UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

"PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE DI UN CONVERTITORE BUCK E UN BOOST"

Relatore: Prof. Matteo Meneghini

Laureando: Alessandro Beato

ANNO ACCADEMICO 2024 – 2025

Data di laurea 18/03/2025

Indice

1. Introduzione…… 5
   1.1 Specifiche di progetto del circuito Boost…… 5
   1.2 Specifiche di progetto del circuito Buck…….... 6
2. Progettazione e Dimensionamento Hardware……... 9
   2.1. Descrizione dell'integrato LT1930…… 9
   2.2. Dimensionamento del Boost…… 11
   2.3. Descrizione dell'integrato LT3470…… 14
   2.4. Dimensionamento del Buck……... 15
3. Design del PCB…… 19
   3.1. Layout del Boost…… 19
   3.2. Layout del Buck…… 23
4. Misurazioni dei principali parametri circuitali…… 27
   4.1 Misure dei parametri del boost…… 27
   4.2 Misure dei parametri del buck…… 34
5. Conclusione e considerazioni finali……... 39

Bibliografia…… 44

1. Introduzione

Il presente lavoro di tesi si propone di analizzare e progettare due convertitori DC-DC, il buck (o step-down) e il boost (o step-up) approfondendo sia gli aspetti teorici che quelli pratici legati al loro funzionamento. Verranno esplorate le principali caratteristiche dei circuiti, le relative topologie, il principio di funzionamento, la selezione dei componenti e le tecniche di controllo per ottimizzare le prestazioni.

In particolare nella prima parte, dopo aver discusso il funzionamento teorico, si prende in esame la progettazione vera e propria, nonché il dimensionamento dell'hardware e il funzionamento dello stesso. Nella seconda parte si illustrano le misure e i test effettuati per verificare la correttezza del funzionamento, in base a quelle che sono le specifiche di progetto.

1.1 Specifiche di progetto del circuito Boost

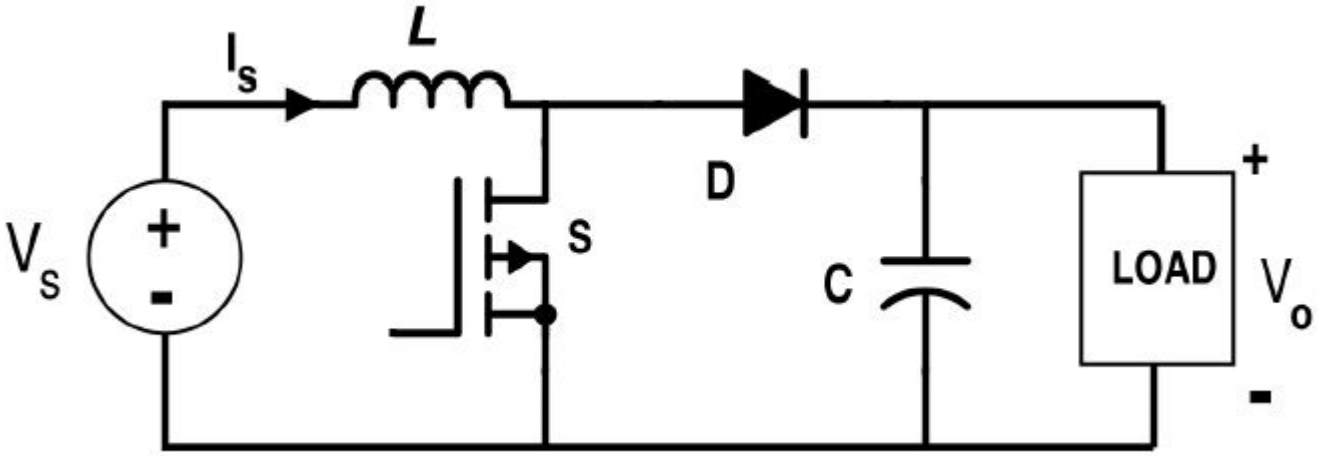

Figura 1.1: Schema generico di un convertitore boost

Come anticipato sopra lo scopo di questo lavoro di tesi è la progettazione e la realizzazione di due convertitori DC-DC. In figura 1.1 possiamo vedere la topologia del circuito step-up, anche se nelle applicazioni industriali vengono utilizzati dei circuiti integrati per gestire il controllo del MOSFET (utilizzato come interruttore) e per tenere sotto controllo la stabilità del sistema tramite una opportuna rete di feedback. Tutto questo verrà discusso in dettaglio nei capitoli successivi.

Introduciamo ora brevemente lo scopo di questo circuito e il principio di funzionamento.
L'obiettivo del boost è di fornire in uscita una tensione stabile (V_O) maggiore rispetto a

quella presente in ingresso (V_S), mantenendo nel processo di conversione un'efficienza generalmente elevata (solitamente dal 70% fino al 95%).
Il funzionamento del circuito ruota attorno allo switch che aprendosi e chiudendosi carica l'elemento magnetico durante la fase ON, tale energia in serie alla tensione d'ingresso viene poi rilasciata e immagazzinata nel condensatore d'uscita durante la fase OFF risultando in una tensione d'uscita maggiore di quella d'ingresso.

Iniziamo introducendo le specifiche di progetto per la realizzazione di questo convertitore:

- $V_O = 12V$
- $V_S = 5V$
- $I_{OUT} = 100mA$
- Efficienza $\eta \geq 70\%$
- Ripple sulla tensione di uscita $\leq 2\%$

1.2 Specifiche di progetto del circuito Buck

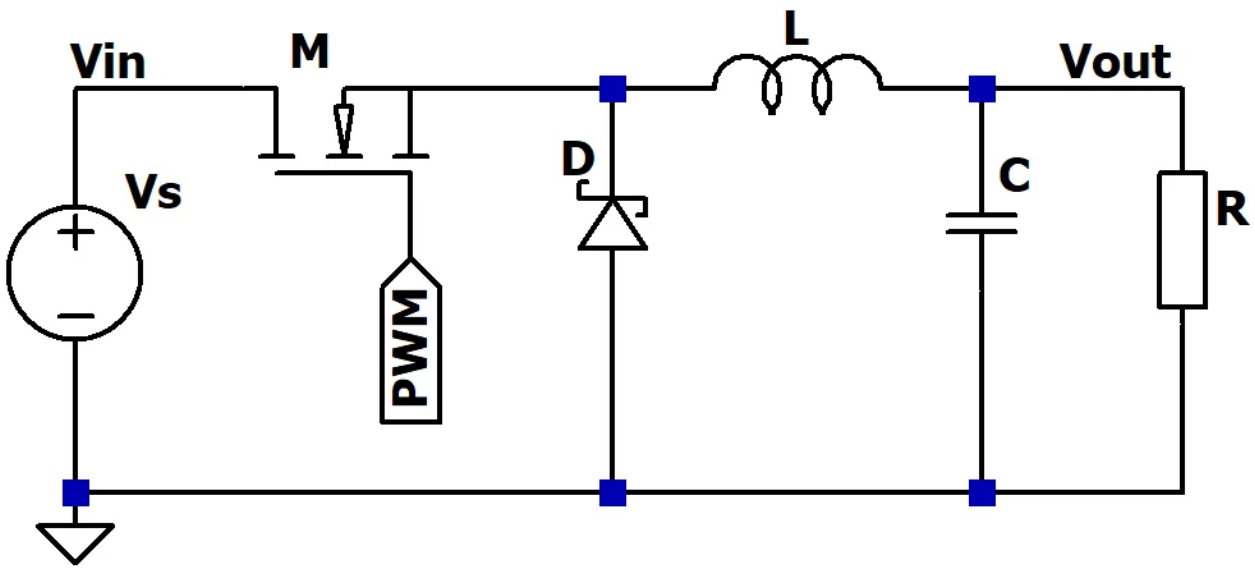

Figure 1.2: Schema generico di un convertitore buck

In figura 1.2 è visibile la topologia del circuito step-down, come per il boost anche in questo caso nelle applicazioni industriali vengono utilizzati degli integrati per la gestione dello switch (rappresentato in figura 1.2 dal MOSFET M) e per evitare problemi legati

alla stabilità del sistema tramite una rete di feedback esterna. Ulteriori approfondimenti e analisi seguiranno nei capitoli successivi.

Ora verrà discusso brevemente lo scopo di questo convertitore e il relativo principio di funzionamento. Analogamente al circuito boost analizzato precedentemente, il buck data una tensione di ingresso V_{IN} fornisce in uscita una tensione stabile (V_{OUT}) minore di quella presente in ingresso, mantenendo un'efficienza elevata nel processo (solitamente in un range fra il 70% e il 95%).
Il funzionamento è analogo a quello del convertitore step-up, si basa sull'apertura e chiusura continua del MOSFET che nello stato ON permette di accumulare energia magnetica nell'induttore, mentre nella fase OFF questa energia viene riversata nel condensatore d'uscita C garantendo una tensione d'uscita stabile.

Le specifiche di progetto di questo circuito sono le seguenti:

- $V_{OUT} = 5V$
- $V_{IN} = 12V$
- $I_{OUT} = 100mA$
- Efficienza $\eta \geq 70\%$
- Ripple sulla tensione di uscita $\leq 2\%$

2. Progettazione e dimensionamento hardware

In questo capitolo verranno analizzate e discusse le scelte prese per quanto riguarda il dimensionamento dei componenti e la scelta dei circuiti integrati utilizzati come controllori. Inizialmente verranno trattate le caratteristiche principali di quest'ultimi per poi approfondire la parte relativa ai componenti esterni.

2.1 Descrizione dell'integrato LT1930

Il LT1930 è un integrato prodotto da Analog Devices e presenta caratteristiche adeguate alle specifiche di progetto scelte precedentemente.

Supporta un range di tensioni di ingresso consono a quello scelto nel capitolo antecedente, 2.6V ≤ V_{IN} ≤ 16V che garantisce un buon margine in caso la tensione di ingresso fornita al circuito non sia un valore stabile di $V_{IN} = 5V$ ma presenti oscillazioni importanti. Inoltre un importante parametro è la frequenza di switching ovvero la frequenza con cui viene aperto e chiuso l'interruttore (rappresentato precedentemente in figura 1.1 dal MOSFET S), dal datasheet il valore tipico è $f_{SW} = 1.2MHz$. Avere un elevata frequenza di switching permette di ridurre il valore dell'induttore e della capacità di uscita, il che rende possibile selezionare componenti più piccoli e creare una scheda finale dalle dimensioni contenute.

