



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

Studio del funzionamento di un convertitore Buck con controllo a isteresi per attività didattiche

Relatore: Prof. Tommaso Caldognetto

Laureando/a: Luca Caprara

Correlatore: Prof. Marco Stellini

ANNO ACCADEMICO 2022 – 2023

Data di laurea 14/11/2022

Sommario

1	Introduzione	1
2	Descrizione della scheda	3
2.1	Presentazione	3
2.2	Circuiti di protezione	6
2.2.1	Protezione di ingresso	6
2.2.1.1	Protezione da Sovratensioni (OVP)	7
2.2.1.2	Protezione da Sovracorrenti (OCP)	8
2.2.1.3	Protezione da Inversione di Polarità (RPP)	8
2.2.2	Protezione di uscita	9
2.2.2.1	Protezione da Sovratensioni (OVP)	10
2.2.2.2	Protezione da Sovracorrenti (OCP)	11
2.2.2.3	Protezione da Inversione di Polarità (RPP)	11
2.3	Filtro di uscita	12
2.4	Sensori di corrente	14
2.4.1	Rilevamento corrente di picco	14
2.4.2	Rilevamento corrente media	15
2.5	Sensori di temperatura	16
2.5.1	Temperatura induttore L1	16
2.5.2	Temperatura ambientale	18
3	Convertitore Buck con controllo a Isteresi	19
3.1	Principio di funzionamento	20
3.2	Implementazione	21
3.2.1	LM3475	21
3.2.2	Rampa di accelerazione	23
3.3	Anlisi delle forme d'onda	24
3.3.1	Perdite dovute ad elementi parassiti	24
3.3.2	Forme d'onda tipiche	25
3.3.3	Stima valore Induttore	26
3.3.4	Step nei cambi di pendenza	27
3.3.5	Dipendenza della soglia d'isteresi dalla frequenza	28
3.3.6	Funzionamento discontinuo	29
4	Attività di Laboratorio	31
4.1	Setup strumentazione	31
4.2	Uso e configurazione	32
4.3	Procedura di avvio e spegnimento	33
4.4	Misura delle tensioni	34
4.5	Misure ed analisi dei segnali	35

1 | Introduzione

In questa attività verrà presa in analisi la scheda TI-TMLK BUCK-WE in *figura 1.1* prodotta dalla Würth Elektronik con lo scopo di creare una guida didattica per i futuri corsi di Elettronica di Potenza.

La scheda è stata sviluppata con lo scopo di eseguire degli esperimenti sugli induttori di potenza forniti e realizzati dalla stessa Würth Elektronik applicati a due diverse tipologie di alimentatori switching:

- uno con controllo ad isteresi
- uno con controllo di corrente di picco

Offre inoltre la possibilità di studiare il principio di funzionamento dei convertitori forniti grazie alla presenza di differenti induttori di prova facilmente selezionabili e ad appositi test point che permettono la visualizzazione di diversi segnali in punti significativi del circuito.

In questo lavoro di tesi verrà analizzato nel particolare solo uno dei due alimentatori switching, ovvero il regolatore Buck con controllo a isteresi.

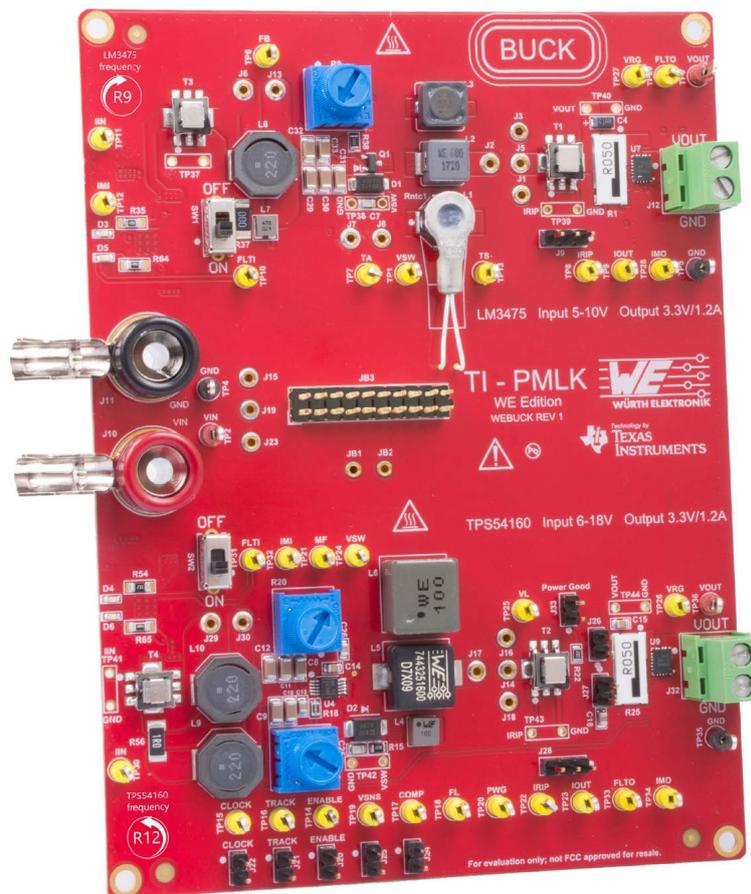


Figura 1.1: Scheda completa TI-PMLK BUCK-WE

2 | Descrizione della scheda

2.1 Presentazione

La scheda TI-PMLK BUCK-WE in *figura 2.1* presenta nella parte superiore, evidenziata in giallo, un regolatore Buck con controllo a isteresi e nella parte inferiore, in azzurro, un regolatore Buck con controllo di corrente di picco.

È possibile selezionare uno o l'altro regolatore agendo sul jumper vicino alle bocche di alimentazione cerchiato in verde.

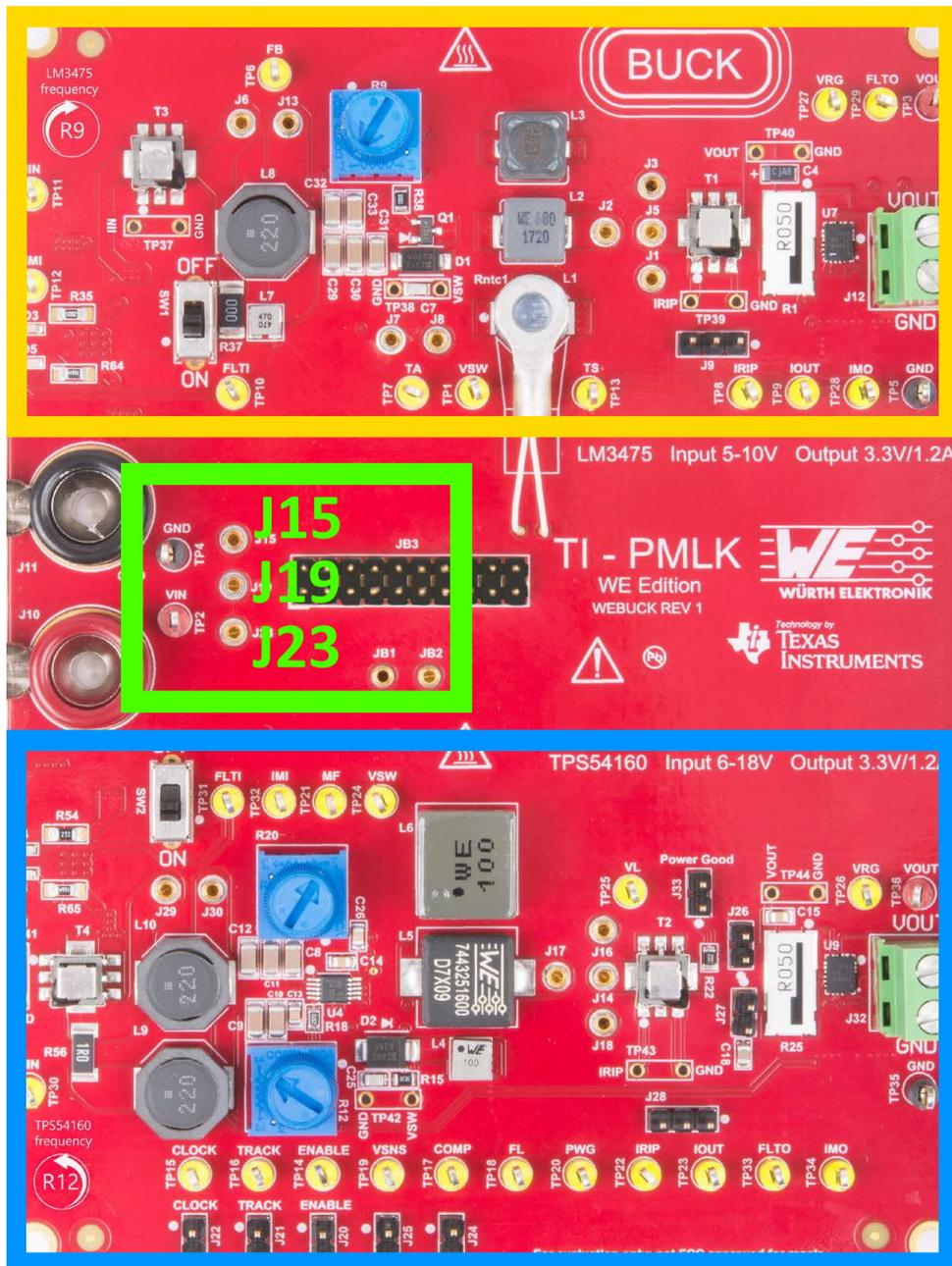


Figura 2.1: Sezioni della scheda TI-PMLK BUCK-WE

Per questa attività verrà utilizzato il buck superiore, come sopra citato, la cui struttura complessiva può essere suddivisa in tre sezioni principali illustrate in *figura 2.2* e discusse nel seguito:

1. Protezione di ingresso (in giallo), *capitolo 2.2.1*
2. Convertitore Buck (in azzurro), *capitolo 3*
3. Protezione di uscita (in verde), *capitolo 2.2.2*

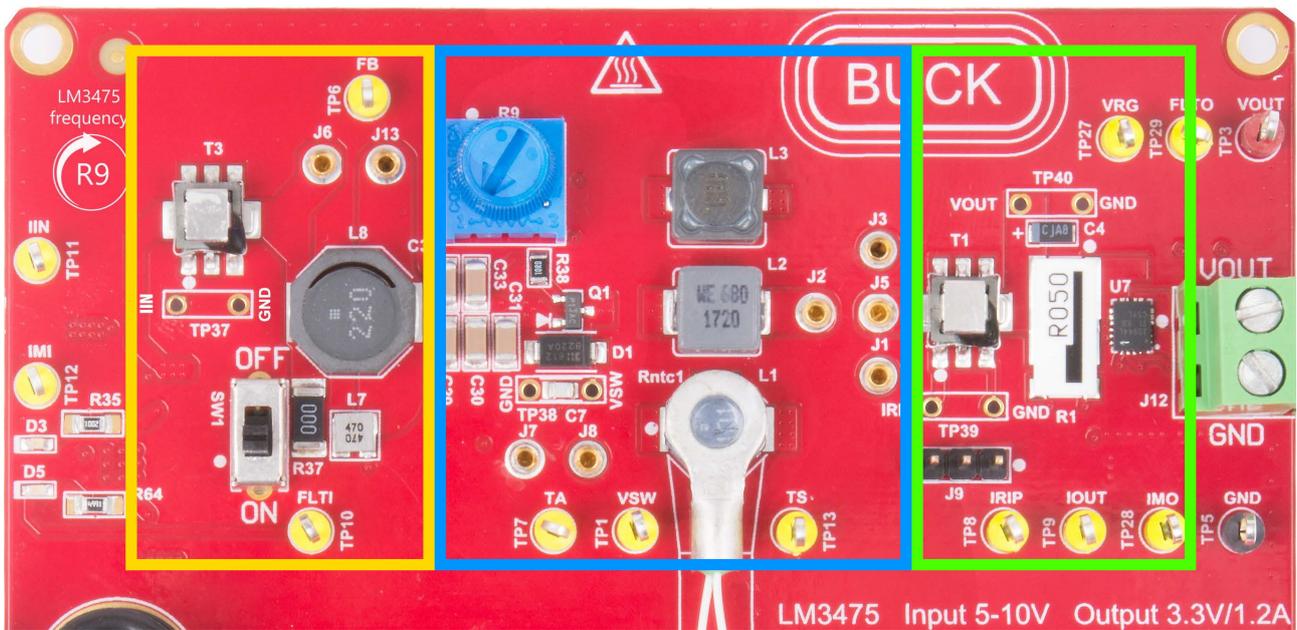
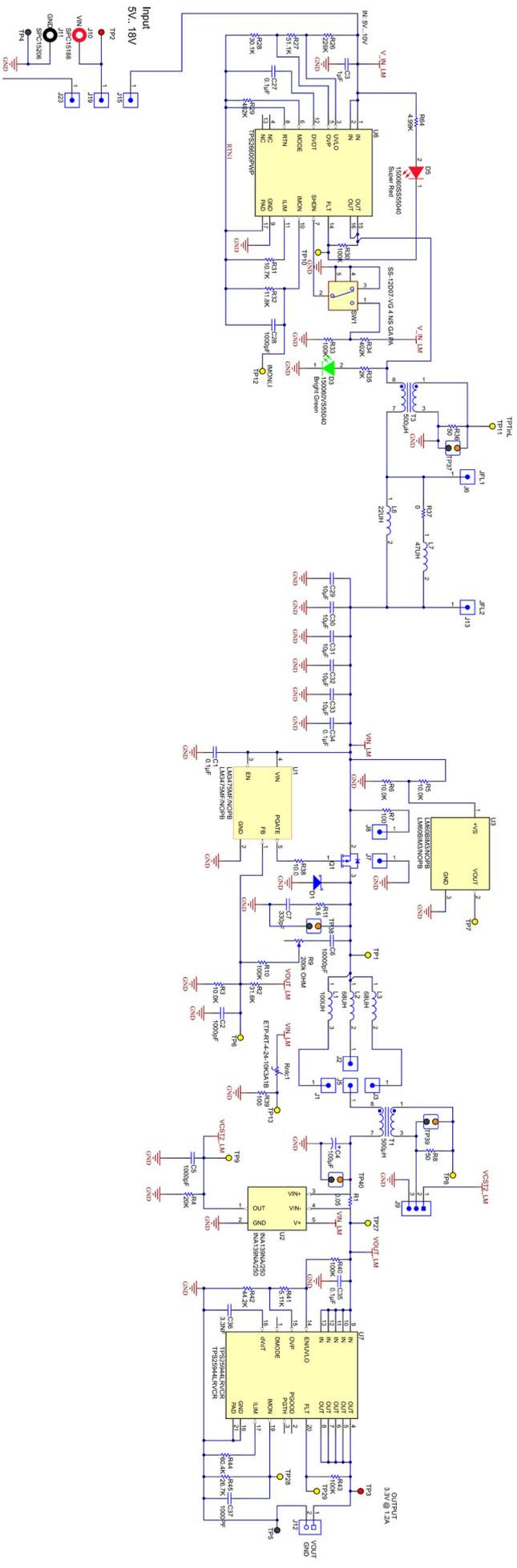


