFET ultrafast, un diodo raddrizzatore a tecnologia Schottky a bassissima tensione di soglia. Per il circuito di regolazione del duty-cycle è stato usato un regolatore PWM per applicazioni ultrafast con possibilità di switch tra il circuito di regolazione feedback ad anello chiuso e un circuito ad anello aperto con regolazione manuale; è inoltre presente un circuito di sensing della corrente di uscita per la regolazione dei picchi di corrente del convertitore Boost.

#### 3.1.1 Caratteristiche tecniche del convertitore Boost

- $V_{out(max)}$ : 50 V (nominale 48V)
- $I_{out(max)}$ : 2 A (consigliata 1A)
- $V_{in(min)}$ : 20 V (nominale 24V)

#### 3.1.2 Caratteristiche circuitali del convertitore Boost

- 1x  $R_{out}$ : 330  $\Omega$  (max 2A di picco)
- 4x  $C_{out}$ : 10,9 $\mu$ F (max 100 V - consigliato 50 V)
- Sensing feedback di corrente sul pin di Source con Trasformatore rapporto 1:50 per applicazioni ad alta frequenza fino a 1MHz.
- Switch OL/CL Controller PID(12 V): Open Loop con controllo manuale del duty-cycle tramite trimmer, Closed Loop con uscita fissa a 48 V.

#### 3.1.3 Elenco principali componenti

- Mosfet High-Frequency switching: IPB073N15N5
- Power Inductor Low DCR: SER2918H
- Ultra-Fast PWM controller: UC3823
- Ultra-Low VF Schottky Rectifier: FSV12150V
- High-Frequency Transformers: WE-749251050

### 3.1.4 Circuito elettrico Power Boost

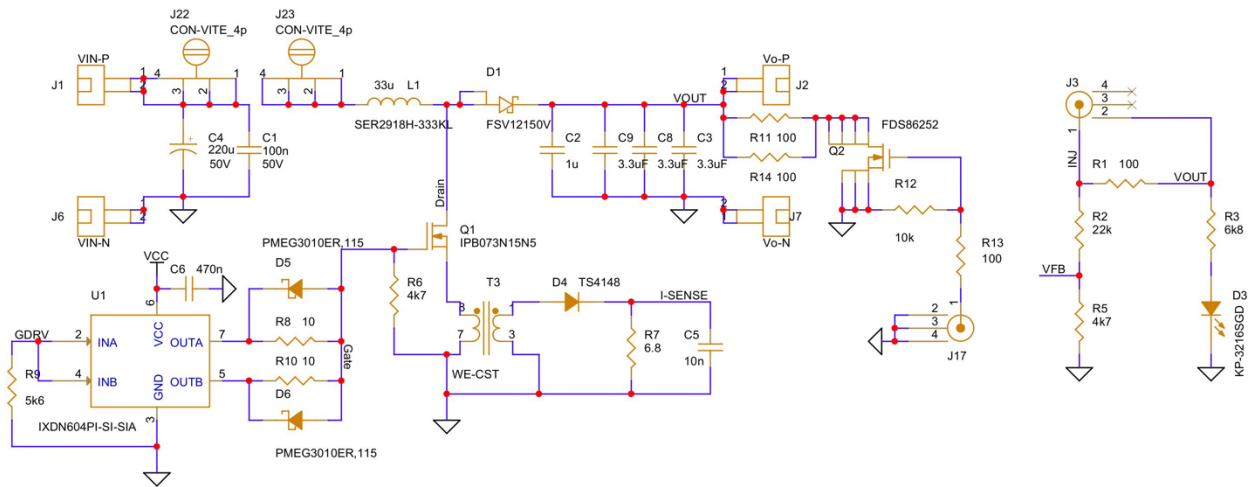


Figura 3.1

### 3.1.5 Circuito elettrico regolatore PWM

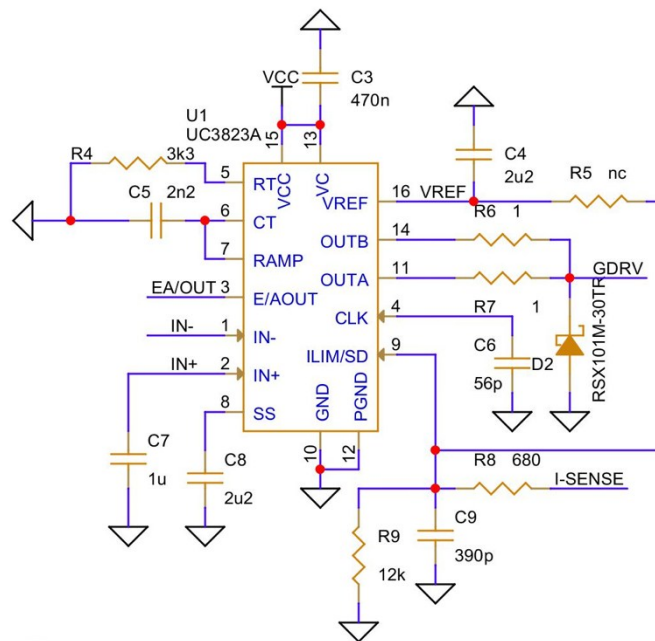


Figura 3.2

### 3.2 Esercitazione modo CCM: funzionamento statico - modalità OL

In questa prima esercitazione si andrà ad analizzare il funzionamento del convertitore Boost a regime, nel modo continuo (CCM), ad anello aperto quindi senza l'ausilio del controllore PID. Si analizzeranno le principali forma d'onda della tensione e della corrente.

#### Setup strumentazione e convertitore:

- Impostare l'alimentatore su *modo parallel* per erogare la massima corrente in uscita.
- La tensione sul CH1, che alimenta il convertitore, può variare da un minimo di 18V ad un massimo di 30V.
- La tensione sul CH4, che alimenta il regolatore PWM, deve essere di 12V.
- Le sonde dell'oscilloscopio presentano un'attenuazione pari a 10, vanno testate e compensate prima dell'uso (tramite il segnale di test fornito dall'oscilloscopio). Anche la sonda di corrente va smagnetizzata e calibrata.
- Impostare il *modo AC* sul menù di Accoppiamento delle sonde di tensione.
- Collegare il carico resistivo 50  $\Omega$ .
- Assicurarsi che il trimmer di regolazione del duty-cycle sia al minimo (senso antiorario).
- Impostare lo switch OL (portarlo verso CL per impostarlo su OL).
- Collegare il carico elettronico all'uscita del convertitore al solo fine di misurare la tensione, mantenere *Load OFF*. Altrimenti utilizzare un multimetro da banco.
- Collegare le sonde provenienti dal DSO ai connettori BNC sul convertitore, individuando i test-point necessari allo studio delle forme d'onda.
- Collegare la pinza amperometrica al cavo nero tra la J22 e J23