Un altro fattore importante da considerare è se l'integrato può effettivamente erogare la corrente richiesta al nodo SW senza danneggiarsi. Per questa applicazione, controllando il datasheet, possiamo essere certi che l'integrato non riscontrerà alcun problema siccome la corrente massima che può fornire è di 1,2A.

Infine ci sono altri due fattori da considerare: se la topologia utilizzata è sincrona o asincrona e il formato del componente; partendo da quest'ultimo il LT1930 è prodotto in un fattore di forma SOT-23 il che rende possibile la saldatura sul circuito stampato senza l'utilizzo di macchinari industriali pur mantenendo dimensioni relativamente compatte.
Passiamo ora a discutere la differenza fra una topologia sincrona e asincrona, la principale differenza tra un convertitore DC-DC sincrono e uno asincrono risiede nel modo in cui gestiscono il flusso di corrente attraverso i loro componenti di commutazione.

Un convertitore asincrono utilizza un diodo come componente di rettificazione per gestire la corrente durante il ciclo di commutazione. Quando l'interruttore principale (tipicamente un MOSFET) si spegne, il diodo conduce per mantenere il flusso di

corrente attraverso l'induttore. Questo approccio è più semplice ed economico, ma il diodo introduce una caduta di tensione significativa (circa 0,5-1V), che riduce l'efficienza complessiva del convertitore, soprattutto a elevate correnti sul carico.

Al contrario, un convertitore DC-DC sincrono sostituisce il diodo con un secondo transistor (MOSFET) che funge da interruttore di rettificazione. Questo transistor viene controllato in modo sincrono con l'interruttore principale, garantendo che si accenda e si spenga nei momenti giusti per condurre la corrente senza introdurre la caduta di tensione tipica del diodo. Ciò aumenta notevolmente l'efficienza, poiché la resistenza di conduzione del MOSFET è molto inferiore rispetto a quella del diodo. Tuttavia, il controllo sincronizzato richiede un circuito di pilotaggio più complesso e costoso.

In sintesi, i convertitori sincroni sono più efficienti e adatti per applicazioni ad alto rendimento, mentre gli asincroni sono più semplici e economici, ma meno efficienti.

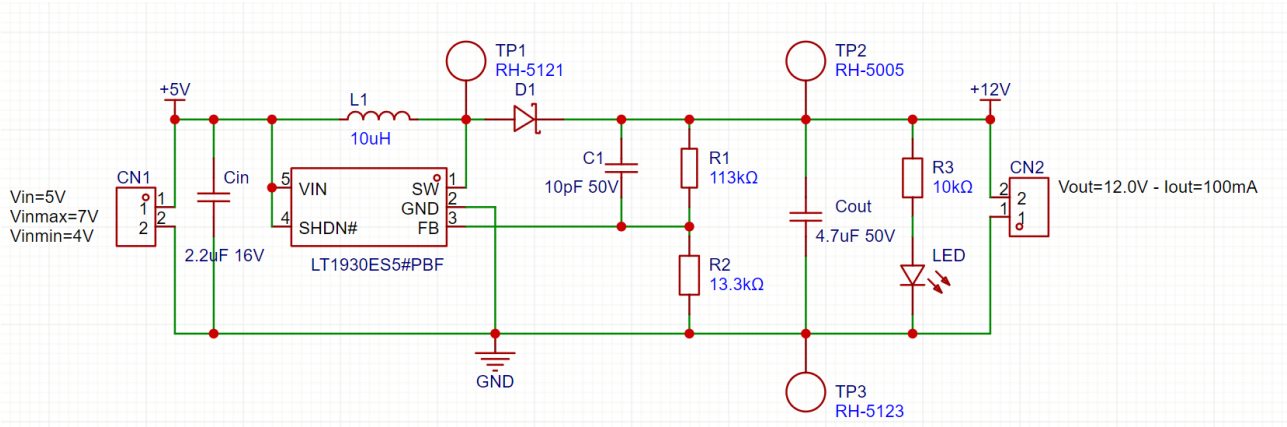

Figura 2.1: Schema del convertitore step-up utilizzando il LT1930

Come visibile in figura 2.1 tra i componenti esterni è presente un diodo schottky il che fa capire subito che questo circuito è un convertitore asincrono.

2.2 Dimensionamento del Boost

Come visibile in figura 2.1 i componenti esterni da dimensionare sono 7:

- La capacità di ingresso C_{IN}
- L'elemento magnetico L
- Il diodo schottky D
- La rete di feedback ovvero le resitenze R_1, R_2 e il condensatore C_1
- La capacità d'uscita C_{OUT}

Iniziamo dalla capacità di ingresso C_{IN}, il suo scopo è di ridurre l'ampiezza del ripple presente nella tensione di ingresso. Per raggiungere tale obiettivo è importante scegliere oltre al giusto valore di capacità il giusto dielettrico.

Sono presenti varie tipologie di materiali dielettrici con varie caratteristiche, per queste applicazioni i condensatori più utilizzati sono quelli con dielettrici di tipo X5R o X7R, dove:

- La prima lettera, (in questo caso X ma ci sono altri tipi) indica la minima temperatura a cui il componente continua a funzionare correttamente, per la X sono –55°C
- La lettera indica la massima temperatura a cui il condensatore continua a operare correttamente, il 5 indica una temperatura massima di 85°C mentre il 7 indica una temperatura massima di 125°C
- L'ultima lettera indica quanto il valore di capacità può variare all'aumentare della temperatura, in questo caso la R indica un cambiamento massimo del ±15%.

Per quanto riguarda il valore del condensatore solitamente il costruttore del circuito integrato suggerisce dei valori possibili del componente, alternativamente si può utilizzare la seguente formula per avere un'idea del valore da utilizzare.

$$C_{IN} = \frac{I_{OUT} * DC * (1 - DC) * 1000}{f_{SW} * V_P} = 2.02\mu F$$

Dove:

- DC è il duty cycle cioè il rapporto $\frac{t_{ON}}{T}$, in questo caso $DC = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{IN}} = 58.3\%$
- f_{SW} è la frequenza di switching espressa in kHz quindi $f_{SW} = 1200kHz$
- V_P è il massimo ripple picco picco, in questo caso $V_P = 100mV$

Come si può notare dalla formula il valore ottenuto è in linea con quanto suggerito dal costruttore per un'applicazione da $V_{IN} = 5V$ a $V_{OUT} = 12V$.

È stato quindi stato scelto un condensatore ceramico X7R dal valore di 2.2μF ± 10%, 16V, prodotto da YAGEO.

Passiamo ora al dimensionamento dell'induttore, uno degli elementi chiave del circuito; solitamente il datasheet suggerisce dei valori adatti alle varie applicazioni, in questo caso il costruttore suggerisce di utilizzare un'induttanza del valore L $= 10\mu H$, con un valore di DCR (copper-wire resistance, ovvero la resistenza del filo con cui viene prodotto il componente) più piccolo possibile per minimizzare perdite di potenza, siccome dalla legge di Joule è noto che $P = R * I^2$.

Un metodo per stimare il valore dell'induttore è il seguente: si parte dal valore medio della corrente che attraverserà il componente stesso secondo la seguente formula:

$$\Delta IL \approx 0.3 * I_{OUT(\max)} * \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 216mA$$

Ottenuto il valore di ΔIL si può calcolare il valore di L tramite la seguente equazione:

$$L = \frac{V_{IN} * (V_{OUT} - V_{IN})}{V_{OUT} * f_{SW} * \Delta IL} = 11.25\mu H$$

Siccome 11.25μH non è un valore standard si può approssimare al valore standard più vicino, in questo caso $L = 10\mu H$, il che è in linea con quanto suggerito dal costruttore.

Come induttore per questo circuito è stato selezionato quindi un componente dal valore di 10μH ±20%, con un DCR di 0.22 Ω, e corrente di saturazione di 700mA prodotto da TAIYO YUDEN.

Analizziamo ora la scelta del diodo e tutti i fattori da considerare per selezionare un componente adatto all'applicazione in questione.

È importante che il diodo sia di tipo schottky dato che solitamente questi componenti presentano una V_F minore rispetto agli altri diodi, il che risulta particolarmente utile in questa applicazione siccome minimizza le perdite di potenza, ricordando che dalla legge di Joule $P = V_F * I_F$.

Inoltre bisogna considerare che la massima corrente che scorre attraverso l'induttore, di conseguenza poi nel diodo, è significativamente maggiore rispetto a quella presente in uscita, quindi il componente deve essere scelto in maniera tale da non venir danneggiato dalla corrente I_F.

Inoltre siccome il valore dell'induttore è diverso da quello calcolato con il ΔIL precedente possiamo ora calcolare l'effettivo valore di quest'ultimo.

Svolgendo i conti possiamo notare come $\Delta IL = 242.3mA$ che risulta maggiore rispetto a quella considerata in precedenza.

La massima corrente che scorrerà attraverso il diodo è stimabile dalla seguente equazione: $I_{SW} = \frac{\Delta IL}{2} + \frac{I_{OUT}}{1-DC} = 361.45mA$.

È buona norma avere del margine in caso qualcosa non funzioni come prestabilito, quindi è stato scelto un diodo schottky con $V_F = 450mV$ e $I_F = 1A$, prodotto da Kyocera AVX.

Per quanto riguarda la rete di feedback, il datasheet fornisce un metodo per dimensionare le due resistenze R_1 e R_2.

Dal documento del costruttore possiamo notare come il rapporto fra le resistenze è il seguente: $R_1 = R_2 * (\frac{V_{OUT}}{1.255V} - 1)$; perciò possiamo scegliere una delle due, per esempio R_2, tra le resistenze con valori standard presenti in commercio e R_1 sarà legata dalla relazione vista precedentemente.

Una caratteristica importante è che la tolleranza di entrambi i componenti sia dell'1% o inferiore, per garantire che la tensione di uscita non oscilli in maniera significativa e quindi rimanga stabile.

Le resistenze scelte per questa applicazione sono, $R_2 = 13.3k\Omega$ e $R_1 = 113k\Omega$ all'1% di tolleranza.