Figura 2.2: Sezioni del buck a controllo a isteresi

Di seguito è riportato lo schema elettrico completo della scheda.



2.2 Circuiti di protezione

La scheda garantisce una buona robustezza attraverso diverse protezioni introdotte per evitare cortocircuiti o sovraccarichi.

2.2.1 Protezione di ingresso

La sezione d'ingresso incorpora un circuito di protezione basato sull'eFuse TPS26600 che gestisce i seguenti fault:

- Sovratensioni superiori a 12V (12V OVP), *capitolo 2.2.1.1*
- Sovracorrenti superiori a 1.1A (1.1A OCP), *capitolo 2.2.1.2*
- Inversione di polarità d'alimentazione (RPP), *capitolo 2.2.1.3*

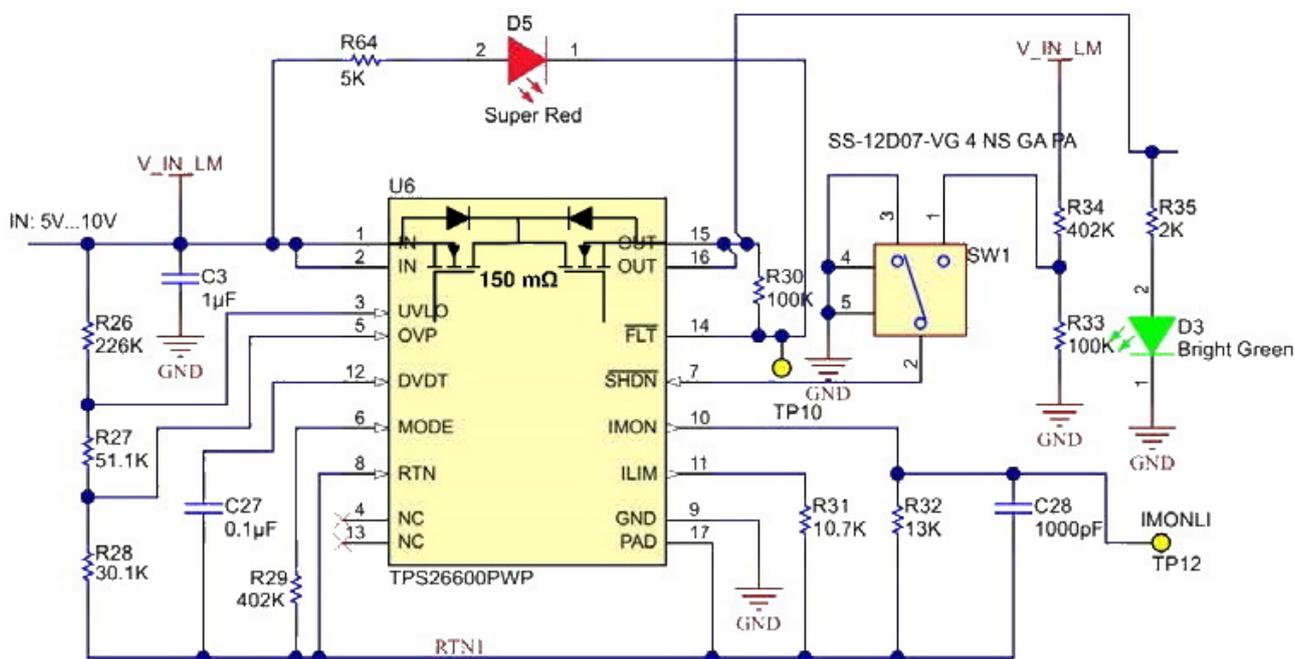


Figura 2.3: Implementazione eFuse TPS26600 in ingresso sulla scheda

In figura 2.3 è riportato il dettaglio dello schema elettrico implementato con entrambi i mosfet interni all'integrato, infatti l'eFuse integra due mosfet in configurazione back-to-back che collegano l'ingresso con l'uscita e una logica interna comanda i mosfet per aprirli in caso avvenga uno dei fault elencati in precedenza.

Due led, uno verde D3 e uno rosso D5, indicano rispettivamente il corretto funzionamento o se il fusibile è entrato in protezione. Si può monitorare lo stato del fusibile attraverso il test point TP10 che è collegato al pin \overline{FLT} dell'integrato: la presenza della tensione in uscita indica che il fusibile è attivo, se invece sono presenti 0V significa che la protezione è stata innescata da un fault.

Nel caso l'eFuse intervenga si può ripristinare lo stato agendo sull'interruttore SW1 dopo aver risolto i problemi che hanno innescato il circuito di protezione.

2.2.1.1 Protezione da Sovratensioni (OVP)

Quando la tensione d'ingresso riportata sul pin OVP dell'eFuse supera la soglia V_{OVP} , il circuito di protezione viene innescato e scollega l'ingresso dall'uscita.

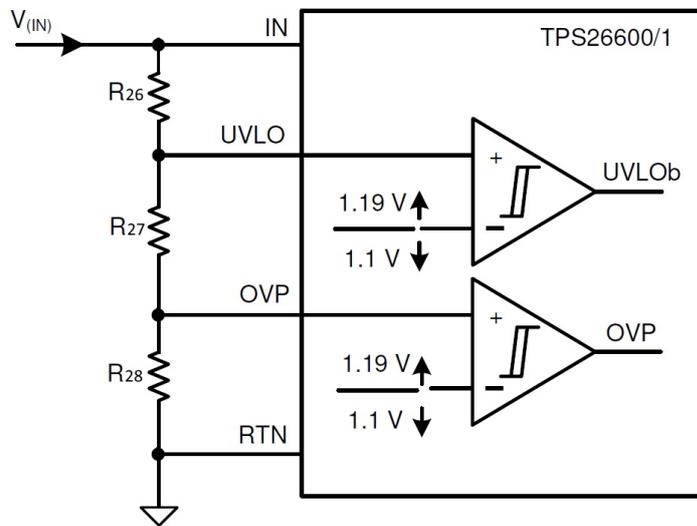


Figura 2.4: Soglia OVP impostate da R26, R27 e R28

La tensione di soglia può essere programmata esternamente attraverso un partitore di tensione tra i pin IN, OVLO, OVP e RTN, come mostrato in figura 2.4, ed è regolata dalla seguente equazione:

$$V_{OVP} = \frac{R_{28}}{R_{26} + R_{27} + R_{28}} V_{OV}$$

Dove:

- $V_{OVP}=1.19V$ è una soglia interna del dispositivo
- V_{OV} è la tensione di soglia voluta

Sul prototipo sono presenti i seguenti valori di resistenze:

- $R_{26}=226k\Omega$
- $R_{27}=51.1k\Omega$
- $R_{28}=30.1k\Omega$

per ottenere una tensione di soglia:

$$V_{OV} = \frac{R_{26} + R_{27} + R_{28}}{R_{28}} V_{OVP} = \frac{226k\Omega + 51.1k\Omega + 30.1k\Omega}{30.1k\Omega} 1.19V = 12.145V$$

Per risolvere l'equazione, è consigliato fissare il valore di R_{28} e poi ricavare la somma $R_{26}+R_{27}$. A questo punto si può determinare il valore delle due resistenze mancanti.

2.2.1.2 Protezione da Sovracorrenti (OCP)

Durante eventi di sovracorrenti, l'eFuse TPS26600 limita la corrente in uscita ad un valore di soglia I_{OCP} impostata dalla resistenza R_{ILIM} collegata al pin ILIM dell'integrato. Questa soglia è determinata dalla equazione:

$$I_{OCP} = \frac{12}{R_{ILIM}}$$

Dove:

- I_{OCP} è la corrente di soglia voluta (espressa in Ampere)
- R_{ILIM} è la resistenza di limite (espressa in $k\Omega$)

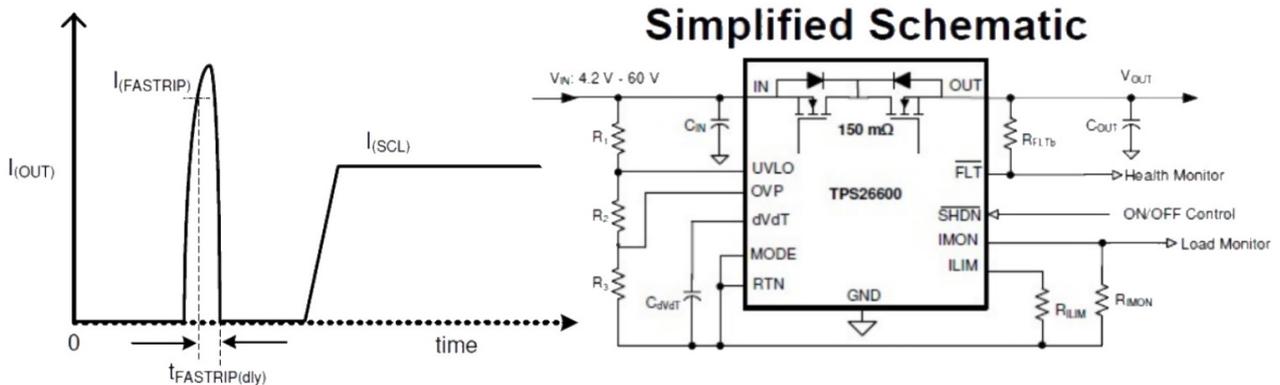
Sul prototipo è posizionata la resistenza $R_{ILIM}=10.7k\Omega$ per ottenere una soglia di:

$$I_{OCP} = \frac{12}{10.7} = 1.12A$$

Da notare come il tempo di intervento in caso di sovracorrenti o di cortocircuiti sia di circa 250ns (datasheet in figura 2.5), un tempo molto inferiore rispetto alle frequenze di lavoro del Buck, comprese tra i 250kHz e i 700kHz (tra i 1333ns e i 4000ns). Questo parametro garantisce la protezione del circuito.

TPS2660x 60-V, 2-A Industrial eFuse With Integrated Reverse Input Polarity Protection

- Integrated reverse input polarity protection down to -60 V
 - Zero additional components required
- Integrated back to back MOSFETs with **150-m Ω** total RON
- 0.1-A to 2.23-A Adjustable **current limit** ($\pm 5\%$ accuracy at 1 A)



CURRENT LIMIT			
$t_{FASTTRIP(dly)}$	Fast-trip comparator delay	$I_{(OUT)} > I_{(FASTTRIP)}$	
			250
			ns

Figura 2.5: Estratto datasheet TPS26600

2.2.1.3 Protezione da Inversione di Polarità (RPP)

Due Mosfet collegati in configurazione back-to-back, collegano l'uscita con l'ingresso e garantiscono che la corrente possa scorrere solo in una direzione, bloccando in questo modo eventuali cambi di polarità e implementando di fatto una protezione.