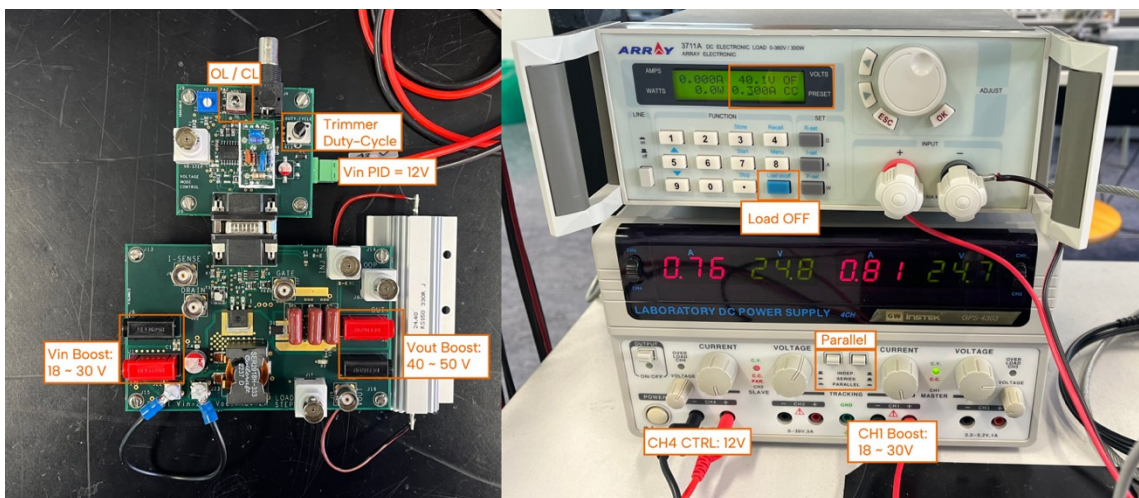


Figura 3.3: Scheda test convertitore Boost e strumenti di laboratorio.

Nella figura 3.4 si può osservare il banco prova con tutti gli strumenti settati e collegati correttamente al convertitore Boost.

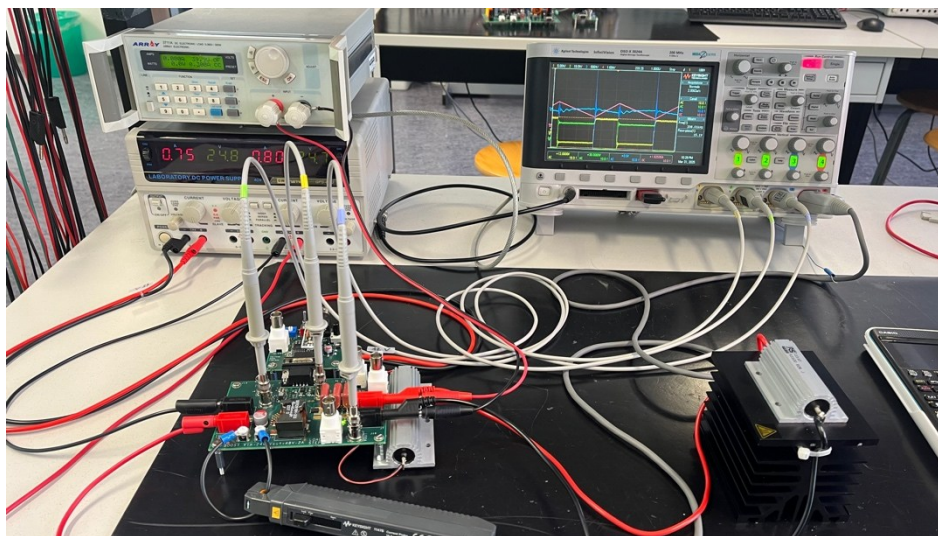


Figura 3.4: Setup misure in laboratorio didattico per funzionamento CCM.

In questa esercitazione si valuta il comportamento del convertitore a regime, in funzionamento continuo, senza l'ausilio del controllo del duty-cycle tramite PID, con carico di uscita resistivo costante. Le principali forme d'onda che si ottengono sono illustrate in figura 3.5, i principali segnali da osservare sono il comando di Gate, la tensione di Drain, la tensione di uscita e la corrente di uscita. Impostare una scala dei tempi sul DSO coerente col periodo di commutazione per acquisire almeno 2-3 periodi. Valutare il comportamento del Mosfet nel momento di commutazione, le ondulazioni sulla tensione di uscita e l'andamento medio della corrente in uscita; confrontare i dati di laboratorio con i dati ottenuti dalla teoria. Verificare il rapporto di conversione in CCM al variare di  $V_{in}$  (20V ~ 30V) e al variare del D% fino ad arrivare alla condizione di valori nominali del convertitore in prova ( $V_{in} = 24V$ ;  $V_{out} = 48V$ ). **N.B.: non superare il valore di  $V_{out} = 50V$ .**

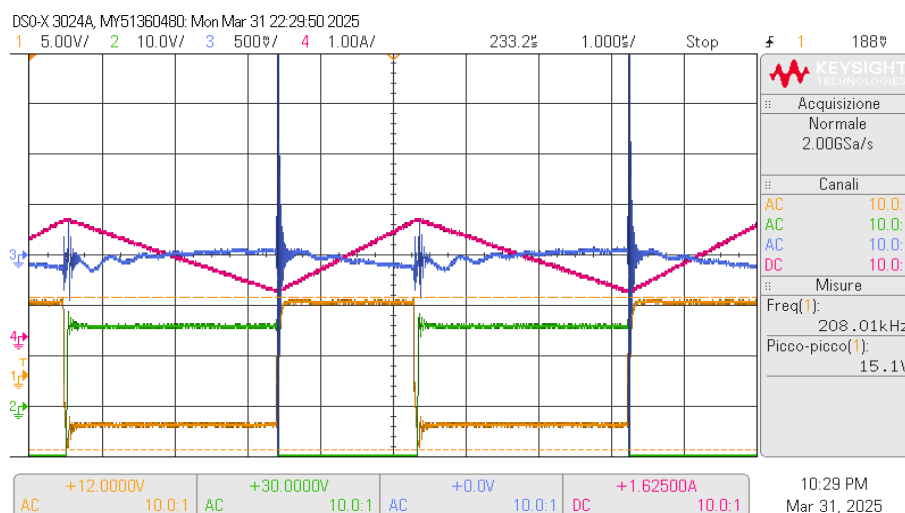


Figura 3.5: Andamento complessivo del convertitore Boost, modo CCM, modalità OL.

### 3.3 Esercitazione modo CCM: funzionamento dinamico – ingresso perturbato da impulso rettangolare - modalità OL

In questa seconda esercitazione si andrà ad analizzare il comportamento del convertitore sempre in CCM ma inserendo una perturbazione (segnale impulsivo rettangolare).

**Setup strumentazione e convertitore:** vengono mantenute le stesse impostazioni dell'esperienza precedente, inoltre:

- Impostare dal DSO la generazione di un'onda impulsiva:
  - Frequenza: 20 Hz
  - Ampiezza: 5Vpp
  - Offset: 2,5V
  - Vernier lar: 1,0 ms
- Impostare la modalità di acquisizione misure su: *Media*.
- Impostare il trigger su: *Gen Onda*.
- Collegare il cavo BNC-BNC tra il DSO (*Gen-out*) e il Test-point sul convertitore "*Load Step*".
- Regolare il trimmer del duty-cycle delicatamente affinché la tensione di uscita raggiunga il valore di 40V; utilizzare un multimetro da banco per rilevare la tensione o fare riferimento al display del carico elettronico. In questo ultimo caso una volta regolata la tensione di uscita accertarsi di scollegare completamente il carico elettronico in quanto la rete interna R-L-C andrebbe a falsare la risposta all'impulso.