A volte è possibile aggiungere un condensatore ceramico in parallelo a R_1 per migliorare il margine di fase del convertitore e quindi la stabilità del sistema, la frequenza dello zero introdotto dal condensatore è determinato dalla seguente equazione:

$$f_Z = \frac{1}{2\pi * R_1 * C_1}$$

Seguendo le indicazioni trovate sul datasheet possiamo notare che il costruttore suggerisce di inserire lo zero in un range di frequenze fra 35kHz e 55kHz, inoltre consigliano di inserire $C_1 = 10pF$ per ottenere una risposta dell'uscita più smorzata e meno overshoot rispetto al non inserire il condensatore.

Infine analizziamo il dimensionamento e la scelta del condensatore di uscita C_{OUT}, che assieme all'induttore L forma un filtro passa basso del secondo ordine che stabilizza la tensione d'uscita. Come nota generale, più la capacità è alta minore risulterà il ripple nella tensione di uscita, a costo di inserire un componente più ingombrante.
Per dimensionare il condensatore sono stati seguiti i consigli del costruttore, perciò è stato utilizzato un condensatore ceramico X5R dal valore di 4.7μF ± 10%, 50V.

Per concludere è stato aggiunto un carico composto da una resistenza R_3 e un diodo LED per garantire che il circuito funzioni correttamente, infatti senza un carico adeguato non è garantito che la tensione d'uscita si limiti al valore prestabilito causando potenziali danni ai componenti.

2.3 Descrizione dell'integrato LT3470

Il componente LT3470 è un integrato prodotto da Analog Devices e presenta caratteristiche congrue alle specifiche di progetto scelte in precedenza.

Generalmente le caratteristiche principali da controllare per scegliere un integrato che svolge la funzione di buck sono le stesse viste sopra per il boost, come range di tensione di ingresso, frequenza di switching, formato del componente, topologia e che la corrente erogabile sia sufficiente.

Alcune delle caratteristiche includono un range di tensioni d'ingresso applicabili di 4V≤ V_{IN} ≤ 40V, garantendo quindi che non ci saranno problemi per quanto riguarda questo aspetto.

Un altro parametro importante, come visto per il circuito boost, è la frequenza di switching, $f_{SW} = 1.2MHz$, che permette di utilizzare componenti esterni quali induttore e condensatori di valore inferiore, perciò riducendo lo spazio da loro occupato nel circuito finale.

Il formato di questo componente è un SOT-23, il che lo rende adeguato ad essere saltato senza l'obbligato utilizzo di attrezzature industriali.

Inoltre bisogna controllare che la corrente erogabile dall'integrato al nodo SW, a cui verrà poi collegato l'induttore, sia sufficientemente maggiore rispetto a quella richiesta in uscita. Per questo controllore la corrente che può fornire è ben superiore ai 100mA richiesti in uscita dalle specifiche, infatti $I_{SW} = 325mA$.

Infine, a differenza dell'LT1930 visto sopra, questo integrato presenta una topologia sincrona, migliorando l'efficienza complessiva del circuito e permettendo di avere meno componenti da dimensionare e acquistare, riducendo quindi il costo complessivo.

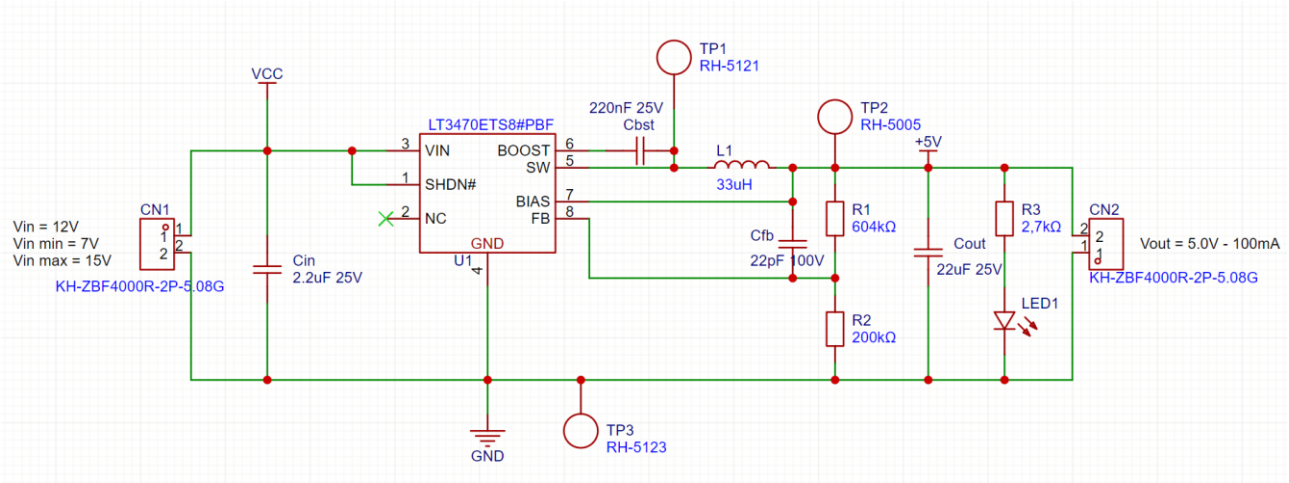

Figura 2.3: Schema del convertitore buck utilizzando l'integrato LT3470

Come visibile in figura 2.3 è assente il diodo schottky siccome viene integrato nella circuiteria interna dell'LT3470 sotto forma di un MOSFET, riducendo perciò le perdite dovute alla sua presenza.

2.4 Dimensionamento del Buck

Come visto nella sezione antecedente in cui veniva descritto e analizzato il LT3470 molti dei passaggi per dimensionare correttamente un convertitore buck sono simili a quelli per dimensionare un circuito boost analizzato precedentemente.

I componenti da dimensionare, come visibile in figura 2.3 sono 6:

- Il condensatore d'ingresso C_{IN}
- L'induttore L_1
- La rete di feedback composta da C_{FB}, R_1 e R_2
- La capacità d'uscita C_{OUT}

Iniziamo dal condensatore d'ingresso C_{IN}, analogamente a quanto visto in precedenza durante il dimensionamento del boost, lo scopo di C_{IN} è di filtrare la tensione applicata all'ingresso V_{IN} riducendone il ripple.

Prima di dimensionare il componente analizziamo ora il comportamento dei condensatori in relazione con la frequenza.
Siccome il convertitore presenta una frequenza di switching di 1.2MHz è importante capire come scegliere il giusto componente per non incorrere in problemi dovuti a un diverso comportamento del condensatore causati dall'alta frequenza.

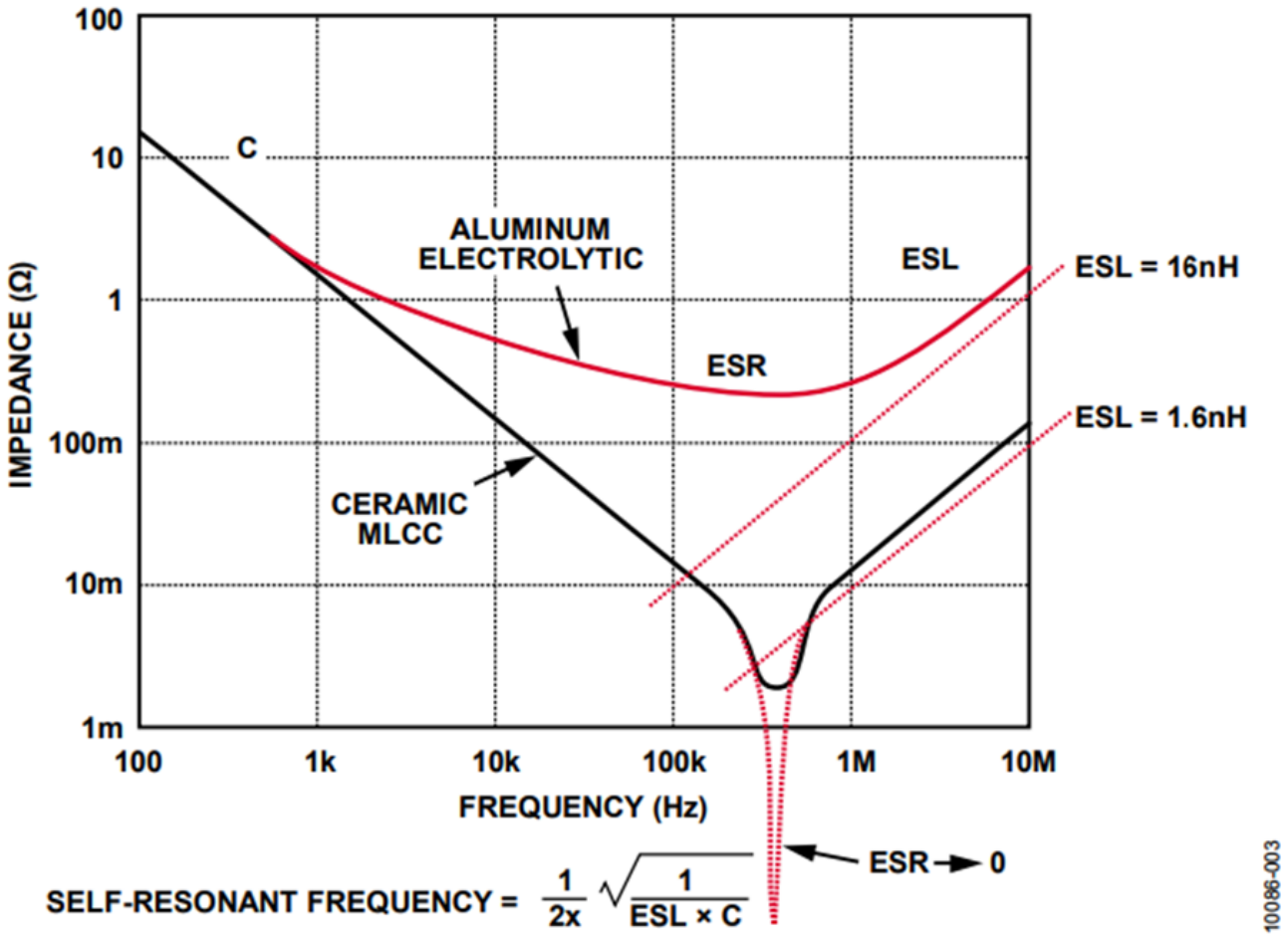

Figura 2.4 Comportamento di un condensatore al variare della frequenza

L'impedenza di un condensatore ideale decresce in maniera monotona all'aumentare della frequenza. A bassa frequenza riscontriamo il comportamento aspettato dal componente mentre, come visibile in figura 2.4. Tuttavia ad una certa frequenza, a causa dell'ESR l'impedenza raggiunge il minimo, mentre superato quel valore i condensatori cambiano comportamento risultando sempre più come induttori.