2.2.2 Protezione di uscita

Anche nella sezione di uscita (lato carico) è presente un circuito di protezione implementato dall'eFuse TPS25942 che garantisce le seguenti protezioni:

- Sovratensioni superiori a 3.6V (3.6V OVP), *capitolo 2.2.2.1*
- Sovracorrenti superiori a 1.5A (1.5A OCP), *capitolo 2.2.2.2*
- Inversione di polarità d'alimentazione (RPP), *capitolo 2.2.2.3*

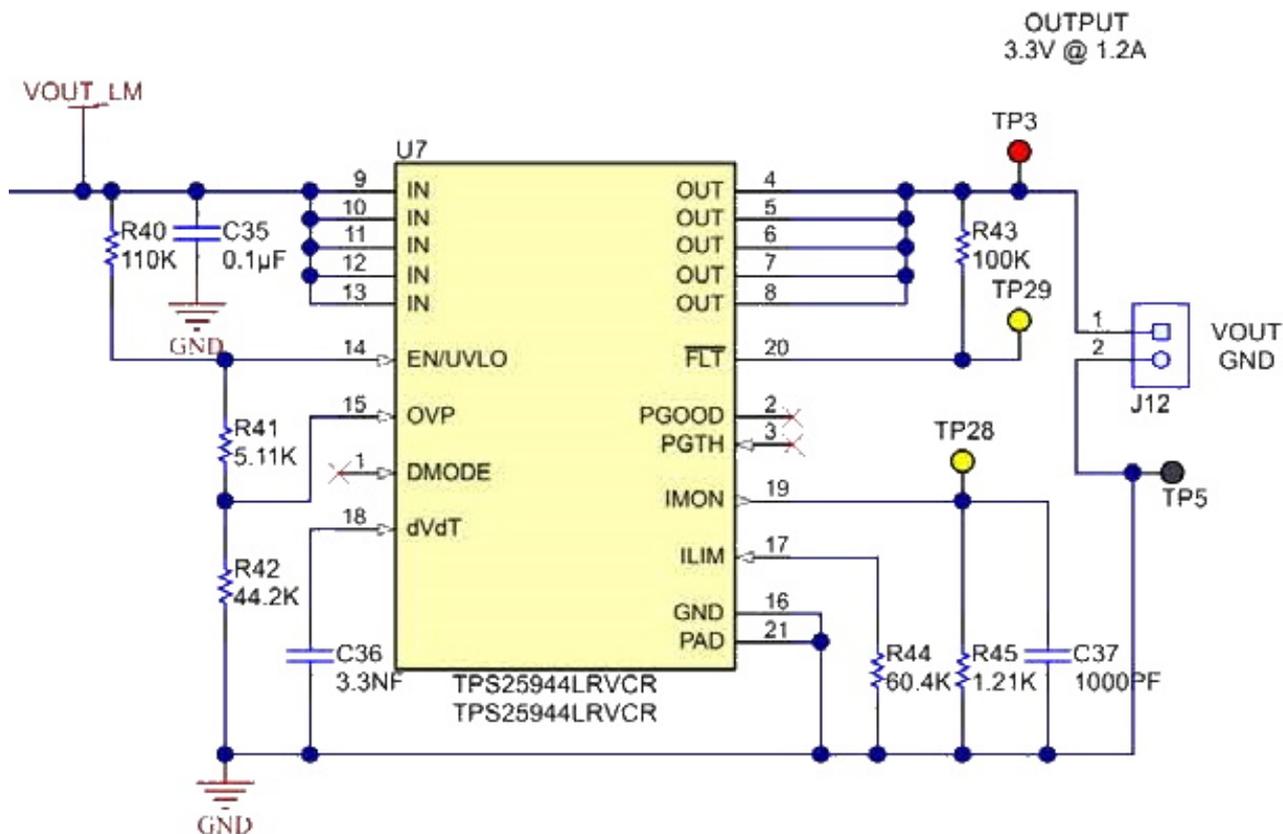


Figura 2.6: Implementazione eFuse TPS25942 in uscita sulla scheda

In figura 2.6 è riportato lo schema elettrico implementato sulla scheda. Il funzionamento di principio e le sue caratteristiche sono analoghe all'eFuse TPS26600 di protezione alla sezione d'ingresso, così come le formule ad eccezione delle costanti.

2.2.2.1 Protezione da Sovratensioni (OVP)

Quando la tensione d'uscita riportata sul pin OVP dell'eFuse supera la tensione di soglia V_{OVP} , il circuito di protezione viene innescato e scollega l'ingresso dell'integrato dalla sua uscita.

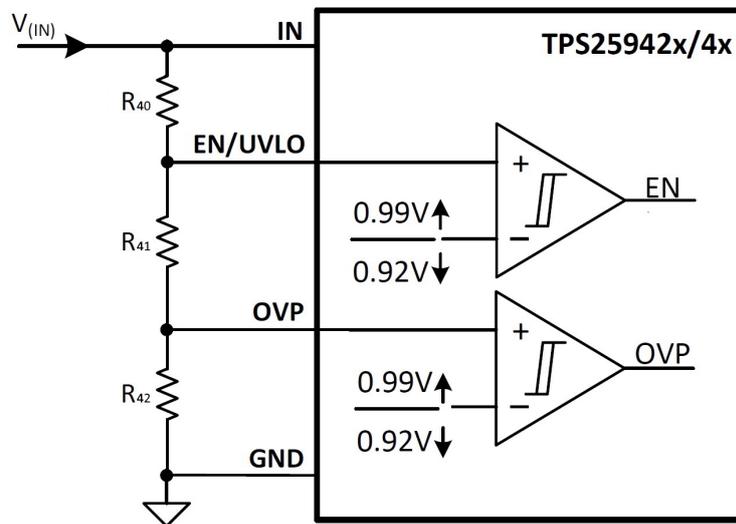


Figura 2.7: Soglia OVP impostate da R40, R41 e R42

La tensione di soglia può essere impostata esternamente grazie un partitore di tensione tra i pin IN, EN, OVP e GND come mostrato in *figura 2.7*, ed è regolata dalla seguente equazione:

$$V_{OVP} = \frac{R_{42}}{R_{40} + R_{41} + R_{42}} V_{OV}$$

Dove:

- $V_{OVP}=0.99V$ è una soglia interna del dispositivo
- V_{OV} è la tensione di soglia desiderata

Sul prototipo sono presenti i seguenti valori di resistenze:

- $R_{40}=110k\Omega$
- $R_{41}=5.11k\Omega$
- $R_{42}=44.2k\Omega$

per ottenere una tensione di soglia:

$$V_{OV} = \frac{R_{42} + R_{40} + R_{41}}{R_{42}} V_{OVP} = \frac{110k\Omega + 5.11k\Omega + 44.2k\Omega}{44.2k\Omega} 0.99V = 3.57V$$

2.2.2.2 Protezione da Sovracorrenti (OCP)

Durante eventi di sovracorrenti, l'eFuse TPS25942 continua a lavorare limitando la corrente in uscita al valore della corrente di soglia I_{OL} imposta dal valore della resistenza R_{ILIM} collegata al pin ILIM dell'integrato.

L'espressione che determina il valore della corrente di soglia è la seguente:

$$I_{LIM} = \frac{89}{R_{ILIM}}$$

Sul prototipo è posizionata la resistenza $R_{ILIM}=60.4k\Omega$ per ottenere una soglia di:

$$I_{OCP} = \frac{89}{60.4} = 1.47A$$

Dove:

- I_{LIM} è la corrente di soglia voluta (espressa in Ampere)
- R_{ILIM} è la resistenza di limite (espressa in $k\Omega$)

2.2.2.3 Protezione da Inversione di Polarità (RPP)

Come per l'eFuse d'ingresso, anche questo integrato utilizza due Mosfet collegati in configurazione back-to-back che garantiscono il passaggio della corrente in una unica direzione, bloccando in questo modo eventuali cambi di polarità.

2.3 Filtro di uscita

Nella sezione del filtro di uscita sono disponibili tre induttori L1, L2, L3 selezionabili uno alla volta attraverso un jumper di potenza, come mostrato in *figura 2.8*, cortocircuitando rispettivamente J1-J5, J2-J5 oppure J3-J5.

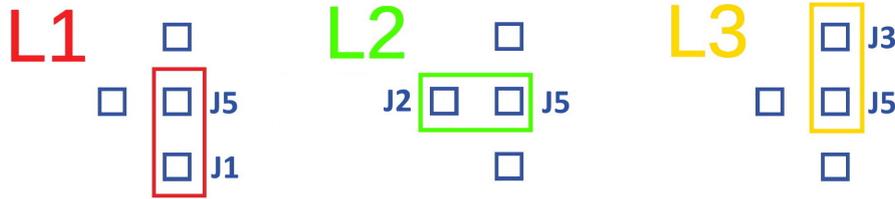


Figura 2.8: Configurazione degli induttori

Ogni induttore possiede caratteristiche e specifiche diverse come riportato nella *tabella 2.1*, come il materiale utilizzato per il nucleo magnetico, il loro valore nominale o la resistenza tipica.

	[L [μ H]]	[R _{typ} [m Ω]]	[Materiale]
L1	100	270	Ferrite Nichel-Zinco (NiZn)
L2	68	386	Polvere di Ferro (Fe)
L3	68	239	Ferrite Nichel-Zinco (NiZn)

Tabella 2.1: Caratteristiche degli induttori disponibili

Il nucleo degli induttori è una ferrite di nichel-zinco (NiZn) per gli induttori L1, L3 e una polvere di ferro per l'induttore L2. Il materiale del nucleo influenza significativamente il comportamento dell'induttore rispetto alla frequenza come mostrato in *figura 2.9* o rispetto alla corrente continua come mostrato in *figura 2.10* in cui si evidenzia l'effetto della saturazione del nucleo.

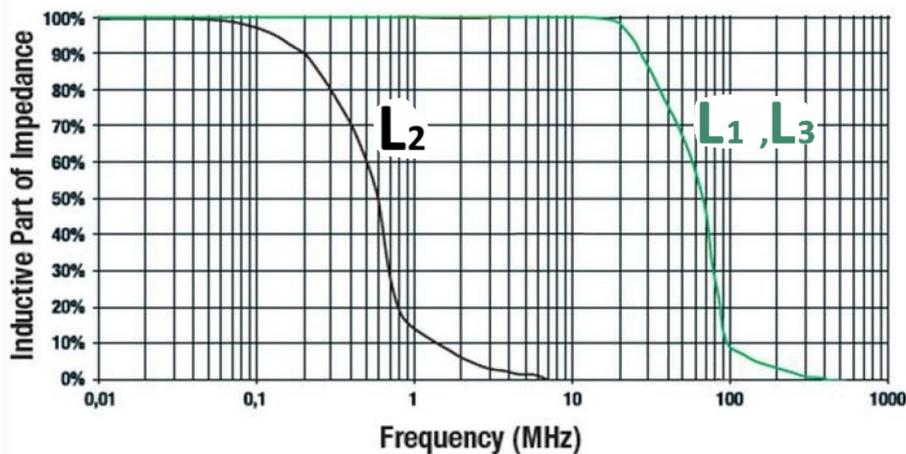


Figura 2.9: Valore induttanza vs Frequenza

È infatti possibile osservare come i due induttori L1 e L3 presentano una brusca variazione del loro valore nominale causata dalla saturazione del materiale di ferrite del loro nucleo magnetico.

L'induttore L2 invece è caratterizzato da una diminuzione più graduale e costante del suo valore nominale, causato dall'effetto dei microspazi d'aria distribuiti all'interno delle particelle di polvere di ferro che formano il suo nucleo.

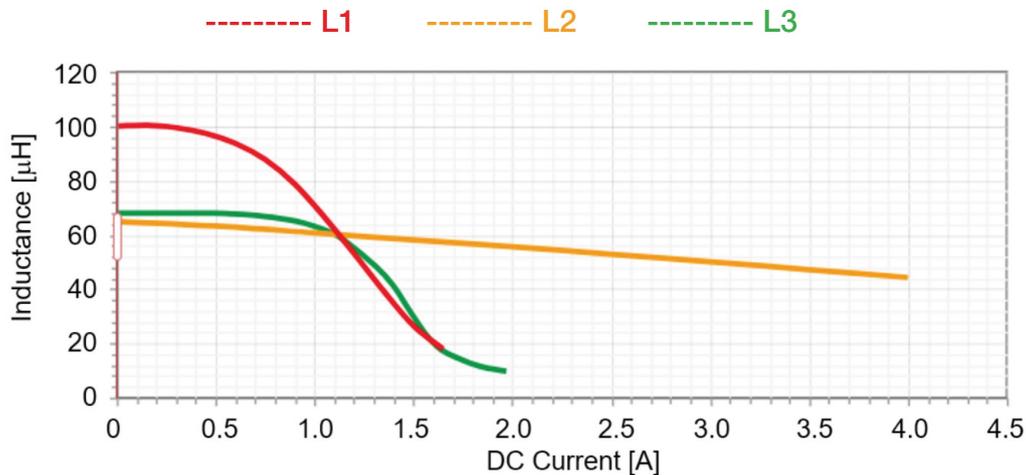


Figura 2.10: Valore induttanza vs Corrente continua a 20°C

Altro parametro che determina una variazione dell'andamento dell'induttore è la temperatura. La *figura 2.11* mostra la differenza dell'andamento dell'induttanza di L3 rispetto la corrente continua alla temperatura di 30°C e 80°C.

L'aumento della temperatura è seguito da un aumento della resistenza dei cavi che realizzano l'avvolgimento, portando quindi ad una significativa diminuzione del valore nominale dell'induttanza all'aumentare della temperatura.