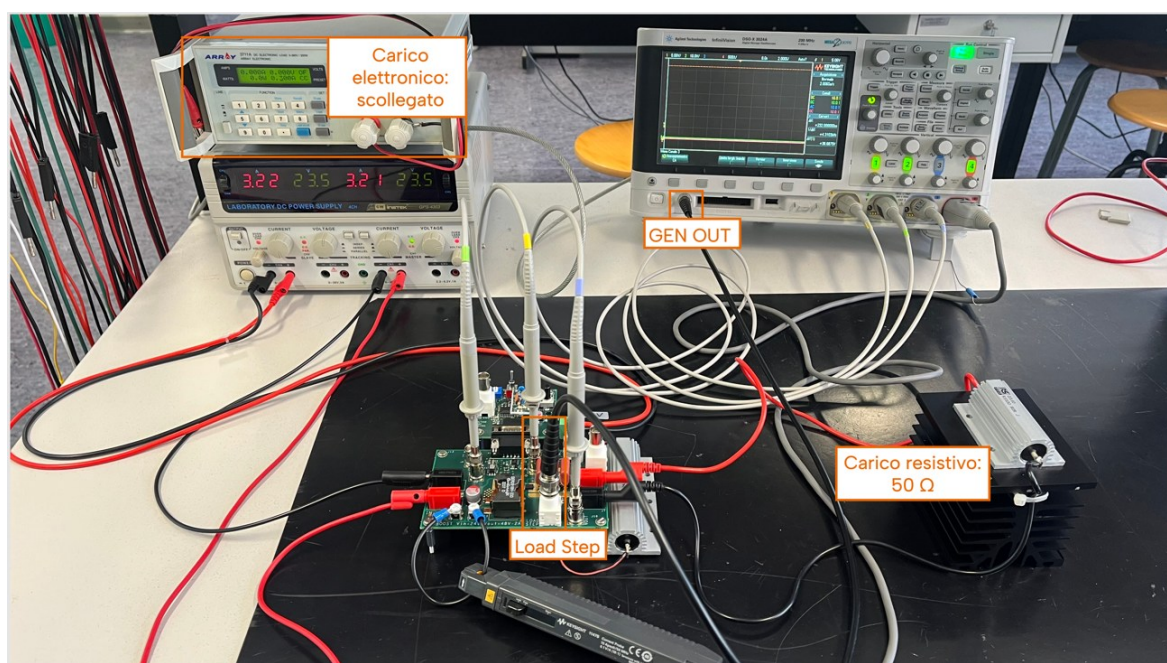


Figura 3.6: Setup misure in laboratorio didattico con collegamento perturbazione esterna.

Se tutte le impostazioni di setup sono corrette si dovrebbe ottenere una situazione come quella in figura:

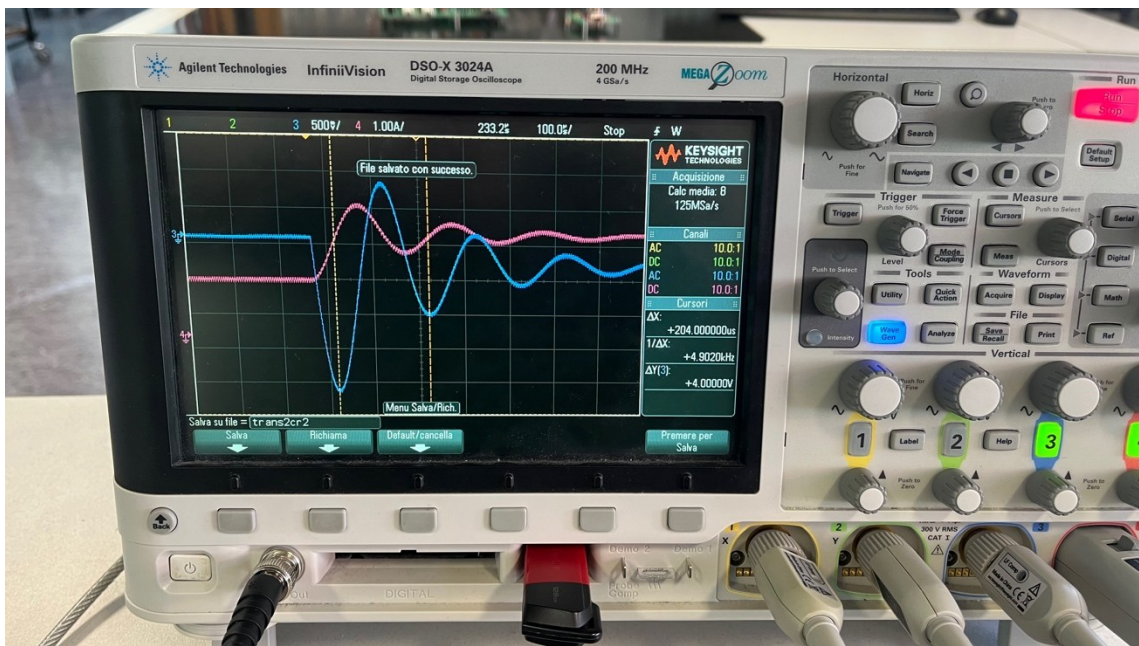


Figura 3.7: Andamento tensione di uscita (blu) e corrente di uscita (viola), dopo perturbazione.

Nell'acquisizione di questo transiente si può escludere la sonda di Gate e Drain, l'attenzione si pone sulla caratteristica di uscita del convertitore. Usando i cursori del DSO e analizzando le forma d'onda in figura 3.7 si possono ricavare tutte le caratteristiche del convertitore riguardanti la Pulsazione di Risonanza, Banda Passante e lo Smorzamento. Confrontare i risultati teorici coi dati raccolti col DSO.

**ATTENZIONE:** Se in fase di test si dovesse ottenere quanto illustrato in figura 3.8 significa che il carico elettronico non è stato rimosso: è importante scollegare il carico elettronico in quanto la rete interna modifica la risposta all'impulso del convertitore.