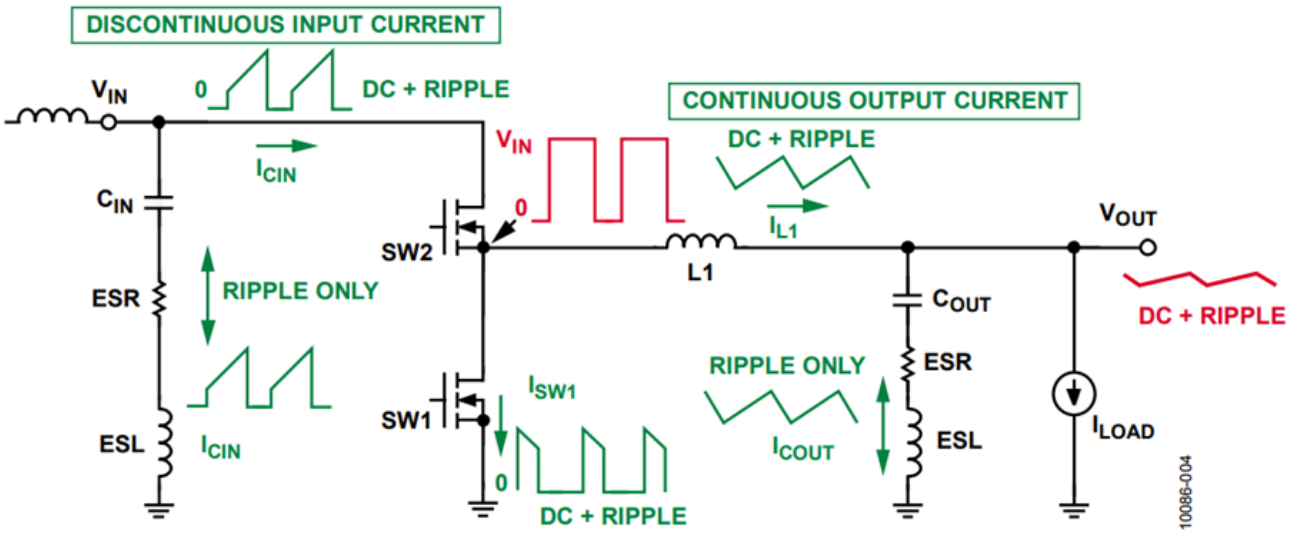

Figura 2.5: Funzione dei condensatori in un circuito buck

I condensatori di ingresso e d'uscita presentano ai loro capi elevate correnti di ripple discontinue, perciò è necessario che questi componenti siano scelti in modo tale da minimizzare l'ESR e l'ESL. Se la resistenza parassita è troppo grande verranno riscontrate importanti perdite all'interno del condensatore, ricordando che $P = R * I^2$. Questo può portare a perdite di efficienza e problemi legati alla temperatura del componente. La natura discontinua della corrente in ingresso interagisce con l'induttore parassita del condensatore, causando picchi indesiderati di tensione all'ingresso del convertitore.

Per stimare il valore di C_{IN} si può utilizzare la stessa formula vista per il convertitore step-up:

$$C_{IN} = \frac{I_{OUT} * DC * (1 - DC) * 1000}{f_{SW} * V_P} = 2.02\mu F$$

La tipologia di condensatore è ceramica con X7R o in alternativa X5R per via dei bassi valori di ESR (effective series resistor) e ESL (effective series inductance) dal valore di 2.2µF± 10%, 25V prodotto da YAGEO.

Passiamo ora all'elemento magnetico L_1, solitamente dal datasheet si possono trovare indicazioni su come scegliere propriamente questo componente.

In questo caso possiamo trovare la seguente formula:

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN(MAX)} * t_{ON(MIN)}}{I_{MAX}} = 30\mu H$$

Dove il minimo tempo impiegato per passare dallo stato ON a quello OFF dell'interruttore è dato dal costruttore e vale $t_{ON(MIN)} = 150ns$.

Mentre come valore di corrente massima I_{MAX} è stato scelto un valore di 200mA in modo da avere ampio margine di sicurezza.

Come visto nell'analisi del circuito boost è importante che l'induttore presenti un DCR minore possibile in quanto un valore importante di quest'ultimo porta a elevate perdite di potenze e di conseguenza di efficienza.

Per questa applicazione è stato utilizzato un induttore dal valore di 33µH ±20%, con un DCR di 0.46 Ω, e corrente di saturazione di 700mA prodotto da TAIYO YUDEN.

Il dimensionamento della rete di feedback, composta da C_{FB}, R_1 e R_2, come visto nell'analisi del convertitore boost è relativamente immediata.

Il LT3470 confronta la tensione al nodo FB con un riferimento interno di 1.25V, perciò per regolare la tensione d'uscita si può utilizzare la formula di un partitore di tensione.

Dal datasheet ci viene fornita quest'ultima per stimare i valori di R_1 e R_2:

$$R_1 = R_2 * (\frac{V_{OUT}}{1.25} - 1)$$

È importante scegliere il giusto ordine di grandezza per le due resistenze, se vengono utilizzati valori troppo elevati, nell'ordine dei MΩ la corrente che verrà assorbita dal partitore sarà troppo bassa causando una corrente di uscita troppo elevata.
Al contrario se i valori sono troppo piccoli, per esempio minori del kΩ, la corrente assorbita dalle resistenze sarà troppo elevata impedendo alla corrente di uscita di raggiungere il valore desiderato.

Per questa applicazione sono stati utilizzati i seguenti valori:

- $R_1 = 604k\Omega \pm 1\%$
- $R_2 = 200k\Omega \pm 1\%$

Per quanto riguarda il condensatore C_{FB} è stato usato il valore consigliato dal costruttore per un'applicazione analoga, è stato quindi utilizzato un condensatore dal valore di 22pF ± 1% prodotta da YAGEO.

Infine passiamo alla capacità d'uscita C_{OUT}, per quanto riguarda questo componente sono state seguite le linee guida fornite dal datasheet, è quindi stato utilizzato un condensatore ceramico X7R dal valore di 22µF± 10%, 25V.

3 Design del PCB

In questo capitolo verranno presentati gli aspetti chiave da tenere in considerazione per ottenere un buon circuito stampato. Il design del PCB è un elemento chiave per realizzare un prodotto finale ben funzionante, infatti garantisce il corretto funzionamento del circuito oltre che ridurre al minimo le emissioni elettromagnetiche generate e rendere il sistema più affidabile nel complesso.

3.1 Layout del Boost

Come visto nel capitolo introduttivo, un convertitore boost è un dispositivo fondamentale per la gestione dell'energia, utilizzato per convertire la tensione da un livello basso ad un altro più alto con la massima efficienza. Tuttavia, il semplice sviluppo del circuito non è sufficiente: un layout del PCB ottimizzato è essenziale per garantire prestazioni elevate, ridurre le perdite e minimizzare problemi come emissioni elettromagnetiche e dissipazione del calore.

Analizziamo ora i principi fondamentali del design PCB per un convertitore step-up, alcuni elementi da tenere in considerazione sono:

- Ottimizzazione dei loop di corrente
- Gestione dei piani di massa e della potenza
- Riduzione delle emissioni elettromagnetiche
- Gestione della temperatura
- Posizionamento dei componenti

Iniziamo da uno degli aspetti più critici e importanti, minimizzare i loop (o maglie) in cui scorre elevata corrente, come il nodo SW collegato al convertitore, all'induttore e al diodo.

Ridurre l'area di queste maglie comporta vari benefici, come ad esempio la riduzione degli elementi parassiti, quali resistenze e induttanze e una diminuzione delle emissioni elettromagnetiche prodotte dal circuito.

Un'area del loop più grande consente a un maggior flusso magnetico di accoppiarsi con il loop, portando a un'irradiazione elettromagnetica più elevata. L'obiettivo è minimizzare l'area del loop posizionando le tracce del segnale vicino al loro percorso di ritorno, ad esempio utilizzando piani di massa o piani di alimentazione ravvicinati.

Per ottenere il risultato desiderato è necessario utilizzare piste larghe e il più corte possibile, evitare di formare angoli retti nella fase di routing preferendo curve ad angoli di 45° per ridurre le discontinuità. Inoltre posizionare i componenti chiave, come l'induttore il diodo e il condensatore d'uscita, il più vicino possibile fra loro aiuta a ridurre l'area complessiva del loop.

Vediamo ora la parte che concerne il piano di massa, parte importante che riduce il rumore di comunicazione. Alcuni accorgimenti includono utilizzare un piano di massa continuo per garantire un percorso di ritorno a bassa impedenza per la corrente e diminuire le interferenze, oltre che a ridurre il rischio di loop di massa. Mantenere separati i percorsi di massa di segnale e di potenza per evitare disturbi nei segnali di controllo.

Un loop di massa (dall'inglese "ground loop") accade quando ci sono più percorsi in cui può scorrere la corrente in diversi punti di terra nel circuito.

Vediamo i possibili problemi causati da eventuali loop di massa:

- Interferenza elettromagnetica (EMI), questi loop possono agire come antenne irradiando quindi onde elettromagnetiche nell'area circostante, le quali possono interagire con altri circuiti o dispositivi elettronici causando possibili disturbi, effetti indesiderati come il "crosstalk" e possibili malfunzionamenti.
- La corrente che scorre in questi loop genera differenti tensioni nei vari punti di terra. Questi diversi livelli di tensione possono generare rumore indesiderato nei percorsi sensibili con conseguente diminuzione dell'SNR (signal to noise ratio), questo rumore può influenzare negativamente le prestazioni del DC-DC converter.
- Correnti parassite che possono creare cadute di tensione e impattare sulle prestazioni del circuito, portando inoltre a possibili problemi legati alla temperatura.