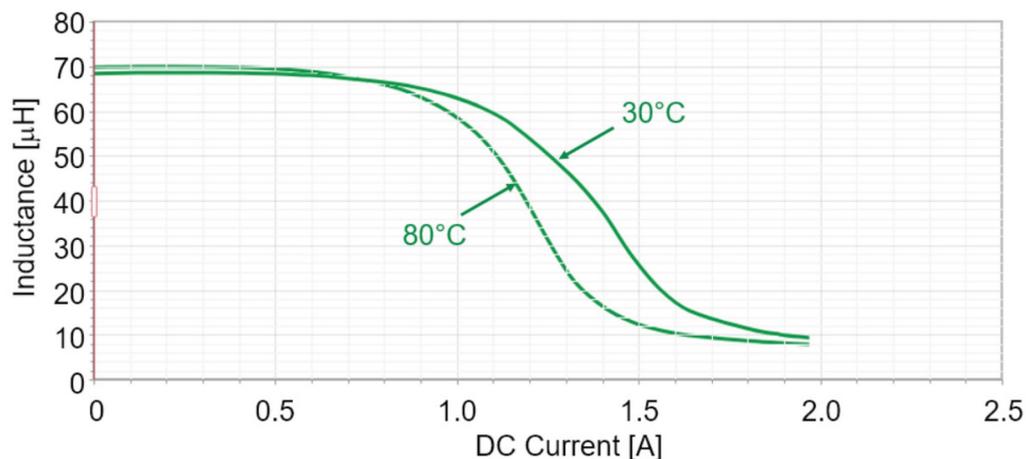


Figura 2.11: Valore induttanza vs Corrente continua a 30°C e 80°C

In particolare, si può analizzare il comportamento dell'induttore L1 al variare della temperatura riscaldandolo attraverso la resistenza R7 posta sullo strato inferiore della scheda, attivandola per mezzo del jumper J7-J8. Dal test point TP13 è poi possibile misurare la temperatura superficiale dell'induttore L1 come descritto nel *capitolo 2.5.1*

2.4 Sensori di corrente

Per la misura della corrente di picco e la corrente media, sulla scheda sono state utilizzate due tecniche differenti.

2.4.1 Rilevamento corrente di picco

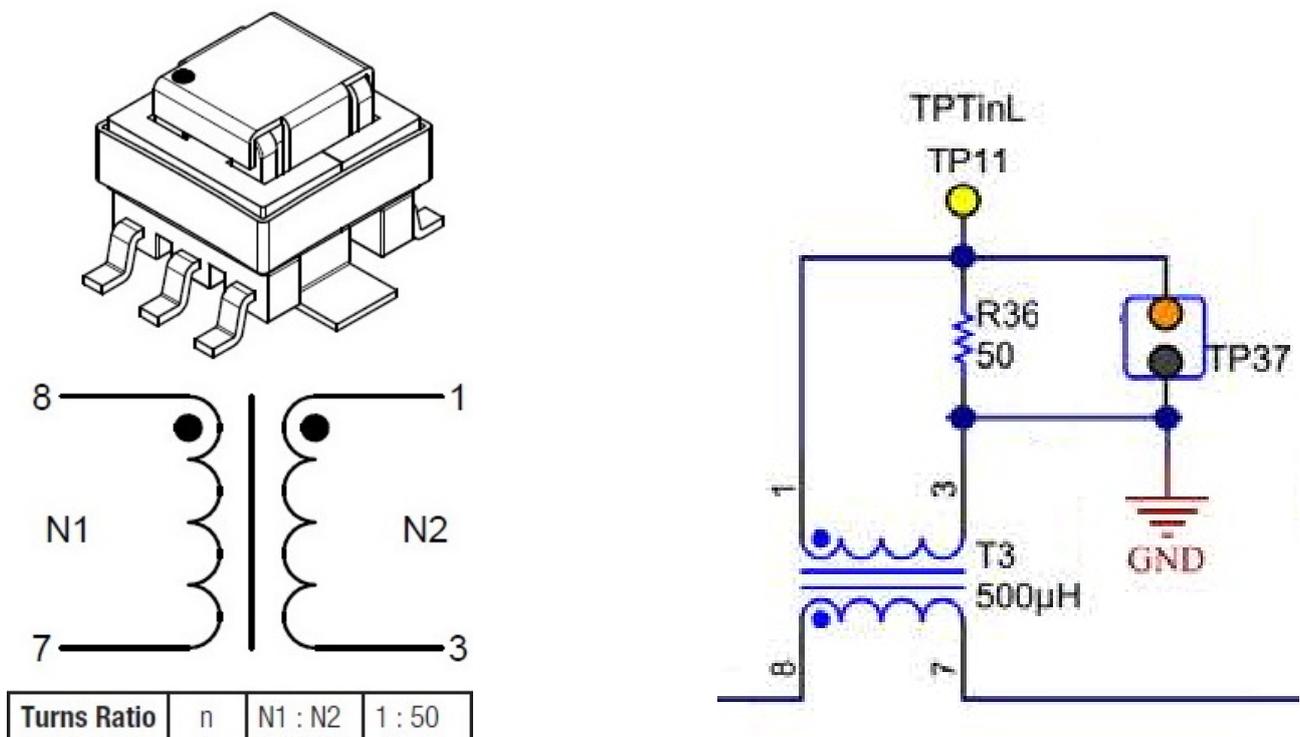
Per misurare la corrente di picco (corrente AC) si utilizza il trasformatore 749251050 della Würth Elektronik, mostrato in *figura 2.12a*, con un rapporto spire pari a 1:50 e una resistenza sul secondario da 50Ω. In questo modo la caduta di tensione sulla resistenza sarà proporzionale al ripple in corrente con una transconduttanza di 1A/V.

Si osservi che questa tipologia di trasformatori è pensata per operare nel range di frequenze di lavoro della scheda. L'uso del trasformatore garantisce inoltre due effetti secondari: permette il passaggio della sola corrente alternata e garantisce un isolamento dal circuito durante la misura.

Sulla scheda sono posizionati due trasformatori di questo tipo che permettono di misurare la corrente di picco sia in ingresso tramite il test point TP11, sia in uscita tramite il test point TP8.

Si può infine determinare la resistenza equivalente al primario, tenendo conto della presenza di una resistenza di 50Ω sul secondario:

$$R_p = \frac{R_s}{50^2} = \frac{50}{50^2} = 20m\Omega$$



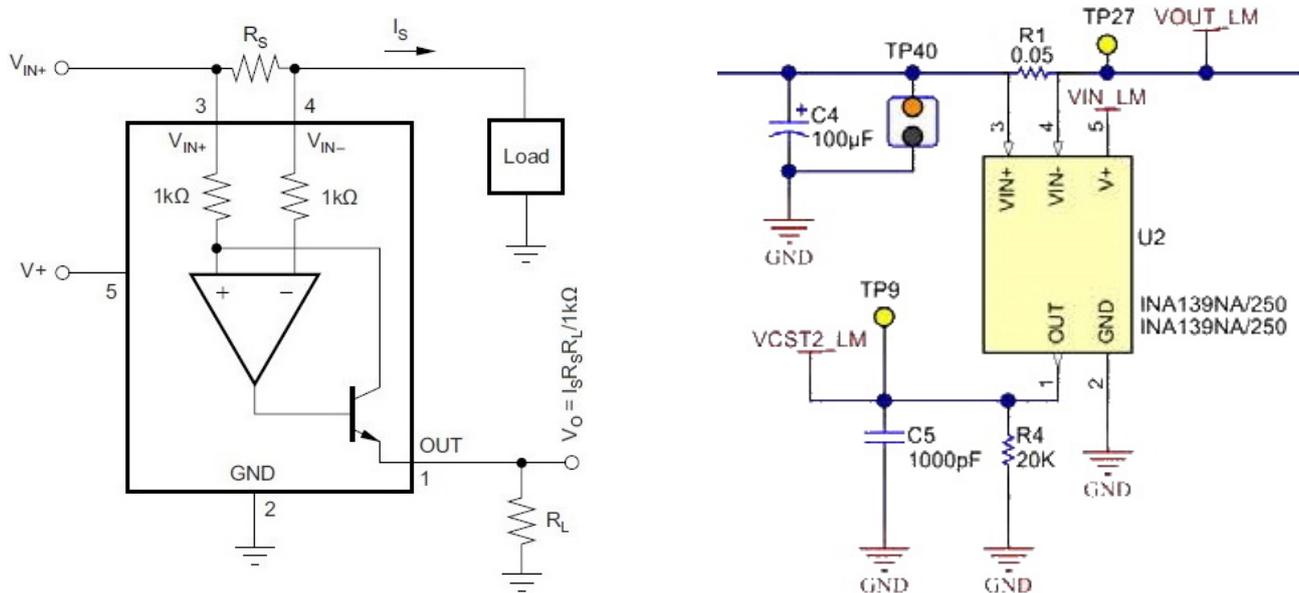
(a) Trasformatore per il rilevamento della corrente di picco

(b) Circuito sensore di corrente di picco sulla scheda prototipo

Figura 2.12: Schemi circuito trasformatore per sensing della corrente di picco

2.4.2 Rilevamento corrente media

Per osservare la corrente media (corrente DC) sulla scheda viene utilizzata una resistenza di Shunt da 50mΩ in serie al percorso della corrente d'uscita e il circuito integrato INA139.



(a) Circuito di principio per INA139 per la misura della corrente media

(b) Circuito sensore di corrente media sulla scheda prototipo

Figura 2.13: Schemi circuito integrato INA139 per sensing della corrente media

Come si può vedere dalla *figura 2.13a*, l'integrato sfrutta un amplificatore operazionale differenziale utilizzato per misurare la caduta di tensione ai capi della resistenza di Shunt e fornisce in uscita una corrente (AC+DC), misurabile sul test point TP9.

Dalla *figura 2.13b* si può notare come l'uscita dell'integrato venga fatta passare attraverso la resistenza R4, da dove poi si effettuerà la misura vera e propria, e poi filtrata da un filtro passa basso formato dal condensatore C5 ed R4 che taglia ad una frequenza di $f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_L C_L} = 8kHz$, in modo da avere una lettura della componente media.

Anche in questo caso la transconduttanza sarà 1A/V visto che sulla scheda sono stati utilizzati valori di resistenza tali da garantire questa semplificazione.

Infatti sono presenti due resistenze $R_L = 20k\Omega$ e $R_S = 50m\Omega$ da cui si può ricavare la tensione d'uscita:

$$V_O = \frac{I_S \cdot R_L \cdot R_S}{1k\Omega} = I_S$$

2.5 Sensori di temperatura

Sulla scheda sono posizionati due sensori di temperatura: uno per la lettura della temperatura ambientale, l'altro per la lettura della temperatura dell'induttore L1

2.5.1 Temperatura induttore L1

Posizionata sopra l'induttore L1, è presente la resistenza termica R_{NTC} ETP-RT-4-24-10K3A1B della Variohm EuroSensor usata come sensore di temperatura per misurare il calore superficiale dell'induttore stesso. Questa resistenza ha un coefficiente di temperatura negativo, da cui il nome NTC (Negative Temperature Coefficient), figura 2.14. Questo significa che all'aumentare della temperatura diminuirà la propria resistenza, aumentando di conseguenza la tensione ai suoi capi, come mostrato in figura 2.15a e in figura 2.15b.

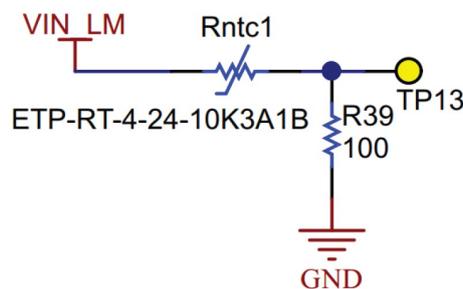
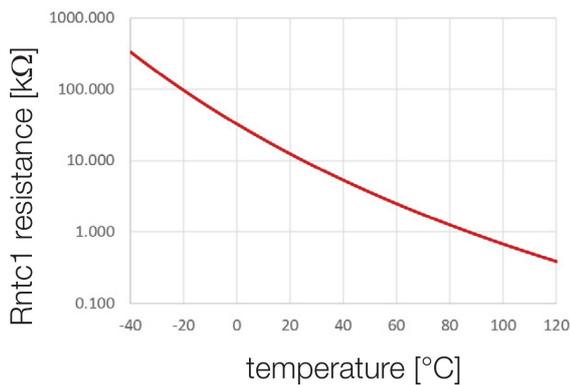
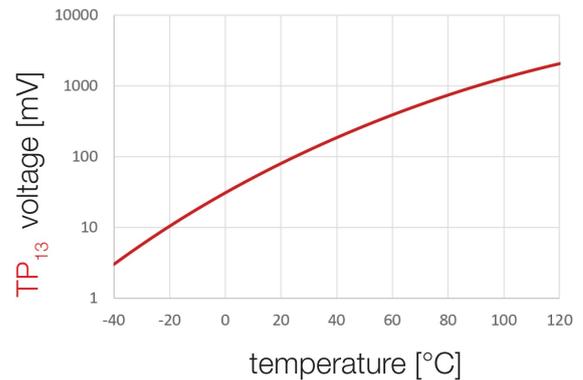


Figura 2.14: Sensore di temperatura R_{NTC}

Si può determinare la temperatura superficiale misurando con un multimetro o un oscilloscopio la tensione sul test point T13 e utilizzando la tabella 2.2 per la conversione Tensione/Temperatura.