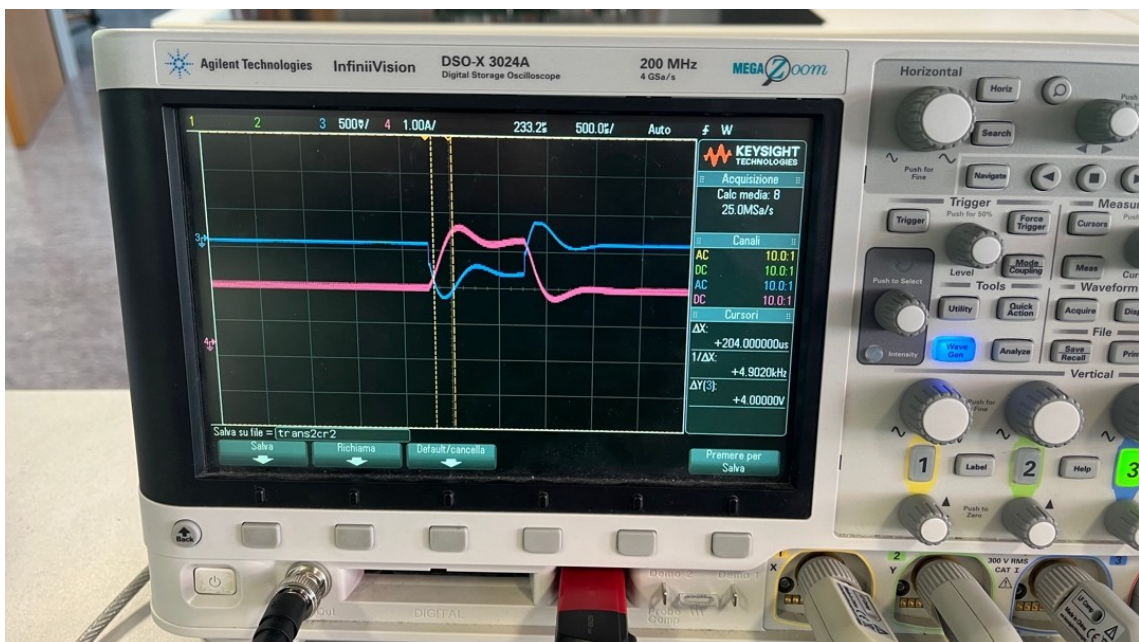


Figura 3.8: Andamento tensione e corrente col carico elettronico ancora collegato.

I parametri utili a caratterizzare la risposta del sistema al gradino sono: la Pulsazione di Risonanza, la Banda Passante e lo Smorzamento.

1- La pulsazione di risonanza ( $\omega_r$ ) è direttamente legata alla *frequenza di risonanza* ( $f_R$ ):

$$\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot f_R \quad \text{e utilizzando l'uguaglianza: } \omega_r \cdot L = \frac{1}{\omega_r \cdot C_{tot}} \quad \text{si ricava: } \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{tot}}}$$

2- La banda passante può essere calcolata in diversi modi:

Una formula approssimata è la seguente:

$$B \simeq \frac{0,35}{t_r} \quad (\text{con } t_r = \text{time rise})$$

Mentre invece per un calcolo più preciso si può usare la seguente formula:

$$B_{(-6\text{dB})} \simeq \frac{2}{\pi\tau} = \frac{2}{\pi dT} = \frac{2}{\pi d} f_{\text{SW}} \quad (\text{con } d = \text{duty cycle})$$

La quale tiene conto dell'insieme delle armoniche il cui valore in ampiezza risulta attenuato non più di 6 dB rispetto all'ampiezza della fondamentale, in tensione, questo corrisponde a metà del segnale.

3- Il coefficiente di smorzamento ( $\xi$ ) è il parametro che indica *quanto velocemente* si attenua l'ampiezza dell'oscillazione e si ottiene dai parametri del circuito elettrico del convertitore Boost in prova:

$$\xi_{\text{teorico}} = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L_{\text{eq}}}{C_{\text{tot}}}}$$

Si può confrontare il dato oggettivo con il dato ricavato dalle misure con la seguente formula:

$$\xi_{\text{misurato}} = \frac{1}{\omega_n \Delta t} \cdot \ln \frac{y_1 - 1}{y_2 - 1}$$

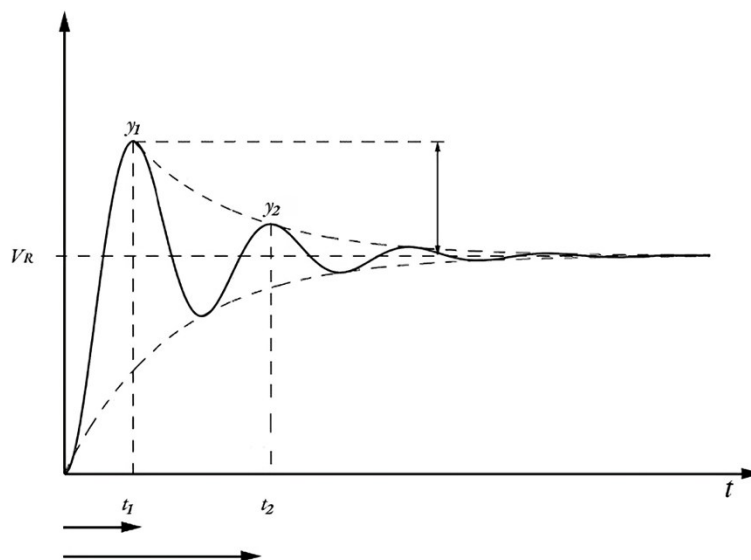


Figura 3.9: Risposta tipica di un sistema al gradino unitario.

Calcolo Primo ventre:

$$y_1 = \frac{V_R}{V_1}$$

Calcolo Secondo ventre:

$$y_2 = \frac{V_R}{V_2}$$

Calcolo  $\Delta t$  tra i due ventri:

$$\Delta t = t_2 - t_1$$

Per il circuito in prova si utilizzerà la seguente formula per il calcolo del valore equivalente dell'induttanza:

$$L_{eq} = \frac{L}{(1 - d)^2}$$

### 3.4 Esercitazione modo DCM: funzionamento statico - modalità OL

In questa terza esercitazione si andrà ad analizzare il funzionamento del convertitore Boost a regime nel modo discontinuo (DCM), ad anello aperto quindi senza l'ausilio del controllore PID. Si analizzeranno le principali forma d'onda di uscita della tensione e della corrente. Per avere la certezza di essere in modalità discontinua si scollega il carico resistivo da 50  $\Omega$  e si verifica dalle forme d'onda le oscillazioni sulla tensione di Drain e la corrente media nell'induttore. Utilizzare il carico elettronico solo per rilevare la tensione di uscita. Regolare il trimmer del duty-cycle per avere una tensione di circa 40V. Lasciare l'impostazione *Load OFF* sul carico elettronico.

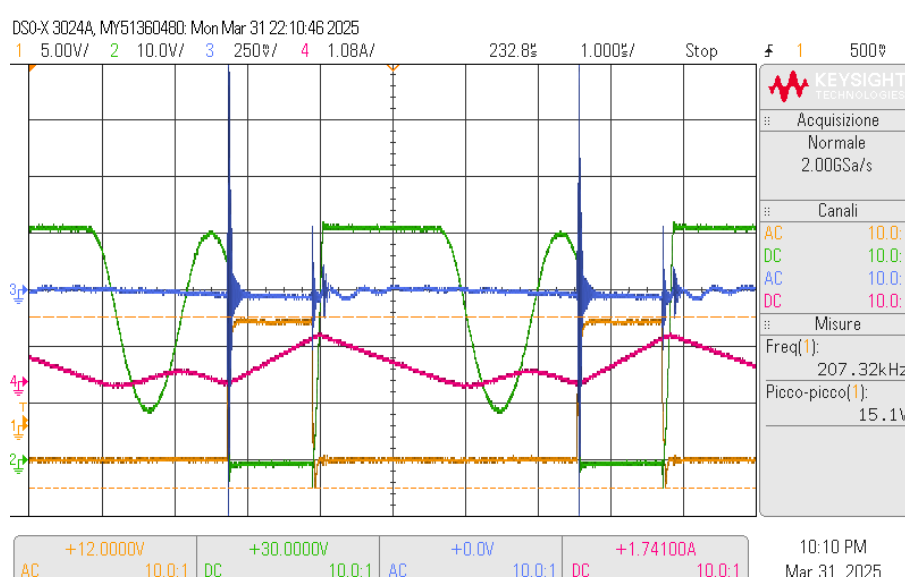


Figura 3.10: Andamento complessivo del convertitore Boost, modo DCM, modalità OL.