Alcuni accorgimenti per limitare gli effetti dei ground loop sono i seguenti:

- Utilizzare un piano di massa a cui convergono tutti i riferimenti a terra, questo aiuta a prevenire eventuali problemi legati al ground loop.
- Utilizzare un piano di massa continuo garantisce un ritorno a bassa impedenza per la corrente riducendo ulteriormente altri eventuali inconvenienti.
- Ridurre il più possibile la lunghezza delle piste percorse da alta corrente o delle piste di segnali ad alta frequenza.

Passiamo ora all'ultimo punto, la gestione termica del PCB è necessaria per garantire affidabilità, alcuni metodi per migliorare questo aspetto ed evitare eventuali surriscaldamenti sono:

- L'utilizzo di vias per trasferire il calore dal circuito al piano di massa
- Ampliare le aree di rame attorno ai componenti più proni a surriscaldarsi quali l'induttore e il diodo.

Per quanto concerne questo progetto, essendo la potenza erogata in uscita relativamente contenuta ($P_{OUT} = V_{OUT} * I_{OUT} = 12V * 0.1A = 1.2W$) non sono stati utilizzati accorgimenti come heat spreaders (estese zone di rame per abbassare le temperature dei componenti) o dissipatori di calore.

Per creare il PCB è stato utilizzato il software EasyEDA per via della sua facilità d'uso e l'integrazione di un collegamento diretto a un produttore di circuiti stampati quale JLCPCB.

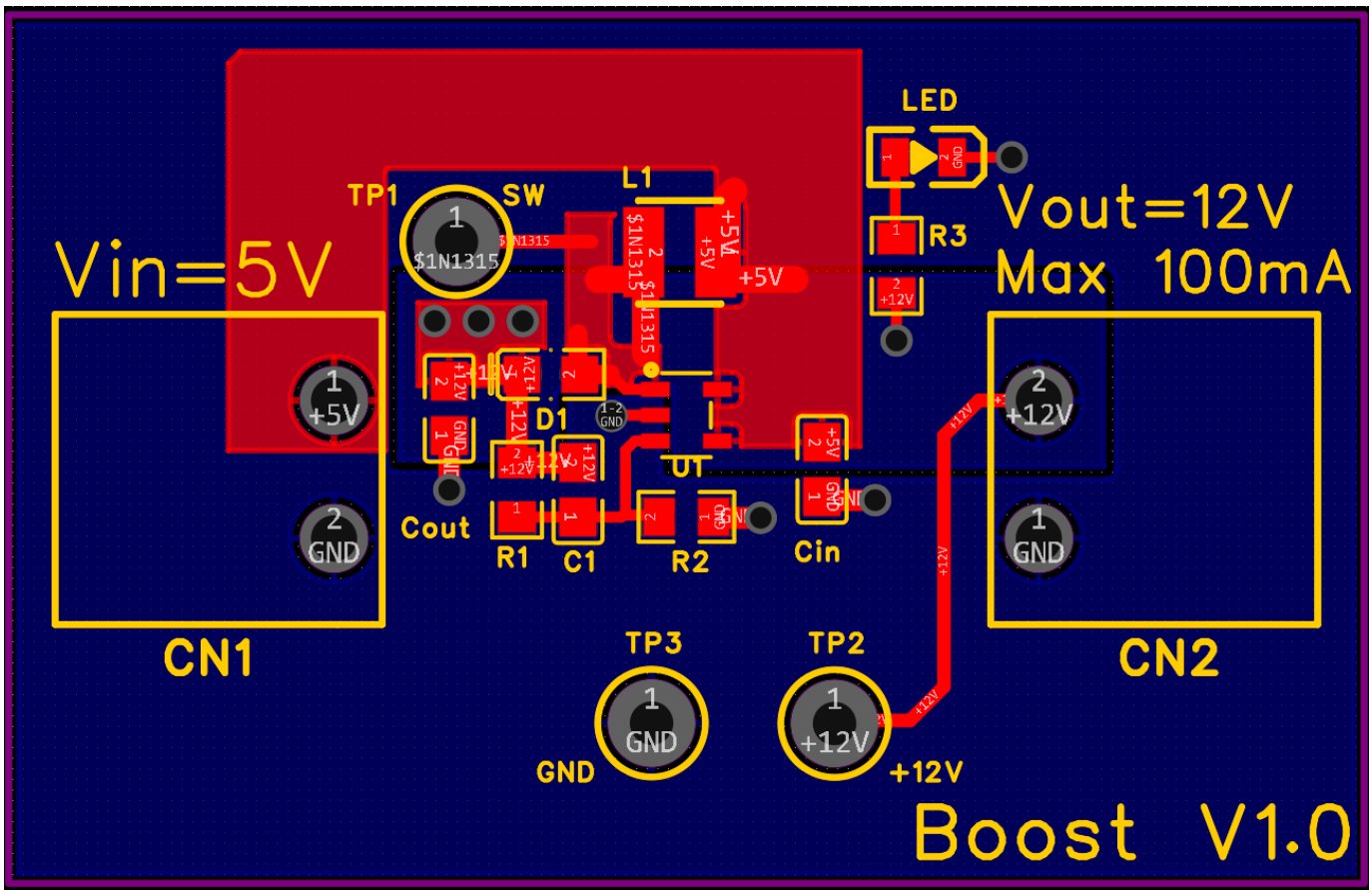

Figura 3.1: Top Layer del PCB

Come visibile in figura 3.1 sono stati rispettati i punti menzionati precedentemente, infatti sono stati utilizzati dei piani di massa continui e i componenti più importanti sono stati posizionati vicini fra loro riducendo al minimo l'area in cui scorrono correnti elevate.

Sono stati utilizzati dei via dal diametro interno di 0.8mm e diametro esterno 1.2mm, inoltre la larghezza delle piste è stata gestita nel seguente modo:

- Per i collegamenti in cui scorrono correnti più elevate, come per esempio i collegamenti fra l'induttore L1 e la regione di rame adiacente, sono state utilizzate delle piste dalla larghezza di 1mm.
- Per le connessioni tra un componente e un via sono state utilizzate piste della larghezza del diametro interno del via, quindi 0.8mm.
- Per i collegamenti in cui scorrono basse correnti, come per esempio la rete di feedback, sono state utilizzate piste larghe 0.5mm o 0.4mm in base allo spazio disponibile.

Il circuito è stato dimensionato utilizzando 2 layers, il top è stato riportato in figura 3.1 mentre per il bottom è stato utilizzato un piano di massa continuo con dimensioni pari a quelle della scheda.

Le dimensioni finali della scheda risultano compatte con valori di larghezza e altezza rispettivamente di 50mm e 32mm.

3.2 Layout del Buck

Come visto per il convertitore boost molti aspetti legati al design del PCB del circuito buck sono analoghi, per cui sono ancora valide le linee guida viste precedentemente.

Solitamente dal datasheet fornito dal costruttore si trovano dei suggerimenti su come svolgere la fase di layout del PCB per massimizzare le performance del circuito e diminuire il più possibile le emissioni irradiate dal convertitore.

In questi casi si possono utilizzare questi consigli come base di partenza per poi apportare eventuali migliorie in base a ciò che sono le proprie esigenze e i limiti imposti dalle specifiche di progetto.