(a) Resistenza R_{NTC} vs Temperatura



(b) Tensione TP13 vs Temperatura

Figura 2.15: Andamento resistenza R_{NTC} e tensione TP13 vs temperatura induttore L1

VTP13 [V]	Ts [°C]						
0.015	0	0.059	29	0.180	58	0.452	87
0.016	1	0.061	30	0.187	59	0.465	88
0.017	2	0.064	31	0.193	60	0.479	89
0.018	3	0.067	32	0.200	61	0.492	90
0.019	4	0.069	33	0.207	62	0.506	91
0.020	5	0.072	34	0.214	63	0.520	92
0.021	6	0.075	35	0.222	64	0.534	93
0.022	7	0.079	36	0.229	65	0.549	94
0.023	8	0.082	37	0.237	66	0.564	95
0.024	9	0.085	38	0.245	67	0.579	96
0.025	10	0.089	39	0.253	68	0.594	97
0.026	11	0.092	40	0.261	69	0.610	98
0.027	12	0.096	41	0.270	70	0.626	99
0.029	13	0.100	42	0.279	71	0.642	100
0.030	14	0.104	43	0.288	72	0.659	101
0.032	15	0.108	44	0.297	73	0.676	102
0.033	16	0.112	45	0.307	74	0.693	103
0.035	17	0.116	46	0.316	75	0.710	104
0.036	18	0.121	47	0.326	76	0.728	105
0.038	19	0.125	48	0.337	77	0.746	106
0.040	20	0.130	49	0.347	78	0.764	107
0.042	21	0.135	50	0.358	79	0.782	108
0.043	22	0.140	51	0.369	80	0.801	109
0.045	23	0.145	52	0.380	81	0.820	110
0.047	24	0.151	53	0.391	82	0.839	111
0.050	25	0.156	54	0.403	83	0.859	112
0.052	26	0.162	55	0.415	84	0.878	113
0.054	27	0.168	56	0.427	85	0.898	114
0.056	28	0.174	57	0.440	86	0.919	115

Tabella 2.2: Tabella di conversione Tensione/Temperatura per resistenza termica R_{NTC}

2.5.2 Temperatura ambientale

Il sensore di temperatura LM60 è un circuito integrato che garantisce la lettura delle temperature comprese tra i -40°C e i $+125^{\circ}\text{C}$ con una precisione di $\pm 2^{\circ}\text{C}$. Questo sensore viene utilizzato sulla scheda per la lettura della temperatura ambientale, il cui circuito è mostrato in figura 2.16.

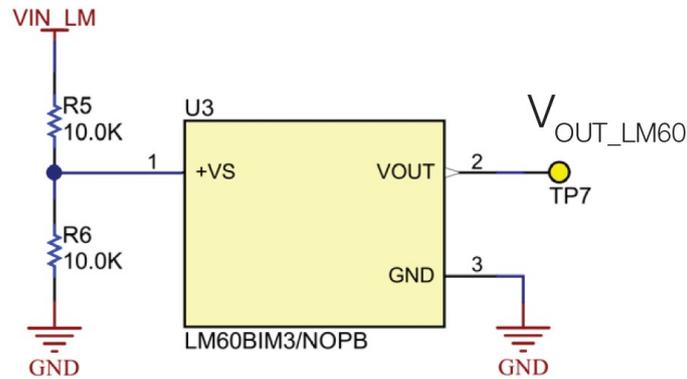


Figura 2.16: Sensore di temperatura ambientale LM60

Il sensore fornisce in uscita una tensione V_{OUT} linearmente proporzionale alla temperatura ambientale T_a seguendo la seguente equazione:

$$V_{\text{OUT}} = 424\text{mV} + 6.25\text{mV}/^{\circ}\text{C} \cdot T_a$$

Dove:

- V_{OUT} è espresso in mV
- 424mV è la tensione di offset
- $6.25\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ è il coefficiente di conversione tensione/temperatura

La tensione di offset si rende necessaria per la lettura di temperature sotto lo zero senza dover ricorrere a tensioni di alimentazione negative.

Si può quindi ricavare la temperatura ambientale T_a , misurando la tensione del sensore sul test point TP7 e convertendola con la seguente formula:

$$T_a = \frac{V_{\text{OUT}} - 424\text{mV}}{6.25\text{mV}/^{\circ}\text{C}}$$

3 | Convertitore Buck con controllo a Isteresi

In questo capitolo verranno illustrate le caratteristiche principali di un convertitore con controllo a isteresi. Si approfondirà la modalità di funzionamento, le forme d'onda caratteristiche, l'implementazione sulla scheda.

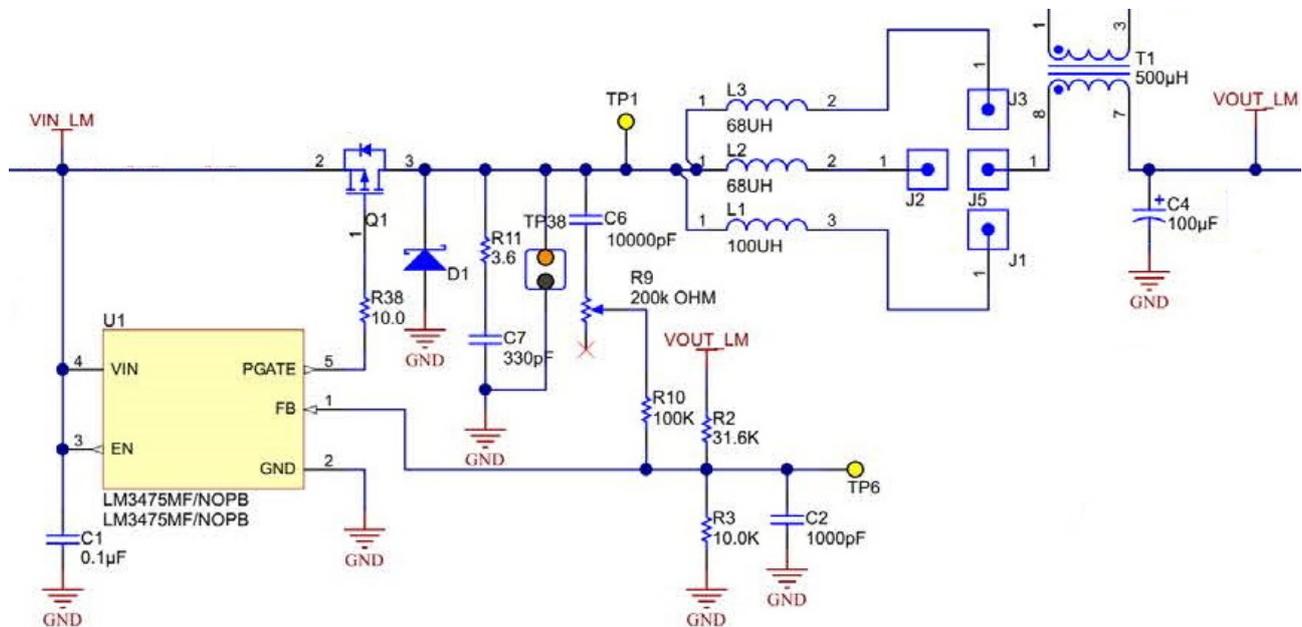


Figura 3.1: Schema del convertitore Buck con controllo a isteresi

La scheda TI-TMLK BUCK-WE implementa un convertitore Buck con controllo a isteresi mediante integrato LM3475. Nello schema in figura 3.1 è possibile osservare diverse sezioni che verranno analizzate nel seguito:

- Controllo: LM3475
- Sezione switching: mosfet Q1 e diodo di ricircolo D1
- Rampa di accelerazione: condensatore C6 e trimmer R9 in serie alla resistenza R10
- Filtro di uscita: induttore L1, L2 o L3 e condensatore C4

3.1 Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento di una architettura di controllo ad isteresi si basa sul mantenere la tensione di uscita entro un intervallo di valori prefissato, chiamato soglia di isteresi (V_{HYL}).

L'andamento della logica di controllo è mostrata in *figura 3.2*.

Quando la tensione di uscita (V_O) scende al di sotto della soglia di isteresi inferiore, quindi quando $V_O < V_{HYL}$, il mosfet viene abilitato facendola aumentare; viceversa quando la tensione di uscita supera la soglia di isteresi superiore, quindi quando $V_O > V_{HYL}$, il mosfet viene disabilitato facendola diminuire.

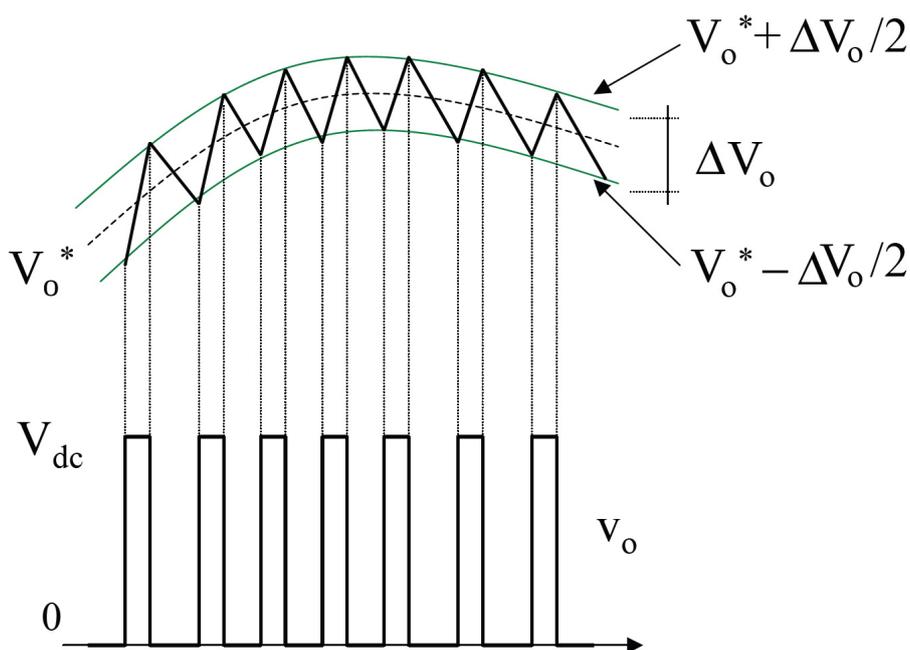


Figura 3.2: Andamento del controllo a isteresi

La frequenza di commutazione del mosfet dipende quindi da quanto velocemente la tensione di uscita raggiunge le tensioni di soglia d'isteresi. Questo si traduce quindi in una regolazione con impulsi a frequenza variabile detto PFM (Pulse Frequency Modulated). La frequenza di commutazione si adatta infatti alle condizioni operative, risultando molto più efficiente di una modulazione PWM, soprattutto con bassi carichi in uscita; infatti per bassi carichi di lavoro sarà richiesta meno corrente e di conseguenza la frequenza di commutazione sarà inferiore rispetto a carichi maggiori.

3.2 Implementazione

La logica di funzionamento appena descritta viene implementata per mezzo del circuito integrato LM3475 della Texas Instruments, un regolatore DC-DC di tipo Buck con controllo ad isteresi.

3.2.1 LM3475

Nello schema in *figura 3.3* è mostrato il circuito semplificato dell'implementazione tipica dell'integrato dove è ben visibile la struttura classica di un convertitore Buck, cerchiato in azzurro, e la rete di retroazione formato dalle resistenze R_{FB1} e R_{FB2} , cerchiato in rosso.

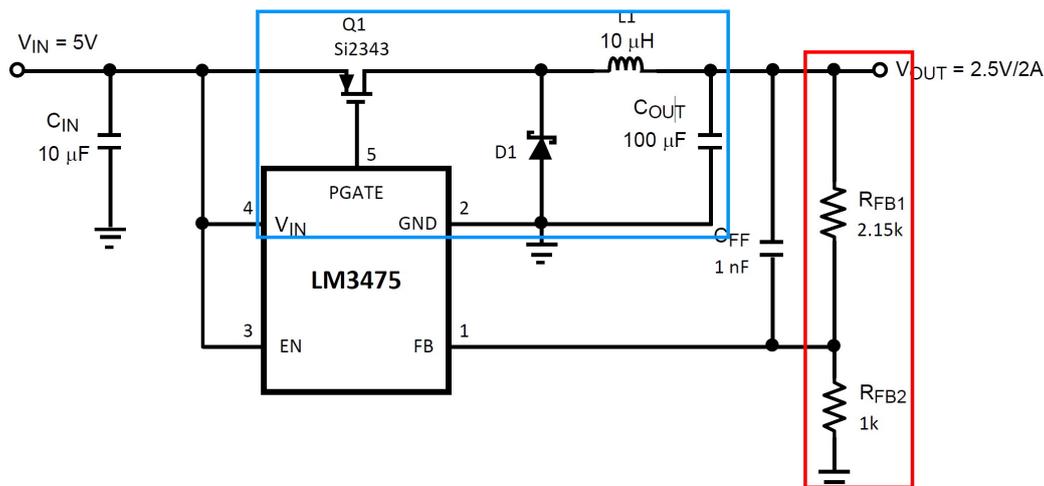


Figura 3.3: Schema semplificato dell'implementazione con LM3475

PIN	DESCRIZIONE
FB	Ingresso per la tensione di feedback proveniente dal partitore di tensione tra la tensione di uscita e GND
GND	Ground
EN	Il dispositivo funziona solo se su questo pin è applicata una tensione $>1.5V$
VIN	Tensione di alimentazione ≤ 16
PGATE	Comando del gate del P-MOSFET esterno

Tabella 3.1: Descrizione dei pin LM3475

Per funzionare quindi, l'integrato ha bisogno che la tensione di uscita venga riportata sul pin di feedback FB (Pin 1) attraverso un partitore di tensione formato dalle due resistenze R_{FB1} e R_{FB2} , realizzando di fatto la retroazione. Questa tensione verrà poi comparata rispetto un riferimento interno di circa 0.8V con una soglia di isteresi ampia 21/28mV come riportato dal datasheet (in *figura 3.4*).