Si può notare dalla figura 3.10 come la tensione di Drain (*in verde*) precipiti prima del successivo periodo di commutazione, indice che l'energia magnetica immagazzinata nell'induttore si esaurisce, il diodo va in interdizione e resta al solo condensatore rilasciare le cariche sulla resistenza da 330  $\Omega$  a bordo del convertitore. È possibile così essere certi di trovarsi nel modo DCM e procedere col calcolo del rapporto di conversione.

### 3.5 Tracciamento delle Curva di uscita: limite di funzionamento tra modo CCM – DCM - modalità CL

Durante questa analisi si andrà ad individuare il limite inferiore nel quale il convertitore Boost funziona in modo Continuo (CCM), si osserva, tramite DSO, la variazione delle forme d'onda di tensione e corrente del convertitore Boost al passaggio al modo Discontinuo (DCM).

#### Setup strumentazione e convertitore:

- Impostare l'alimentatore su *modo parallel* per far sì che eroghi la massima corrente in uscita. La tensione sul CH1, che alimenta il convertitore deve essere di 24V. La tensione che alimenta il regolatore PWM sul CH4 deve essere di 12V.
- Impostare lo switch CL (portarlo verso OL per impostarlo su CL).
- Duty-cycle: regolato dal controllore PID esterno per mantenere l'uscita in tensione fissa a 48V.
- $I_{out}$ : impostata tramite il carico elettronico in modalità *corrente costante*.
- Collegare le sonde provenienti dal DSO ai connettori BNC sul convertitore, individuando i test-point necessari allo studio delle forme d'onda.

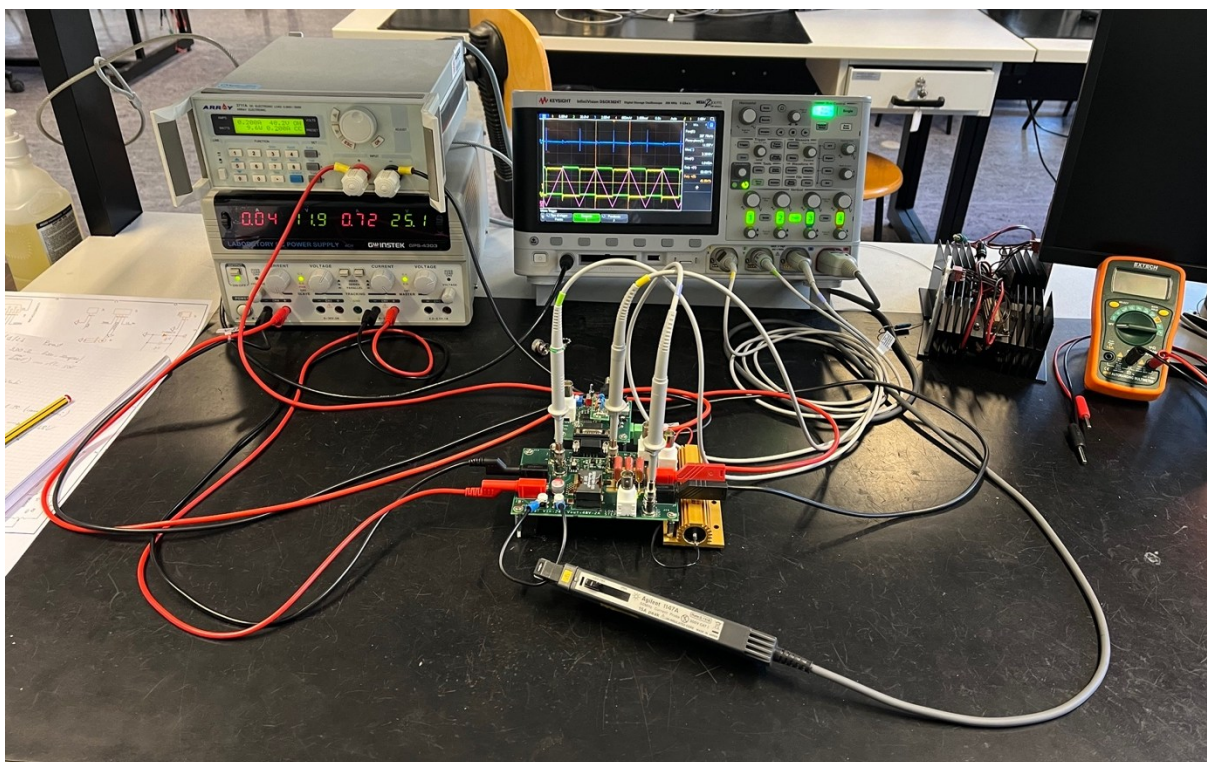


Figura 3.11: setup in laboratorio didattico per tracciamento limite tra modo CCM-DCM, modalità CL

Variando la corrente di uscita tramite il carico elettronico a piccoli step di 20-30 mA si può notare il passaggio dal modo DCM al modo CCM.

Nelle seguenti figure sono riportati gli andamenti nel tempo delle principali grandezze di tensione e corrente del convertitore Boost.

Si può notare che con corrente di uscita *bassa* (Figure 3.12 e 3.13) la tensione di Drain (*verde*) inizia a scendere prima della commutazione da “OFF” ad “ON” della tensione di Gate (*giallo*), da qui si deduce che il convertitore è in modalità DCM.

Aumentando la corrente assorbita dal carico elettronico si può osservare il passaggio al modo CCM. (Figure 3.14 e 3.15)