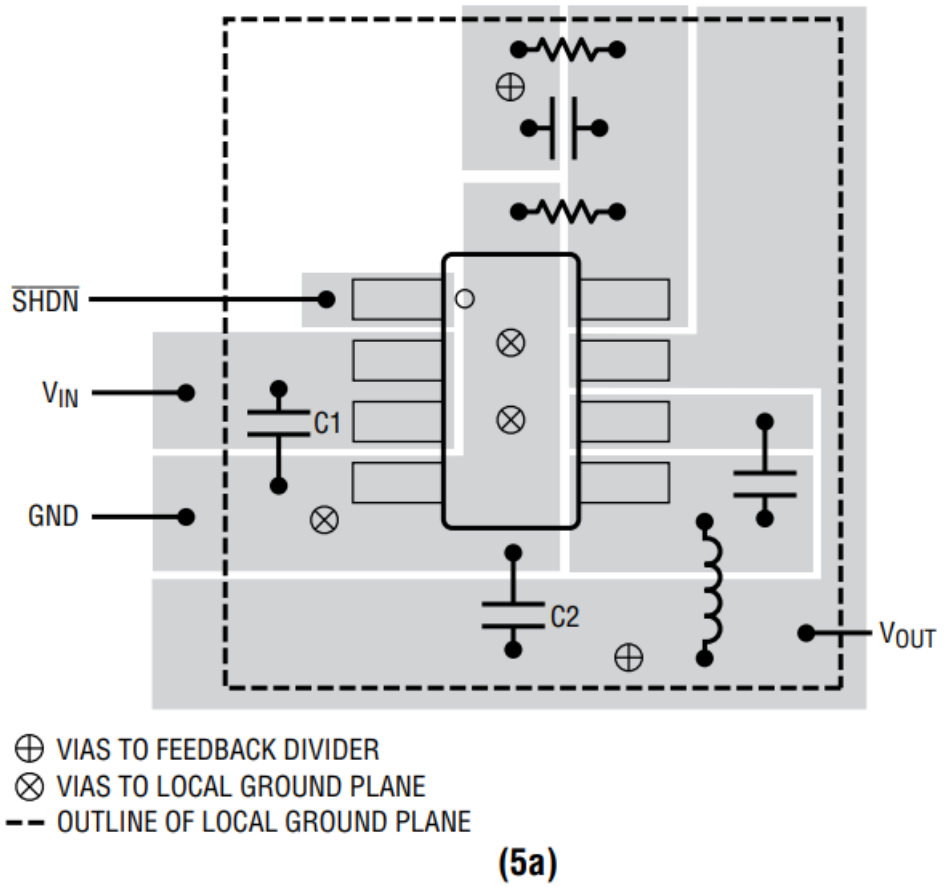

Figura 3.2: PCB Layout proposto da Analog Devices

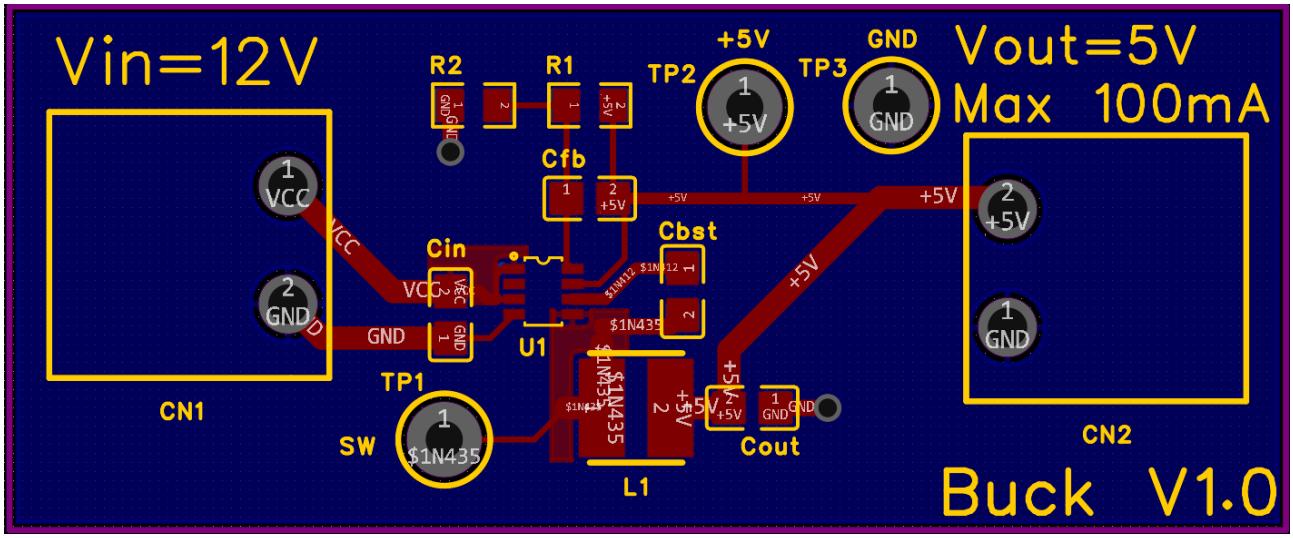

Figura 3.3: Primo design del PCB

Come visibile dalla figura 3.3 possiamo notare subito come il posizionamento dei componenti e il layout complessivo non fosse in linea con quanto suggerito da Analog Devices e con quanto descritto nel paragrafo precedente.

Questo passaggio richiede infatti parecchio tempo per riuscire a ottenere un prodotto finale performante e in linea con quanto riportato nei grafici prestazionali presenti nel datasheet.

Osservando invece la figura 3.4 possiamo notare come molti degli aspetti chiave menzionati nel paragrafo precedente vengano rispettati dal costruttore, in modo da massimizzare l'efficienza del circuito.

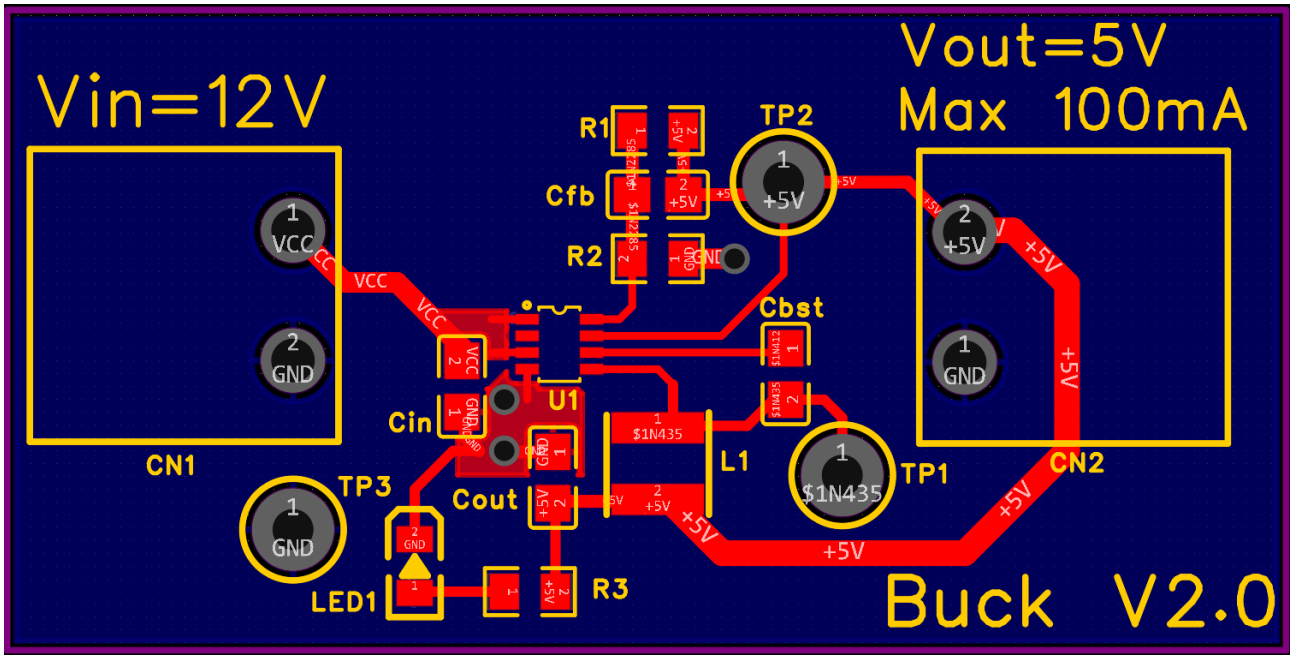

Figura 3.4: Design del PCB del circuito buck

Possiamo notare come il posizionamento dei componenti, come per esempio la posizione del condensatore d'uscita C_{OUT} direttamente sotto l'integrato U_1, sia stato fatto seguendo le linee guida presenti sul datasheet.

Sono stati utilizzati dei via dal diametro interno di 0.8mm e diametro esterno 1.2mm, inoltre la larghezza delle piste è stata gestita nel seguente modo:

- Per i collegamenti in cui scorrono correnti più elevate, come per esempio quello fra l'induttore L1 e l'uscita, sono state utilizzate delle piste dalla larghezza di 1mm.
- Per le connessioni tra un componente e un via sono state utilizzate piste della larghezza del diametro interno del via, quindi 0.8mm.
- Per i collegamenti in cui scorrono basse correnti, come per esempio la rete di feedback, sono state utilizzate piste larghe 0.5mm o 0.4mm in base allo spazio disponibile.

Il circuito è stato progettato utilizzando 2 layers, il top è stato riportato in figura 3.4 mentre per il bottom è stato utilizzato un piano di massa continuo con dimensioni pari a quelle della scheda.

Come per il circuito boost non sono stati previste soluzioni per quanto riguarda la parte termica del design, in quanto la potenza dissipata dal circuito risulta bassa, infatti $P_{OUT} = V_{OUT} * I_{OUT} = 5V * 0.1A = 0.5W$.

Le dimensioni finali della scheda risultano contenute con valori di larghezza e altezza rispettivamente di 50mm e 25mm.

4 Misurazione dei principali parametri circuitali

In questo capitolo verranno presentate e discusse le misure effettuate sulle schede completate e verranno analizzate le differenze rispetto alle simulazioni svolte antecedentemente alla fase di design del PCB.

4.1 Misurazioni effettuate sul circuito boost

In questo paragrafo saranno introdotte le simulazioni svolte e verranno confrontate con le misure svolte in laboratorio per poi discutere eventuali discrepanze fra le due.

Iniziamo dalle simulazioni, quest'ultime sono state eseguite utilizzando il software LTspice proprietario di Analog Devices siccome è un programma ampiamente utilizzato e presenta nella sua libreria una vasta gamma di componenti.

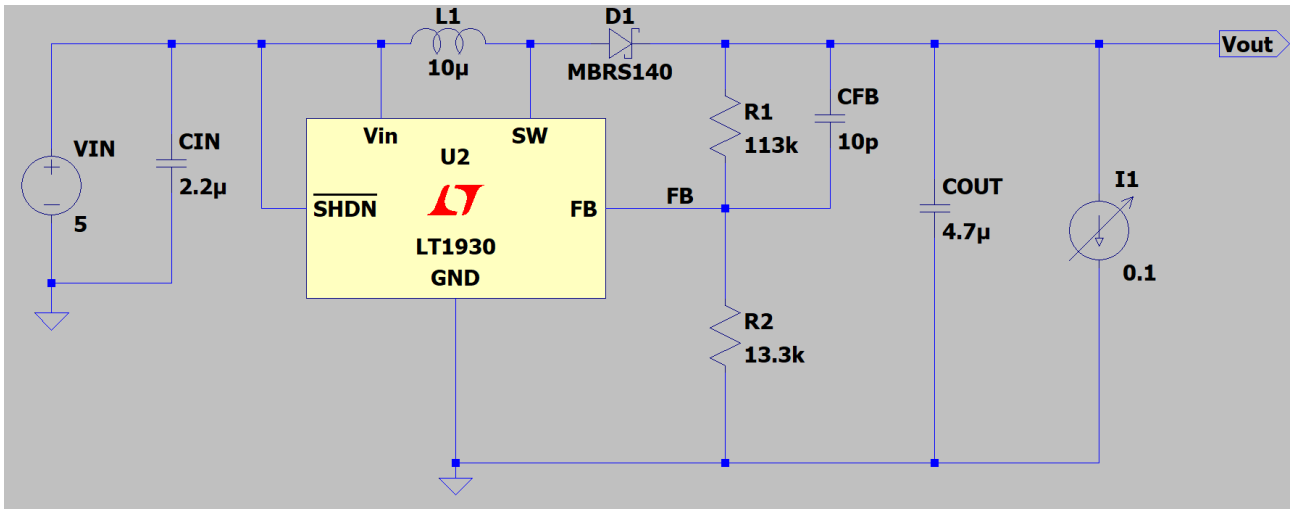

Figura 4.1: Schema del circuito simulato tramite il software LTspice

I principali parametri analizzati nelle simulazioni sono la tensione di uscita V_{OUT}, la corrente di uscita I_{OUT} e la corrente che scorre attraverso l'induttore L_1 oltre che la tensione presenta al nodo SW.