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{FB} Feedback voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$		0.8		V
	$T_J = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	0.788		0.812	
$\% \Delta V_{FB} / \Delta V_{IN}$ Feedback voltage line regulation	$2.7\text{ V} < V_{IN} < 10\text{ V}$		0.01		%/V
V_{HYST} Comparator hysteresis	$2.7\text{ V} < V_{IN} < 10\text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	21	28	mV
		$-40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	21	32	
I_{PGATE} Driver output current	Source $V_{PGATE} = 3.5\text{ V}$ $C_{PGATE} = 1\text{ nF}$		0.475		A
	Sink $V_{PGATE} = 3.5\text{ V}$ $C_{PGATE} = 1\text{ nF}$		1.0		

Figura 3.4: Datasheet LM3475

Poiché sul nodo di feedback è richiesta una tensione costante di circa 0.8V si può facilmente modificare la tensione di uscita regolando il partitore di tensione che realizza la retroazione. La tensione di uscita è infatti calcolabile come:

$$V_{OUT} = \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} 0.8V$$

Sulla scheda, le resistenze R_{FB1} e R_{FB2} sono dimensionate in modo tale da avere una tensione di uscita $V_{OUT}=3.3V$

L'architettura interna dell'LM3475 è ben rappresentata nello schema di principio in figura 3.5 nella quale è possibile osservare la rete di retroazione formata da un comparatore ad isteresi, la tensione di riferimento di circa 0.8V e il mosfet driver. Il comparatore invierà dei comandi al driver che attiverà o disattiverà il Mosfet per mantenere la tensione di feedback all'interno della soglia di isteresi.

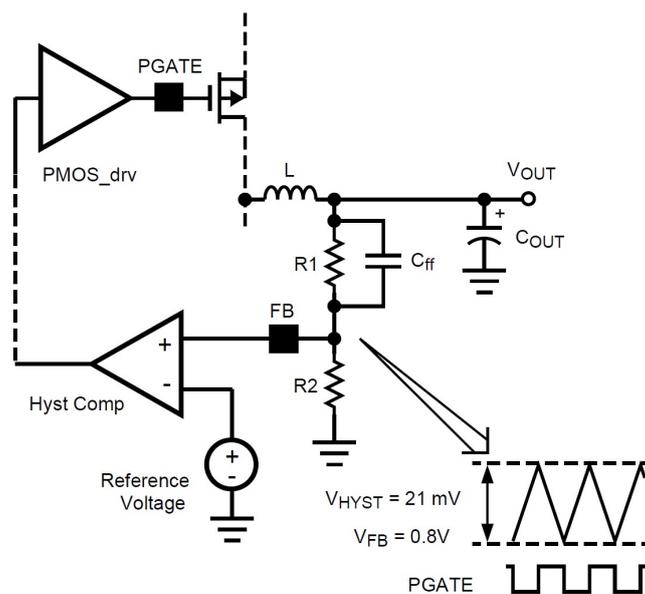


Figura 3.5: Architettura interna LM3475

3.2.2 Rampa di accelerazione

Come spiegato nella sezione precedente, la frequenza di commutazione dipende solo dalle condizioni di lavoro e dai componenti collegati esternamente.

Analizzando l'andamento della corrente sull'induttore d'uscita in *figura 3.6*, vediamo come variando la pendenza di salita e di discesa varia anche il tempo di salita (t_{ON}) e di discesa (t_{OFF}) e con essi anche la frequenza di commutazione del mosfet.

La pendenza di salita della corrente in uscita dipende dal valore dell'induttore e dalla tensione d'ingresso. La pendenza di discesa invece è collegata alla corrente assorbita dal carico.

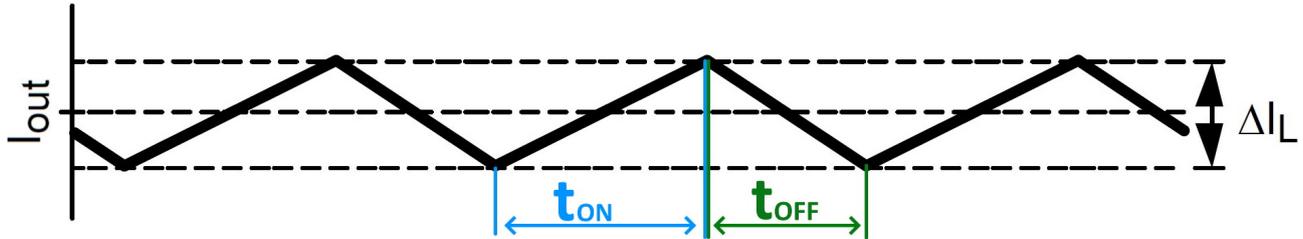


Figura 3.6: Andamento corrente nell'induttore

È possibile tuttavia modificare significativamente la frequenza operativa e la tensione di ripple d'uscita attraverso la sovrapposizione di un segnale rampa, detta "rampa di accelerazione", sulla tensione di feedback riportata all'integrato. In questo modo il ripple sul segnale di feedback risulterà ridotto.

Tale segnale si ottiene aggiungendo un condensatore C_{FF} , detto condensatore di speed-up, in parallelo alla resistenza R_{FB1} del partitore di tensione come si può notare in *figura 3.5*. La corrente iniettata dal condensatore è una onda quadra che scorre principalmente sulla resistenza R_{FB2} , essendo il pin di feedback FB ad alta impedenza. Il risultato finale è un aumento della frequenza di lavoro ed una riduzione del ripple in uscita per effetto del filtro in uscita.

Sulla scheda TI-PMLK BUCK-WE sono state aggiunte due resistenze R9 ed R10 in serie al condensatore di speed up visibili in *figura 3.1*, dove R9 è variabile in modo che l'utente possa modificare le pendenze di salita e di discesa sull'induttore e conseguentemente la frequenza di commutazione in un range compreso tra i 250kHz e i 700kHz.

Al diminuire di R9, aumenta la corrente iniettata nel nodo di Feedback e di conseguenza il ripple sulla tensione d'uscita risulterà meno ampio e la frequenza tenderà ad aumentare.

La frequenza di lavoro può essere quindi calcolata approssimativamente, tenendo conto della rampa di accelerazione, con la seguente formula:

$$f = \frac{V_{IN}}{2\pi \cdot (R_9 + R_{10}) \cdot C_{FF} \cdot V_{HYST}}$$

3.3 Anlisi delle forme d'onda

3.3.1 Perdite dovute ad elementi parassiti

Nella realtà, i componenti che formano il circuito sono accompagnati da elementi parassiti che possono influenzarne il reale comportamento.

La disposizione degli elementi parassiti è rappresentata in *figura 3.7* dove si evidenzia la struttura del Buck, le protezioni di ingresso e uscita e gli elementi di sensing di corrente come i trasformatori per la corrente di picco o la resistenza di shunt per la corrente media.

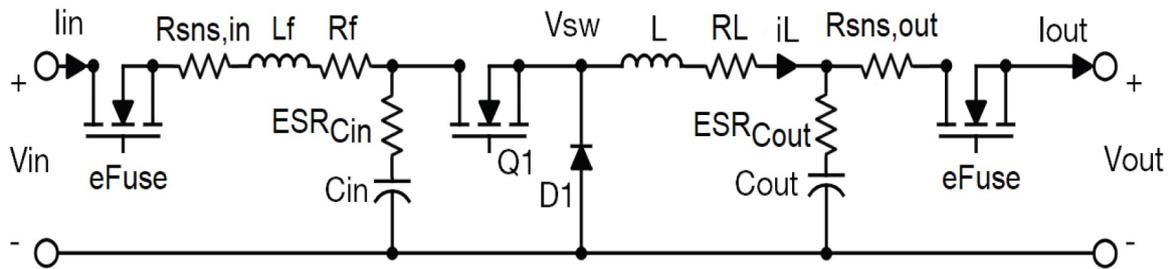


Figura 3.7: Schema semplificato con elementi parassiti

Misurando sperimentalmente la tensione in uscita o il duty-cycle reale, si osserva che questi valori si discostano da quelli teorici. Le differenze sono dovute agli elementi parassiti presenti lungo tutto il circuito.

Di seguito la *tabella 3.2* riassume i valori delle resistenze parassite presenti nel circuito.

COMPONENTE	R[Ω]
eFuse in ingresso (TPS26600)	150mΩ
eFuse in uscita (TPS25942)	42mΩ
Mosfet	50mΩ
Induttore L1 / L2 / L3	270mΩ / 386 mΩ / 239mΩ
Sensing di corrente di picco in ingresso e uscita	20mΩ
Sensing di corrente media in uscita	50mΩ

Tabella 3.2: Valori degli elementi parassiti

Tali resistenze comportano delle perdite e quindi ad una riduzione del rendimento stesso. Se infatti sommiamo tutte le perdite lungo il circuito, troviamo una resistenza parassita:

$$R_{\text{parassita}} = 150\text{m}\Omega + 42\text{m}\Omega + 50\text{m}\Omega + 270\text{m}\Omega + 2 \cdot 20\text{m}\Omega + 50\text{m}\Omega = 0.6\Omega$$

Se su questa resistenza facciamo passare, ad esempio, una corrente di circa 1A, otteniamo una potenza dissipata di circa 0.6W e una caduta di tensione di 0.6V che se rapportato ai 3.3V in uscita è circa un 18% di perdita.

3.3.2 Forme d'onda tipiche

In figura 3.8 sono rappresentate alcune forme d'onda tipiche con un carico $I_O=0,2A$ dove: in giallo è mostrata la tensione sul nodo di switching e in magenta il ripple sulla corrente dell'induttore.

Come atteso la tensione sul nodo di switching commuta, accendendo o spegnendo il mosfet, nel momento in cui la corrente sull'induttore I_L supera la soglia d'isteresi, generando in uscita una tensione ad onda quadra con un duty-cycle teorico ($\delta_{teorico}$) pari a

$$\delta_{teorico} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{3.3V}{10V} = 33\%$$

Il duty-cycle misurato non corrisponde a quello teorico come mostrato in figura 3.8, a causa della presenza delle perdite (vedi capitolo 3.3.1).

È possibile stimare il valore delle resistenze parassite con la seguente equazione:

$$R_{parassita} = V_{in} \frac{\delta_{misurato} - \delta_{teorico}}{I_o} = 10V \frac{35.1\% - 33\%}{0.2A} = 1.05\Omega$$

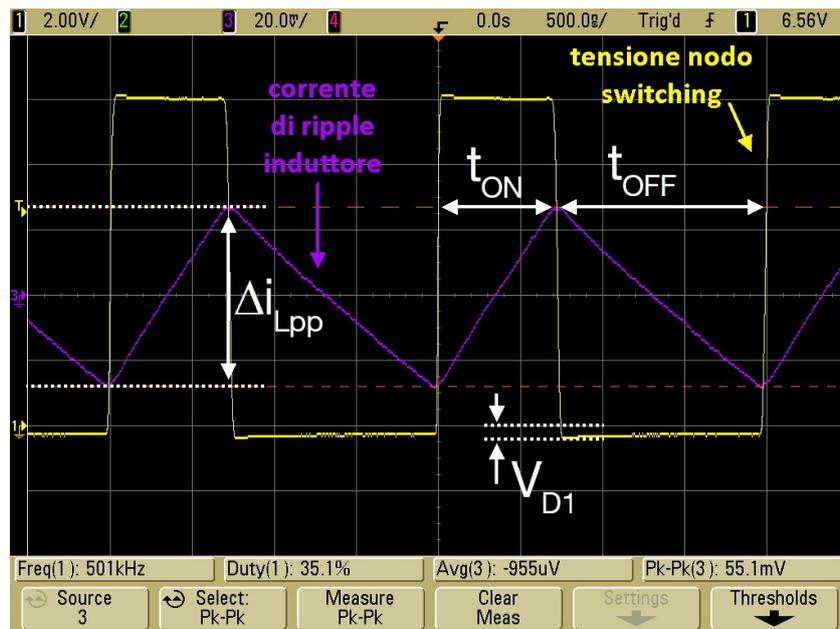


Figura 3.8: Tensione nodo di switching e ripple corrente dell'induttore a basso carico (0.2A)

Si può inoltre osservare in figura 3.8 come durante il tempo di t_{OFF} la tensione sul nodo di switching non passi da 10V a 0V, ma da 10V a -0.4V, a causa della presenza del diodo di ricircolo che provoca una caduta di tensione pari a $V_{D1}=-0.4V$ che in quel momento viene acceso.