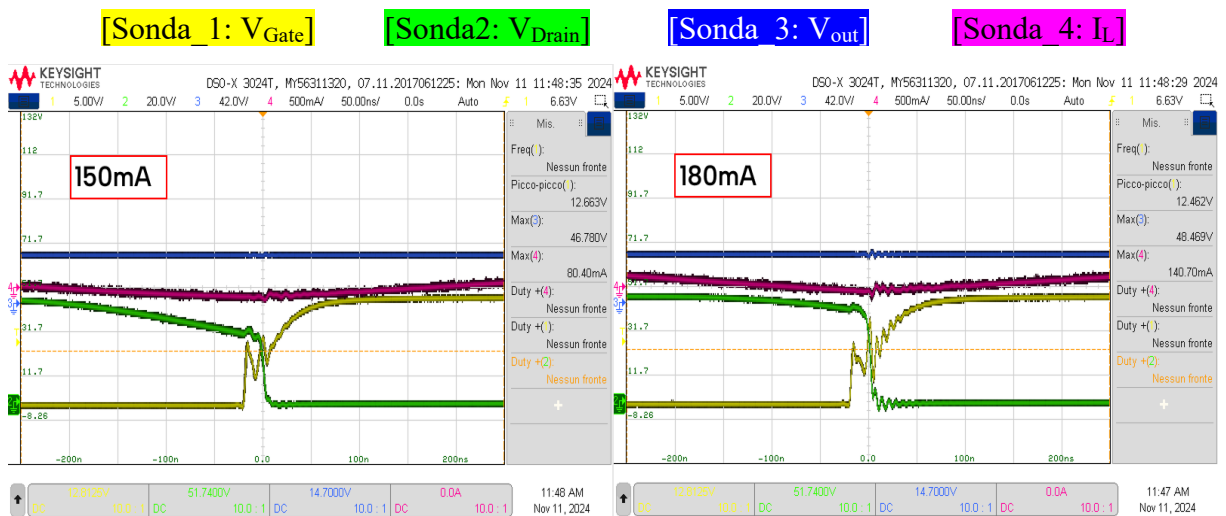


Figura 3.12

Figura 3.13

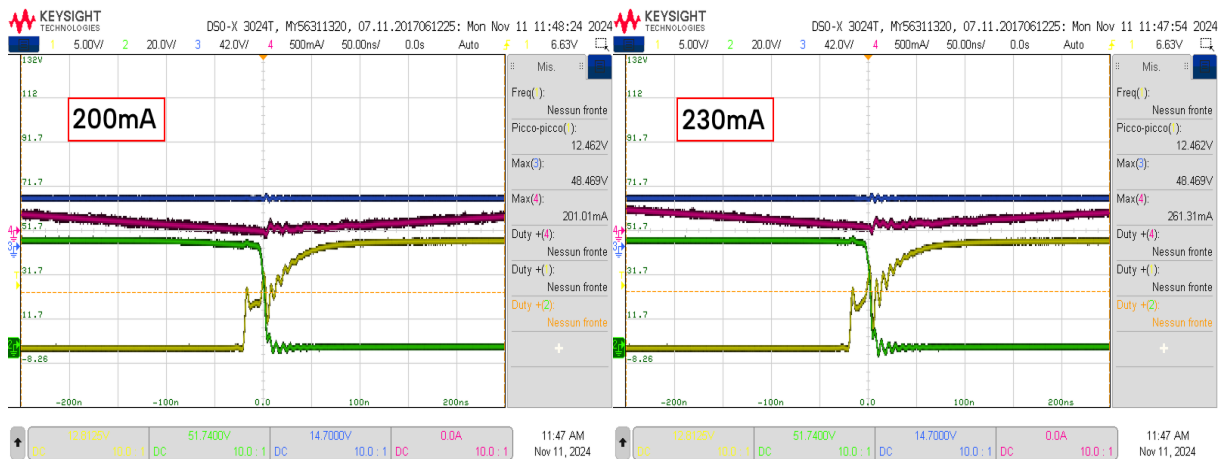


Figura 3.14

Figura 3.15

Si può concludere che, per avere la certezza di operare col convertitore in modalità CCM, la corrente di uscita deve essere di almeno 200mA.

### 3.6 Tracciamento delle Curva di uscita: tensione di ingresso variabile - corrente al carico variabile - modalità CL – modo CCM

Questa esercitazione ha lo scopo di osservare come il duty-cycle venga variato dal controllore PID al variare della tensione di ingresso e al variare della corrente di uscita.

#### Setup strumentazione e convertitore:

- Scheda di Controllo PWM impostata su modo Closed Loop, quindi con tensione di uscita fissata a 48V.
- Variazione statica di tensione di ingresso con valori compresi tra: 20 ÷ 30 V.
- Variazione statica di corrente al carico con valori compresi tra: 300 ÷ 1000 mA.
- Carico elettronico impostato su *corrente costante*.

Nelle immagini è possibile osservare il comportamento del convertitore Boost con la medesima corrente di uscita (600mA) ma con tensione di ingresso di 20V (Figura 3.16), 25V (Figura 3.17), 30V (Figura 3.1). In particolare, si nota come il controllore PID varia il tempo di accensione del Mosfet  $[T_{ON}]$  diminuendolo all'aumentare della tensione di ingresso, conseguentemente anche la pendenza della retta di corrente media nell'induttore cambia in funzione di  $[T_{ON}]$ .

Si può osservare inoltre che la tensione di uscita sia perfettamente fissata a 48V grazie all'impostazione ad anello chiuso sul controllore (a meno di un offset) a prescindere dal valore di tensione in ingresso. Questa ultima considerazione vale anche per tutte le possibili combinazioni di tensione di ingresso e corrente di uscita, restando nei valori nominali del convertitore per i quali è stato progettato.

[Sonda 1: V<sub>Gate</sub>]

[Sonda2: V<sub>Drain</sub>]

[Sonda 3: V<sub>out</sub>]

[Sonda 4: I<sub>L</sub>]