In tutte le simulazioni è stato considerato un carico esterno, rappresentato nello schema in figura 4.1 dal generatore di corrente I_1 ed è stato fatto variare il suo valore da un

minimo di $I_1 = 10mA$ ad un valore massimo di $I_1 = 300mA$. Ciò è stato fatto per verificare il comportamento del circuito in vari range di funzionamento, oltre che per analizzare il caso in cui la corrente d'uscita ecceda quella scelta nella fase iniziale di progettazione.

Vediamo ora alcuni dei risultati delle simulazioni per diversi valori di corrente d'uscita impostata attraverso il generatore di corrente.

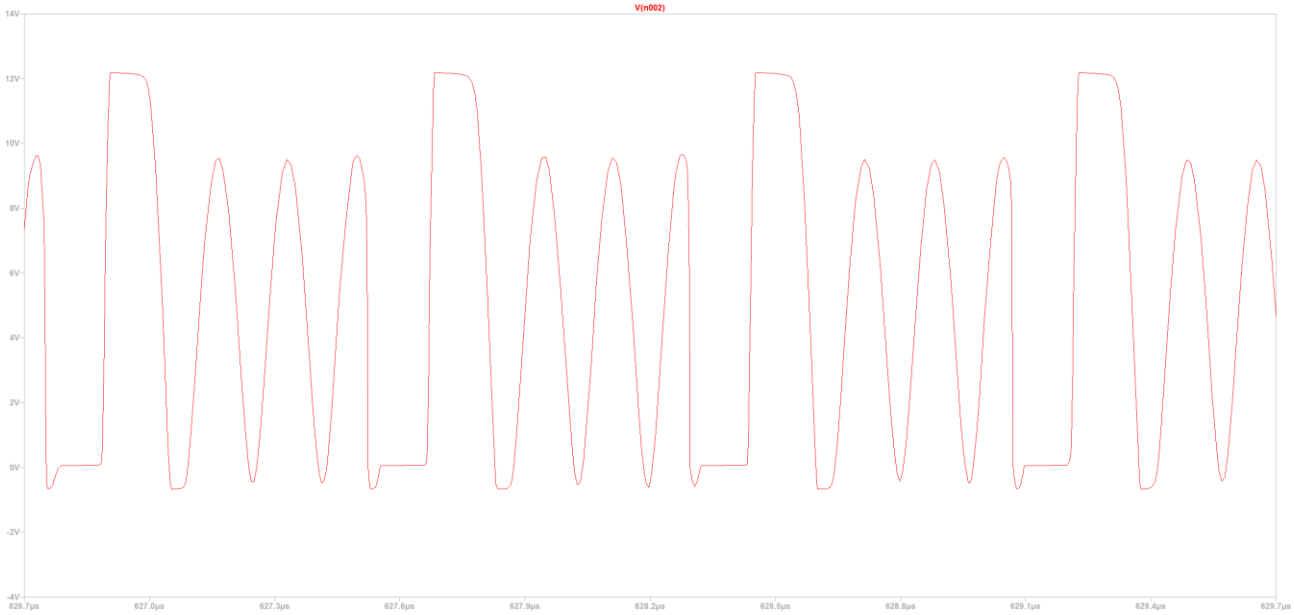

Figura 4.1.1: Simulazione della tensione al nodo SW per un valore di corrente di uscita pari a 10mA

Come visibile in figura 4.1.1 la tensione presente al nodo SW non è un'onda quadra perfetta, infatti analizziamo ora la corrente che scorre attraverso l'induttore per capirne il motivo.

Figura 4.1.2: Corrente che scorre attraverso l'induttore simulata con corrente d'uscita pari a 10mA

Come visibile in figura 4.1.2 la corrente che scorre attraverso l'induttore presenta tratti in cui il suo valore è inferiore a zero, perciò possiamo dedurre che non stiamo lavorando in C.C.M. (continuos conduction mode) ma in D.C.M. (discontinuos conduction mode).

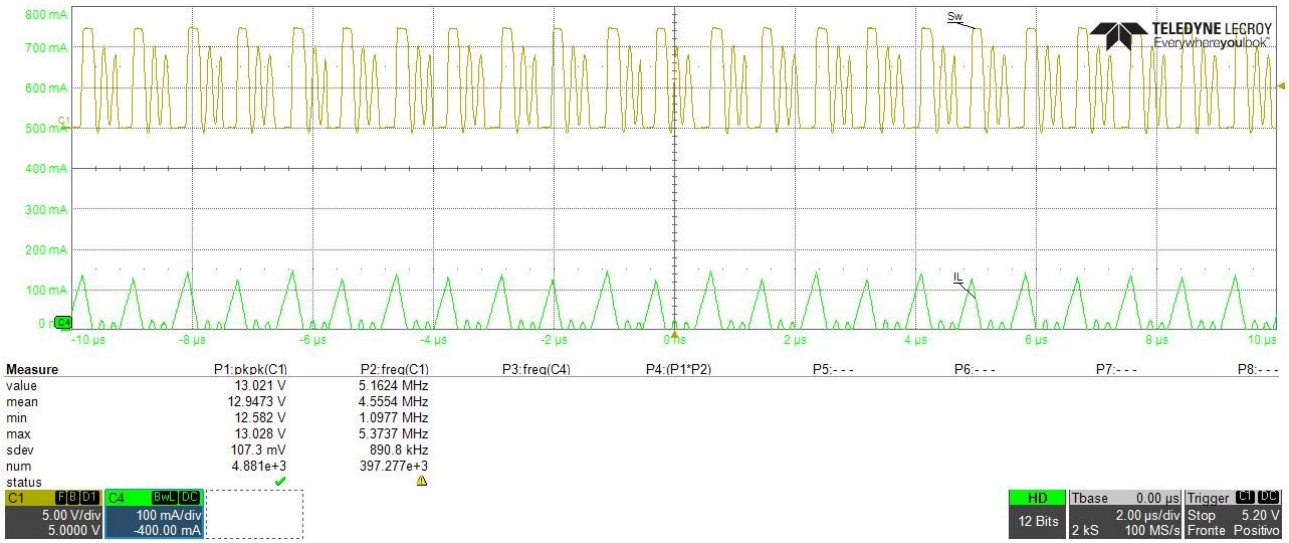

Figura 4.1.3: Misure di corrente attraverso l'induttore e tensione al nodo SW con corrente d'uscita di 10mA

Come visibile dalla figura 4.1.3 i risultati analizzati nella simulazione utilizzando LTspice sono congrui a quelli rilevati tramite l'oscilloscopio sul circuito finale.

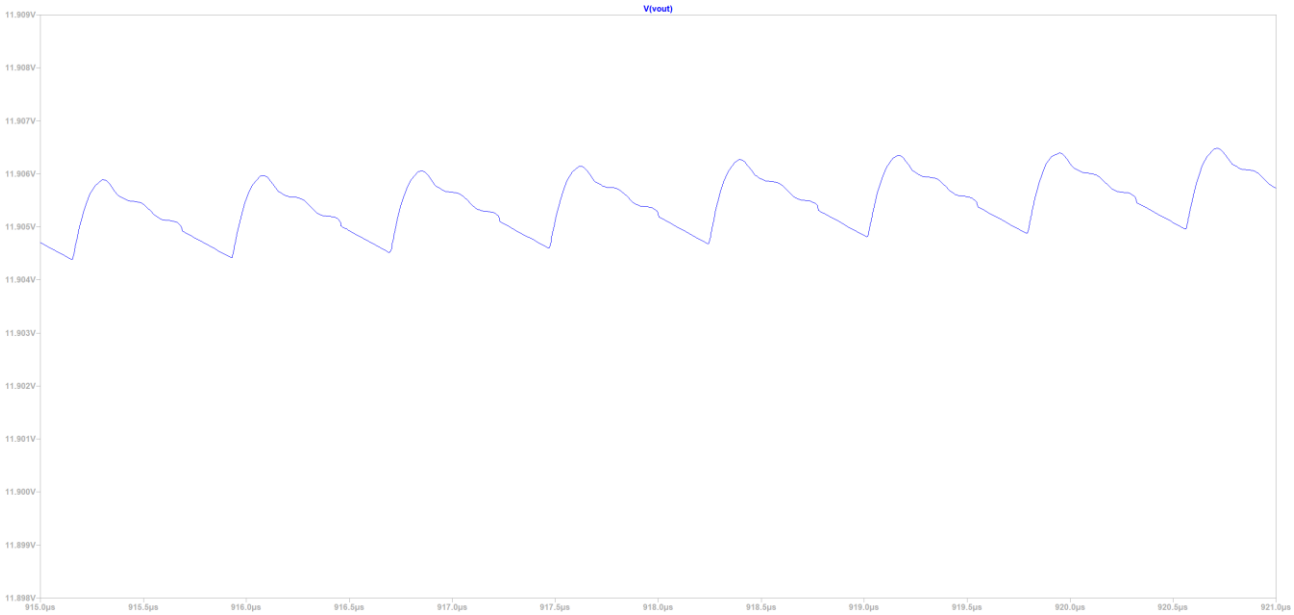

Figura 4.1.4: Tensione d'uscita simulata con corrente d'uscita di 10mA

Come visibile in figura 4.1.4 la tensione d'uscita non risulta perfettamente costante ma presenta un ripple anche se di valore talmente piccolo da risultare trascurabile.

Il circuito continua a operare in D.C.M. fino a un valore di corrente d'uscita di circa 50mA.