3.3.3 Stima valore Induttore

In assenza di elementi parassiti, possiamo stimare il valore dell'induttore seguendo l'equazione qui di seguito, andando a misurare il ripple della corrente (Δi_{Lpp}), la durata della salita della corrente (t_{on}) e la tensione ai capi dell'induttore (ΔV_L).

$$L = \frac{\Delta V_L}{\Delta i_{Lpp}} t_{on}$$

Tuttavia per una stima più realistica, vanno considerati gli elementi parassiti che cambiano a seconda dei punti di misura della tensione ai capi dell'induttore.

Osservando la *figura 3.7*, si osserva che se valutassimo di misurare tra la tensione d'ingresso e la tensione d'uscita, dovremo tenere conto della caduta di tensione sui due eFuse, i due sensing di corrente di picco, il sensing di corrente media e il Mosfet.

Sul circuito è presente il test point TP1 che consente di misurare la tensione al source del mosfet che essendo pulsata potrebbe risultare difficile misurare il valore di riferimento corretto. Si fa quindi uso della tensione d'ingresso V_{in} sul test point TP2 che risulta più stabile anche se introduce maggiori elementi parassiti. In uscita è possibile usare il test point TP27 (V_{Lout}) oppure il test point TP3 (V_{out}). Si suggerisce di utilizzare il TP27 in quanto collocato prima della protezione d'uscita.

Per stimare quindi il valore dell'induttore, tenendo conto degli elementi parassiti, si utilizza la seguente equazione:

$$L = \frac{[V_{in} - V_{Lout} - (R_{in} + R_{DSon} + R_L + R_{out})I_{out}]t_{on}}{\Delta i_{Lpp}}$$

Dove gli elementi parassiti da considerare sono:

- R_{in} : resistenza che tiene conto degli elementi in ingresso al convertitore.
Nel nostro caso $R_{in} = R_{eFusein} + R_{snspeak}$
- R_{DSon} : resistenza del Mosfet
- R_L : la resistenza tipica dell'induttore
- R_{out} : resistenza che tiene conto degli elementi in uscita al convertitore.
Nel nostro caso $R_{out} = R_{snspeak} + R_{snsmean}$

Si fa notare che non si considerano L_f e R_f in quanto il filtro di ingresso è cortocircuitato dal jumper di bypass J6-J13.

3.3.4 Step nei cambi di pendenza

Altro effetto dovuto dalla non idealità dei componenti è la presenza di tratti non lineari (step) nei cambi di pendenza della tensione di feedback, come mostrato in *figura 3.9*, dovuti dalla presenza della resistenza serie (ESR) e dell'induttanza serie (ESL) dei condensatori.

Durante i fronti positivi la tensione sulla ESL sarà positiva, mentre durante i fronti negativi sarà negativa. Questo cambio di segno produce una discontinuità proporzionale a

$$V_{ESL} = L \frac{di}{dt}$$

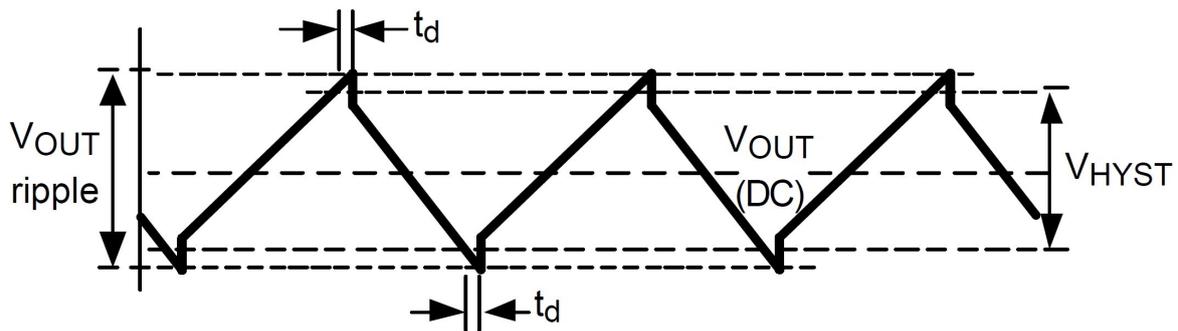


Figura 3.9: Andamento reale tensione di feedback con step nei cambi di pendenza

Con l'aumentare del carico, la tensione di uscita tende a raggiungere più velocemente la soglia di isteresi quindi i fronti di salita e discesa del ripple di corrente saranno più ripidi aumentando di conseguenza l'ampiezza degli step.

3.3.5 Dipendenza della soglia d'isteresi dalla frequenza

Si è inoltre osservato che l'ampiezza dell'isteresi tende ad aumentare con l'aumentare della frequenza per mezzo del trimmer R9. Ad esempio, con un carico di 80mA in uscita, alla frequenza di 244kHz la soglia di isteresi è di circa 30mV, mentre alla frequenza di 618kHz la soglia di isteresi è di circa 40mV, contro i 21mV riportati dal datasheet.

Quando la tensione d'uscita supera la soglia d'isteresi, si presentano dei ritardi dovuti ai tempi di reazione dei vari componenti del circuito, come:

- Tempo di propagazione del segnale all'interno dell'integrato, che sul datasheet è riportato essere di circa 90ns.
- Tempo di accensione e spegnimento del Mosfet
- Tempo di carica e scarica degli elementi reattivi

Il sistema dunque presenta un tempo di reazione totale (t_d) dovuto alla risposta dinamica del circuito ciclo per ciclo. In *figura 3.10* è mostrato come, all'aumentare della frequenza di commutazione, la pendenza della tensione di feedback aumenta e, a parità di tempo di risposta, l'ampiezza della soglia di isteresi aumenta.

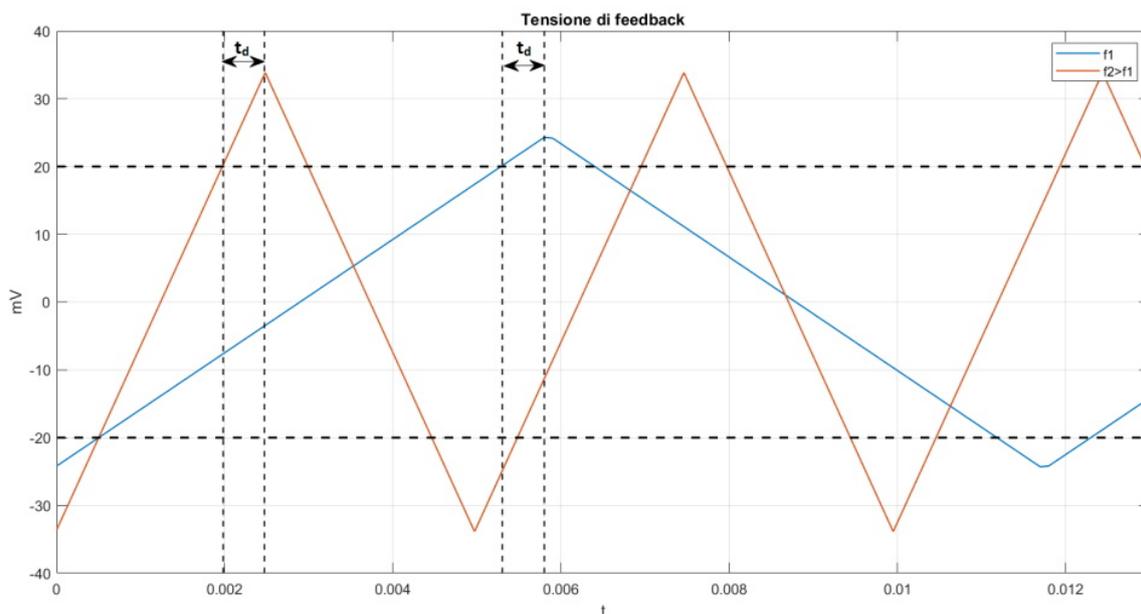


Figura 3.10: Aumento dell'isteresi all'aumentare della frequenza

Si deduce quindi che per misurare correttamente la soglia dell'isteresi, bisogna trovarsi a bassa frequenza per evitare che il tempo di reazione falsi la misura, e con un carico molto piccolo per rendere minimo l'effetto degli step, descritti nel *capitolo 3.3.4*.

3.3.6 Funzionamento discontinuo

Un convertitore switching si dice essere in funzionamento discontinuo se la corrente nell'induttore si annulla prima di raggiungere la fine del ciclo di commutazione.

Questo comporta che nel convertitore Buck, la tensione nel nodo di switching passi da 0V al valore della tensione d'uscita V_{OUT} in quanto sull'induttore non c'è caduta di tensione.

Il principio di funzionamento di un convertitore con controllo ad isteresi non prevede la modalità discontinua, tuttavia in condizioni di funzionamento a vuoto (oppure con eFuse in uscita aperto o con carichi molto piccoli $< 50mA$) può verificarsi quanto sotto descritto.

Quando il convertitore è forzato a lavorare in modalità discontinua si ha un andamento come quello mostrato in *figura 3.11* dove la tensione sul nodo di switching è rappresentata in giallo, la tensione di feedback in verde e la tensione in uscita in blu.

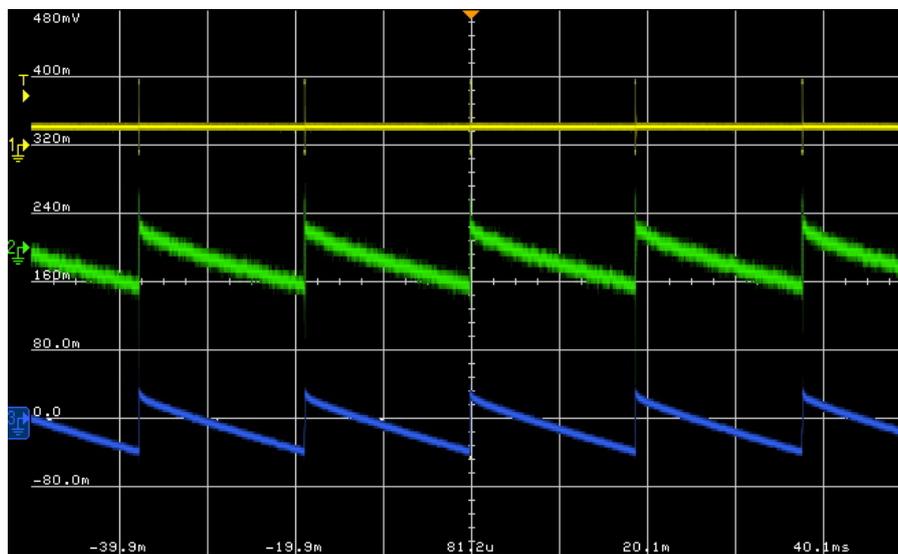


Figura 3.11: Forme d'onda complessive funzionamento discontinuo

All'inizio il convertitore si trova a funzionare in modo continuo, infatti i picchi sul nodo di switching sono formati da treno di impulsi utili a generare una tensione d'uscita di 3.3V, ben visibili in *figura 3.12*.

Data però l'assenza di un carico, la tensione in uscita continua ad aumentare. Una volta che la corrente nell'induttore si annulla, il convertitore inizia a funzionare in modo discontinuo e la tensione d'uscita si è ormai stabilizzata sui 3.3V. La tensione in uscita carica a sua volta il condensatore della rampa di accelerazione che provoca un incremento esponenziale della tensione sul nodo di feedback. Tutto questo avviene in un tempo molto breve, circa $100\mu s$.

Il convertitore può tornare a funzionare in modo continuo solo se la tensione al nodo di feedback scende al di sotto della soglia d'isteresi, processo che avviene molto lentamente perché la scarica del condensatore avviene sulle resistenze parassite di uscita.

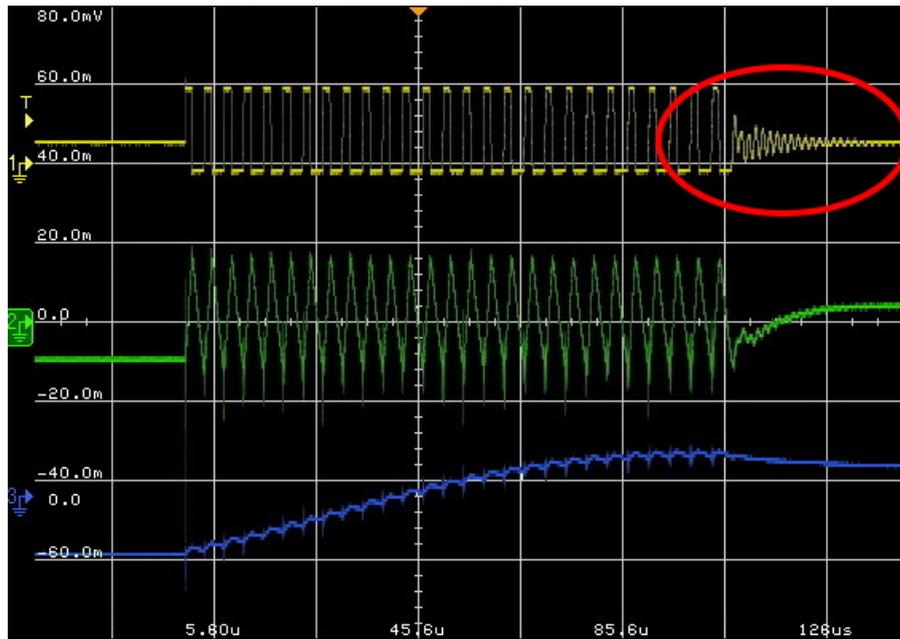


Figura 3.12: Dettaglio forme d'onda funzionamento discontinuo

In *figura 3.12* è mostrato nel dettaglio il passaggio da modo continuo a discontinuo.