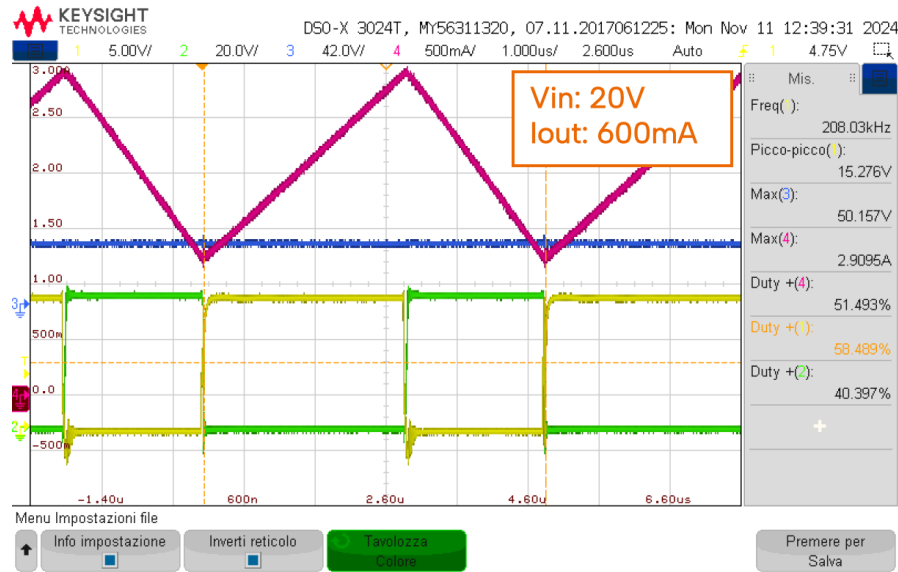


Figura 3.16

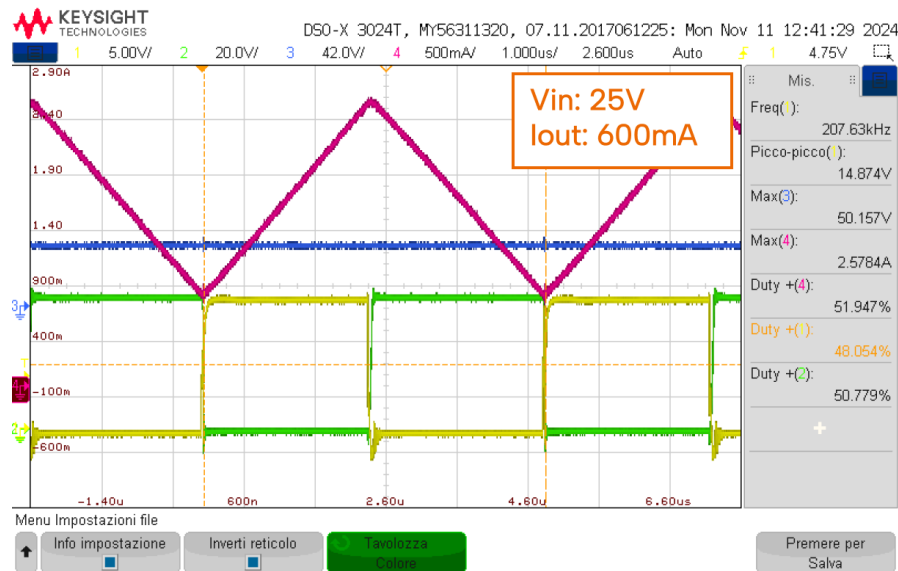


Figura 3.17

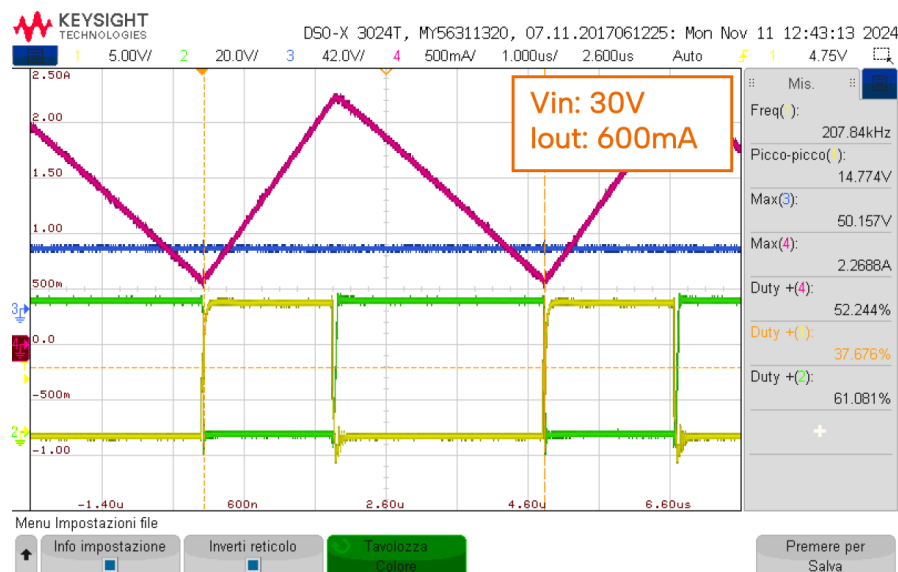


Figura 3.18

In tabella sono raccolti solo alcuni dei risultati ottenuti che sono sufficienti per mostrare come vari il duty-cycle in funzione delle variazioni di tensione di ingresso e corrente di uscita:

Vin variabile VS Variazione duty-cycle			
	Iout = 300mA	Iout = 600mA	Iout = 900mA
Vin [V]	D[%]	D[%]	D[%]
20,0	58,2	58,4	59,2
25,0	47,8	48,1	48,5
30,0	37,3	37,7	38,1

Tabella 1: variazione duty cycle in funzione della tensione di ingresso variabile

Dai dati acquisiti col DSO e facendo riferimento alla teoria è possibile affermare che il rapporto di conversione del convertitore Boost in prova è perfettamente concorde:

$$M_{teorico} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{48}{20} = 2.400$$

$$M_{misurato} = \frac{1}{1 - \delta} = \frac{1}{1 - 0.584} = 2.404 \quad (\text{caso medio: } V_{in} = 20V, I_o = 600mA)$$

Un'ultima considerazione riguarda il bilancio energetico del convertitore: in linea con le aspettative, il valore assoluto della corrente in ingresso diminuisce all'aumentare della tensione di ingresso, salvo ovviamente la presenza di resistenze parassite.

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} = P_{out} = V_{out} \cdot I_{out}$$

$$P_{in} = 24 \cdot 1.24 = 29.76W$$

$$P_{out} = 48 \cdot 0.61 = 29.28W$$

### 3.7 Tracciamento delle Curva di uscita: rapporto di conversione in funzione della corrente di carico - $V_{in}$ costante - modalità CL

In questa esercitazione si andrà ad osservare come il controllore PID modifichi il duty-cycle al variare della corrente di carico con tensione di ingresso costante al valore nominale di 24V. Valore di tensione per il quale è stato costruito e dimensionato il convertitore Boost. La corrente viene variata in modo quasi statico, nel senso che viene modificato il valore sul carico elettronico, si aspetta che il convertitore Boost si assesti e poi vengono eseguite le misure col DSO.

<b>Closed Loop – Tensione di ingresso costante – Corrente di carico variabile</b>				
$V_{in} = 24V$	D[%]	$I_{out}$ [mA]	$V_{out} = 48V$	Modo funzionamento
	49,61	200		CCM
	49,93	300		CCM
	50,05	400		CCM
	50,27	500		CCM
	49,92	600		CCM
	50,18	700		CCM
	50,24	800		CCM
	48,35	900		CCM
	48,29	1000		CCM

Tabella 2: variazione duty cycle in funzione della corrente di carico

Con l'ausilio del carico elettronico si può modificare a step di 50÷100mA la corrente assorbita in uscita. L'uso dei cursori del DSO sul pin di Gate del Mosfet permette di apprezzare la variazione molto fine del duty-cycle ad opera del controllore PID.

Si può osservare come il rapporto di conversione per valori di corrente di uscita distribuiti al centro della tabella ricalcano perfettamente il rapporto di conversione teorico, mentre invece più ci si avvicina al limite inferiore (andando verso il modo DCM) o al limite superiore (limite costruttivo del convertitore) il rapporto di conversione tende a variare di un valore che si attesta tra l'1% e il 3%.

$$M_{teorico} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{48}{24} = 2.000$$

$$M_{misurato} = \frac{1}{1 - \delta} = \frac{1}{1 - 0.4829} = 1.934 \quad (\text{caso peggiore: } V_{in} = 24V, I_o = 1000mA)$$

### 3.8 Tracciamento delle Curva di uscita: rapporto di conversione in funzione della corrente di carico - $V_{in}$ costante - modalità OL

Passando alla modalità Open Loop sulla scheda del controllore PID e impostando tramite il trimmer manuale un valore fisso di duty-cycle, si può osservare come varia la tensione di uscita in base alla corrente di carico. Appare subito evidente come l'impostazione da ricercare sia vicina ad un valore del 50% del duty-cycle, in quanto con una tensione di ingresso  $V_{in}=24V$  e sapendo che il rapporto di conversione è:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - \delta}$$

Si noti inoltre come la tensione di uscita tenda a diminuire all'aumentare dell'assorbimento di corrente. Anche questo è un comportamento concorde con quanto appreso dalla teoria in quanto il convertitore tenta di mantenere costante la tensione di uscita facendo fluire tutta l'energia presente nell'induttanza, ma essendo sempre maggiore la richiesta di corrente da parte del carico la tensione tenderà a diminuire. Questo effetto può essere limitato agendo sul potenziometro che aumenta il duty-cycle fino a raggiungere la tensione di uscita desiderata.

<b>Open Loop – Tensione di ingresso costante – Corrente di carico variabile</b>				
	D = 30%	D = 40%	D = 50%	
$I_{out}$ [mA]	$V_{out}$ [V]			Modo funzionamento
200,0	34,4	40,4	48,5	DCM
300,0	34,4	40,2	48,2	CCM
400,0	34,3	40,2	48,2	CCM
500,0	34,2	40,0	47,9	CCM
600,0	34,1	40,0	47,9	CCM
700,0	34,0	39,7	47,7	CCM
800,0	33,9	39,7	47,7	CCM
900,0	33,8	39,7	47,4	CCM
1000,0	33,7	39,4	47,4	CCM

Tabella 3: variazione tensione di uscita in funzione della corrente al carico, duty cycle fisso, modalità OL

### 3.9 Funzionamento dinamico del convertitore Boost: tensione di ingresso perturbata da Gradino unitario

#### Setup strumentazione e convertitore:

- Impostare l'alimentatore sul *modo parallel* per far sì che eroghi la massima corrente in uscita. La tensione sul CH1, che alimenta il convertitore, deve essere di 24V. La tensione che alimenta il regolatore PWM sul CH4 deve essere di 12V.
- Le sonde dell'oscilloscopio presentano un'attenuazione pari a 10, vanno testate e compensate prima dell'uso (tramite il segnale di test fornito dall'oscilloscopio). Anche la sonda di corrente va smagnetizzata e calibrata.
- Collegare il carico resistivo 50 Ohm.
- Quando si analizza il convertitore nel modo OL assicurarsi che il trimmer di regolazione del duty-cycle sia al minimo (senso antiorario) e aumentarlo gradualmente.
- Collegare il carico elettronico all'uscita del convertitore al solo fine di misurare la tensione, mantenere *Load OFF*. Altrimenti utilizzare un multimetro da banco.
- Collegare le sonde provenienti dal DSO ai connettori BNC sul convertitore, individuando i test-point necessari allo studio delle forme d'onda.

In questa esercitazione si identifica la risposta al gradino confrontando il comportamento tra il modo Open Loop col modo Closed Loop; si userà il carico resistivo da 50Ω; NON va utilizzato il carico elettronico in quanto la rete interna R-L-C andrebbe a falsare le misure.

Impostare i parametri del DSO come nell'esercitazione 3.3 al fine di acquisire correttamente la dinamiche del convertitore, modificando i parametri del generatore d'onda:

- Forma d'onda: Gradino
- Frequenza: 50Hz
- $V_{\max}$ : 2,5V
- $V_{\min}$ : 0V

Dallo schema elettrico del convertitore Boost si evidenziano i componenti principali che rappresentano il filtro di uscita, al fine di calcolare come nell'esperienza 3.2, i principali valori di Pulsazione di Risonanza, Banda Passante, Tempo salita, Smorzamento:

- $L$  : 33μH
- $C_{\text{tot}}$  : 10,9μF
- $R_{\text{out}}$  :43,4Ω

L'esercitazione ha lo scopo di dare un confronto **qualitativo** tra le due modalità OC-CL: si osserva in figura 3.19 che il controllore PID impone una salita molto più repentina ( $t_r$  inferiore) e insegue più velocemente la perturbazione sulla tensione di ingresso. Inoltre il sistema ad anello chiuso ha uno smorzamento maggiore rispetto alla modalità ad anello aperto. Quindi le oscillazioni sulla tensione e sulla corrente di uscita sono minori. Questo ci suggerisce che la banda passante nel modo CL sia maggiore rispetto all'uso del convertitore ad anello aperto.

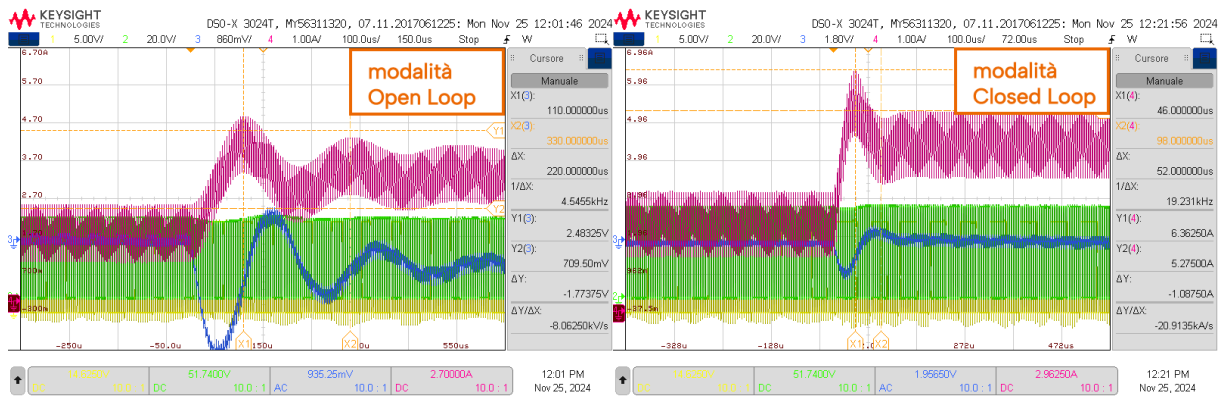


Figura 3.19: confronto qualitativo tra modalità OL e CL.

## **Conclusioni**

Questa guida didattica ha avuto lo scopo di analizzare e verificare sperimentalmente quello che si è appreso dalla teoria di base sul convertitore Boost; le analisi principali sono state statiche cioè con tensione di ingresso o corrente al carico fisse, senza variazioni nel tempo. Le uniche prove dinamiche sono puramente qualitative e vanno intese come primo approccio allo studio del convertitore, si possono fare maggiori approfondimenti che non sono studio di questa tesi. Le uniche difficoltà che si possono incontrare per lo studio del convertitore riguardano il completo e corretto setup del banco di prova, per essere certi di acquisire correttamente tutte le forme d'onda ed avere tutti i dati per compilare le tabelle e fare le dovute riflessioni. Il convertitore in se non è particolarmente complesso e ricalca fedelmente quello che si apprende dalla teoria; dallo schema circuitale di base si evince come ci siano solo i componenti essenziali per la sua realizzazione e numerosi test point che permettono uno studio esaustivo in laboratorio. Nonostante la sua semplicità il prototipo è completo e può essere considerato un ottimo alimentatore con una considerevole riserva di potenza di uscita in quanto può erogare circa 50W. Gli innumerevoli test point, la scheda di regolazione del duty-cycle, gli ingressi per le perturbazioni, prestano il prototipo a diversi test; in questa guida didattica ne sono stati analizzati solo i principali.

## **Bibliografia**

- [1] M. Stellini e T. Caldognetto, Dispensa del corso di Elettronica di Potenza e Laboratorio – Convertitore Buck, Università degli Studi di Padova, 2023.
- [2] L. Malesani, P. Mattavelli, e G. Spiazzi, Dispense del Corso di Elettronica Industriale. Capitolo 4: Convertitore CC-CC Boost, Università degli Studi di Padova, Facoltà di Ingegneria, Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica, A.A. 2017–2018.