Le oscillazioni visibili alla fine degli impulsi, cerchiati in rosso, sono provocate dalle capacità parassite che causano delle oscillazioni con l'induttore di filtro selezionato, quando il convertitore passa da una modalità all'altra.

Misurando una frequenza di risonanza pari a $f_r=695\text{kHz}$ e tenendo presente che si è utilizzato l'induttore $L1=100\mu\text{H}$, possiamo stimare il valore di queste capacità

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 695\text{kHz} \Rightarrow C = \left(\frac{1}{2\pi f_r}\right)^2 \frac{1}{L} = 524\text{pF}$$

Considerando la somma della capacità parassita del diodo e del mosfet, si ottiene un valore conforme a quello calcolato.

In modalità discontinua è possibile fare una buona stima dell'ampiezza dell'isteresi. Per le considerazioni fatte alla fine del *capitolo 3.3.5*, ci si trova sia con un carico quasi nullo sia a bassa frequenza; inoltre la rampa di discesa sul nodo di feedback non è influenzata dalla rampa di accelerazione. In queste condizioni, l'ampiezza dell'isteresi risulta essere circa 25mV , valore molto simile a quanto riportato nel datasheet del convertitore.

4 | Attività di Laboratorio

Prima di iniziare con le attività di laboratorio, è meglio conoscere in anticipo quali strumenti andremo ad utilizzare, come configurare correttamente la scheda, come deve essere accesa e spenta e quali sono i test point più importanti da utilizzare durante le esperienze di laboratorio.

4.1 Setup strumentazione

Per queste attività sarà necessario l'utilizzo di diversi strumenti mostrati in *figura 4.1* quali:

- un alimentatore DC da banco
- un oscilloscopio a 4 canali
- un carico elettronico attivo

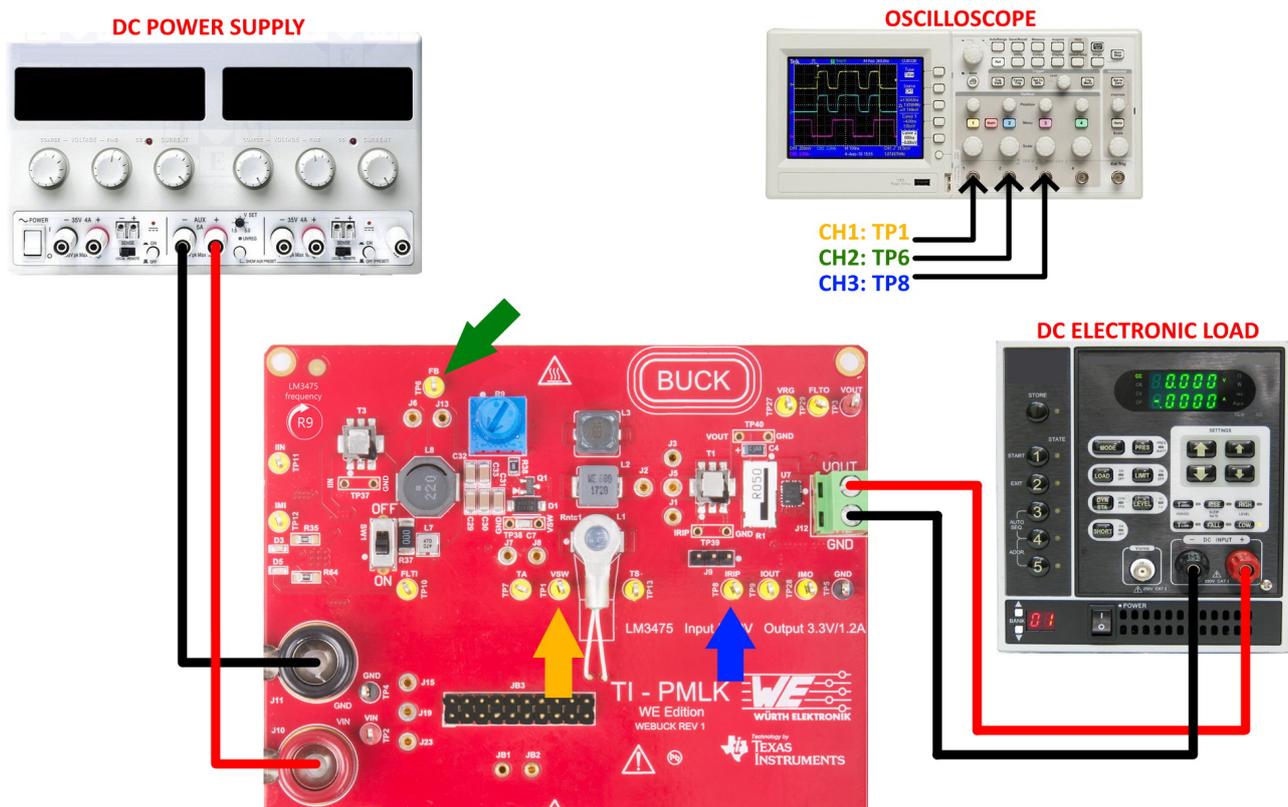


Figura 4.1: Setup strumentazione

4.2 Uso e configurazione

Prima di proseguire con l'utilizzo della scheda sul banco, è necessario configurare a dovere la scheda.

1. Assicurarsi di cortocircuitare con un jumper di potenza tra J15-J19 per alimentare la parte di scheda dedicata al Buck con controllo ad isteresi.
2. Sulla scheda sono presenti tre induttori di potenza L1, L2 o L3 selezionabili uno alla volta cortocircuitando rispettivamente J1-J5, J2-J5 o J3-J5 con un jumper di potenza. Ogni induttore ha caratteristiche e specifiche diverse, come descritto nel *capitolo 2.3*. Spegnerla scheda tutte le volte che si vuole selezionare un altro induttore seguendo la procedura descritta nel *capitolo 4.3*.
3. Cortocircuitare il filtro in ingresso con un jumper tra J6-J13.
Si osservi che per tutte le attività il filtro in ingresso è sempre bypassato.
4. Il trimmer R9 consente di modificare la frequenza di switching del Buck da circa 250kHz a 700kHz. Assicurarsi di ruotarlo completamente in senso antiorario per portarsi alla frequenza minima.
5. Cortocircuitare se necessario J7-J8 per alimentare il resistore di potenza R7 da 100Ω attraverso il quale è possibile riscaldare l'induttore L1.
6. Sulla morsettiera in uscita è stato aggiunto un apposito test point per avere un comodo punto di massa per le sonde dell'oscilloscopio. Accertarsi del corretto collegamento del test point prima di iniziare l'attività.

4.3 Procedura di avvio e spegnimento

Affinché la scheda possa essere utilizzata correttamente, è necessario seguire una precisa procedura di avvio e spegnimento per evitare l'intervento dei fusibili elettronici.

- Se la scheda viene utilizzata con un carico elettronico in corrente costante, bisogna seguire in ordine le seguenti operazioni:
 - All'accensione:
 1. Impostare il carico attivo in OFF.
 2. Impostare il carico attivo in corrente costante e con una corrente di 0,1A.
 3. Ruotare il trimmer R9 completamente in senso antiorario.
 4. Accendere l'alimentatore e impostarlo a 10V, 1.5A.
Il carico attivo dovrà indicare una tensione di circa 3.3V, altrimenti qualcosa non sta funzionando correttamente o non è stata seguita correttamente la procedura e la configurazione della scheda.
 5. Accendere il carico attivo e incrementando gradualmente la corrente di assorbimento fino al valore desiderato.
 - Allo spegnimento:
 1. Spegner il carico attivo.
 2. Spegner l'alimentatore.
- Ogni cambiamento nel setup della scheda deve essere eseguito con la scheda non alimentata e il carico elettronico disabilitato.
- Nel caso in cui sul carico attivo si leggano 0V con l'alimentatore acceso oppure le forme d'onda non siano conformi a quelle attese, seguire la procedura di spegnimento e ripetere quella di accensione.
- In caso di un fault in ingresso o in uscita, l'eFuse interverrà e un led rosso verrà acceso. Seguire la procedura di spegnimento e successivamente spostare lo switch SW1 o lo SW2 su OFF.
Identificare e risolvere il problema che ha portato al fault.
Portare lo switch su ON e ripetere la procedura di accensione.
- Assicurarsi di non operare con i jumper J1-J5, J2-J5 o J3-J5 aperti.
Uno dei tre induttori DEVE essere sempre collegato.
- **IMPORTANTE:** Prestare particolare attenzione ai coccodrilli neri delle sonde. Questi sono riferiti al GND dell'oscilloscopio e potrebbero creare dei cortocircuiti e danneggiare la scheda se mal collegati o liberi di muoversi. La prima cosa da fare quindi è collegarli correttamente ai connettori di massa identificati da un pallino nero sulla scheda oppure utilizzare l'asola collegata al GND in uscita.

4.4 Misura delle tensioni

Di seguito una lista riassuntiva dei test point e jumper più importanti:

Test Points

TP1	Tensione al source del mosfet di commutazione
TP4	GND d'ingresso
TP5	GND d'uscita
TP6	Tensione di feedback
TP7	Temperatura ambientale
TP8	Corrente di picco in uscita
TP9	Corrente media in uscita
TP10	Stato dell'eFuse d'ingresso
TP11	Corrente di picco in ingresso
TP12	Corrente media in ingresso
TP13	Temperatura superficiale dell'induttore L1
TP27	Tensione d'uscita regolata
TP29	Stato dell'eFuse d'uscita

Jumper

J1 - J5	Collega induttore L1 come filtro d'uscita
J2 - J5	Collega induttore L2 come filtro d'uscita
J3 - J5	Collega induttore L3 come filtro d'uscita
J7 - J8	Collega resistenza R ₇ per riscaldare induttore L1
J6 - J13	Bypass degli induttori L7, L8 del filtro d'ingresso
J19 - J15	Alimenta regolatore Buck con controllo a isteresi
J19 - J23	Alimenta regolatore Buck con controllo di corrente di picco

4.5 Misure ed analisi dei segnali

Impostazioni riassuntive dei strumenti da banco:

- Alimentatore impostato a 10V - 1.5A
- Carico attivo su "Corrente costante" da 0.1A a 1A
- Scegliere un induttore L1, L2 o L3
- Frequenza da 250kHz a 650kHz ruotando R9 (In senso orario aumenta la frequenza)

Le attività di misura ed analisi sono le seguenti:

- 1)
 - TP1: misurare la tensione di Switching V_S , il tempo t_{ON} e il duty-cycle $\delta\%$
 - TP8,TP9: misurare il valore medio e il ripple della corrente sull'induttore I_L
 - Ripetere variando la frequenza di lavoro e il carico

I_{out} [mA]	100	500	1000
V_S			
t_{ON}			
$\delta\%$			
I_{Lavg}			
ΔI_L			

freq [kHz]	250	450	650
V_S			
t_{ON}			
$\delta\%$			
I_{Lavg}			
ΔI_L			

- 2)
 - TP6: misurare la tensione di feedback, la soglia di isteresi V_{HIST} e confrontare i risultati con i dati di specifica dal datasheet dell'integrato LM3475
 - Comprendere il funzionamento del controllo ad isteresi
 - Al variare della frequenza, osservare le pendenze della tensione di soglia V_{HIST} (solo AC) e del ripple sulla corrente I_L
- 3)
 - Verificare il modo di funzionamento e calcolare il valore teorico di V_{OUT}
 - Comprendere e giustificare eventuali differenze (vedi capitolo ??)
 - Ripetere al variare del carico
- 4)
 - TP2,TP27: misurare la tensione d'ingresso e la tensione di uscita del regolatore
 - TP8: misurare il ripple della corrente e il tempo di salita
 - Stimare il valore dell'induttore (vedi capitolo 3.3.3)
 - Ripetere al variare del carico e della temperatura di L1 (riscaldare L1 tramite jumper J7-J8)

Bibliografia

- [1] Experiment Book TI-PMLK BUCK-WE
- [2] Datasheet Texas Instruments LM3475: Buck con controllo ad isteresi
- [3] Datasheet Texas Instruments TPS2660x: eFuse in ingresso
- [4] Datasheet Texas Instruments TPS25942x: eFuse in uscita
- [5] Datasheet Texas Instruments LM60: Sensore temperatura ambientale
- [6] Datasheet Würth Elektronik 749251050: Trasformatore per sensing corrente di picco
- [7] Datasheet Texas Instruments INA139: Sensing corrente media in uscita
- [8] Datasheet Vishay Siliconix Si2343CDS: P-Mosfet
- [9] Datasheet Diodes Incorporated B220A: Diodo Schottky