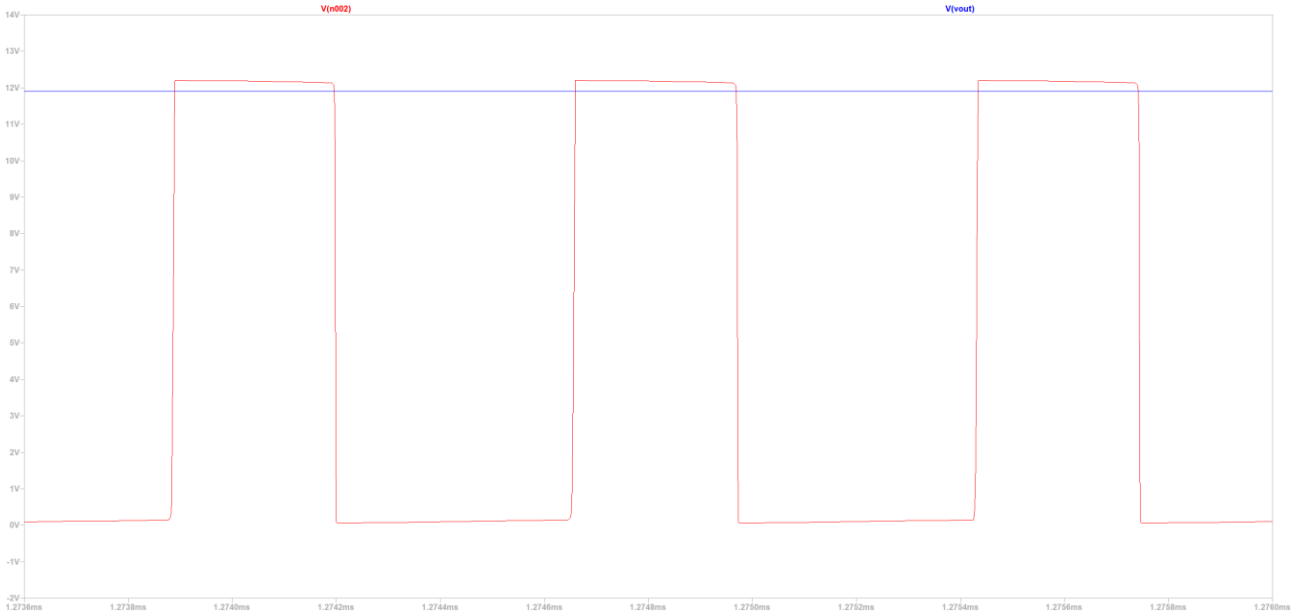

Figura 4.1.5: Simulazione della tensione d'uscita (in blu) e tensione al nodo SW (in rosso) con corrente d'uscita impostata a 50mA

Come visibile in figura 4.1.5 la forma d'onda della tensione al nodo SW risulta essere un'onda quadra, il che ci indica che siamo in C.C.M. come previsto nella fase di progettazione. Mentre la tensione d'uscita risulta stabile ad un valore $V_{OUT} = 11.9V$.

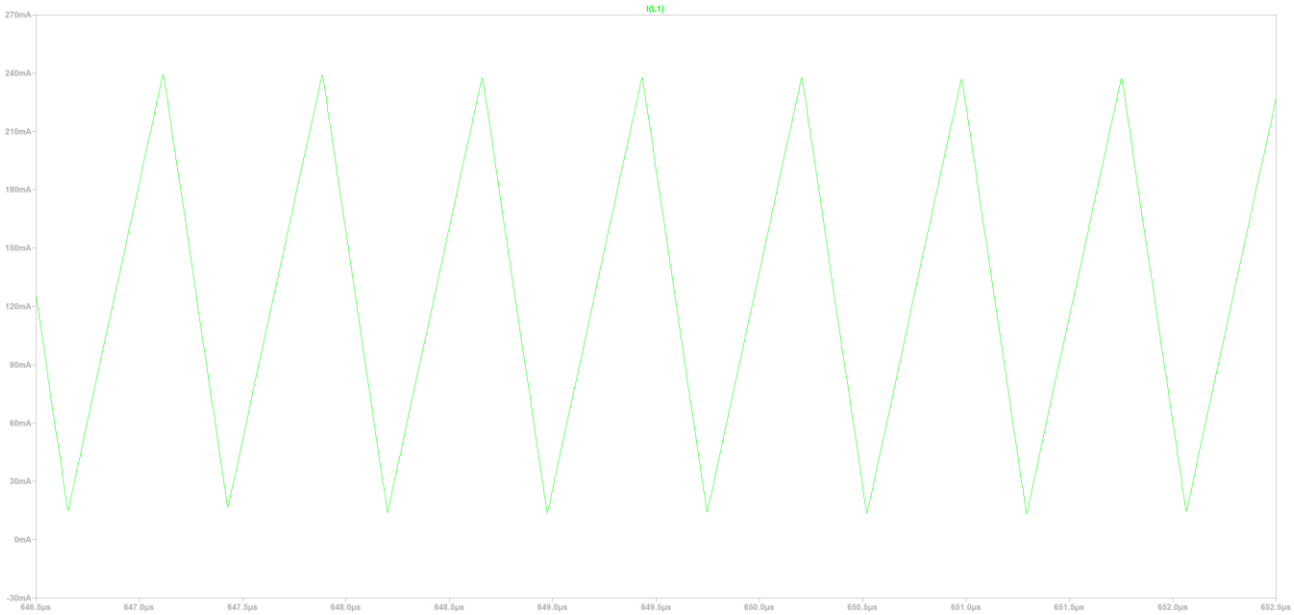

Figura 4.1.6: Simulazione della corrente che scorre attraverso l'induttore con corrente d'uscita Iout=50mA

Possiamo notare ora come la corrente che scorre attraverso l'induttore risulti sempre maggiore di zero, e arrivi fino a un valore massimo di $I_{OUT} = 240mA$ la quale è molto maggiore della corrente di uscita $I_{OUT} = 50mA$.

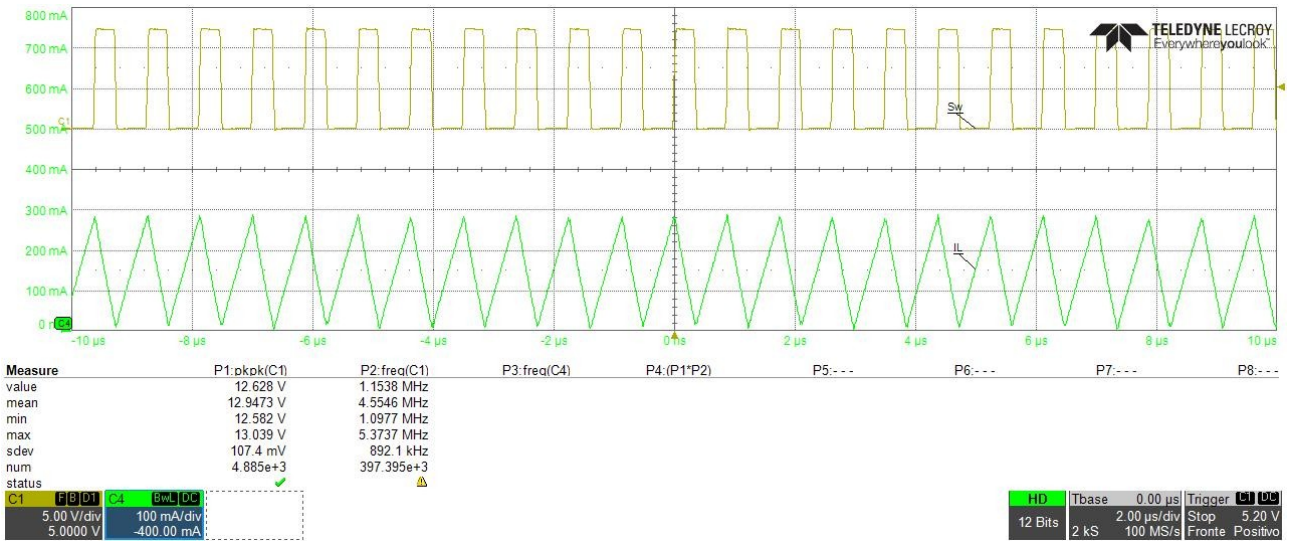

Figura 4.1.7: Misura della corrente che scorre attraverso l'induttore e tensione al nodo SW con Iout=50mA

Come visibile in figura 4.1.7 i risultati ottenuti in laboratorio sono concordi con quelli ottenuti in fase di simulazione.

Vediamo infine come si comporta il circuito per correnti d'uscita superiori a quanto previsto in fase di progettazione.

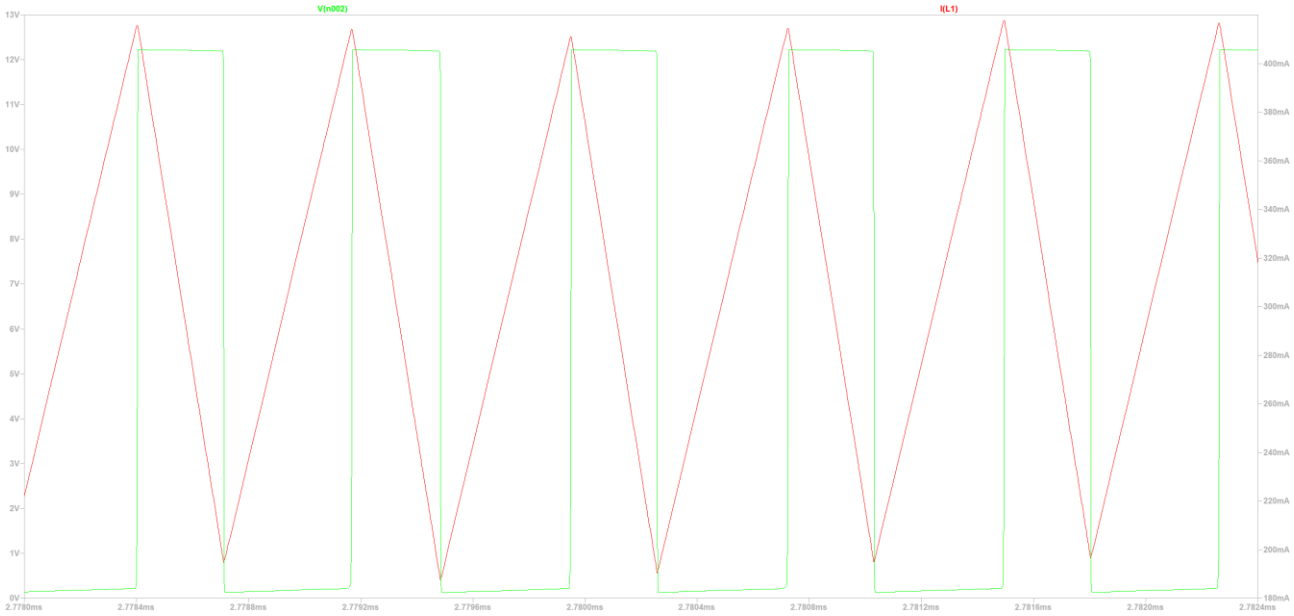

Figura 4.1.8: Simulazione della tensione al nodo SW e corrente attraverso l'induttore con corrente d'uscita Iout=120mA

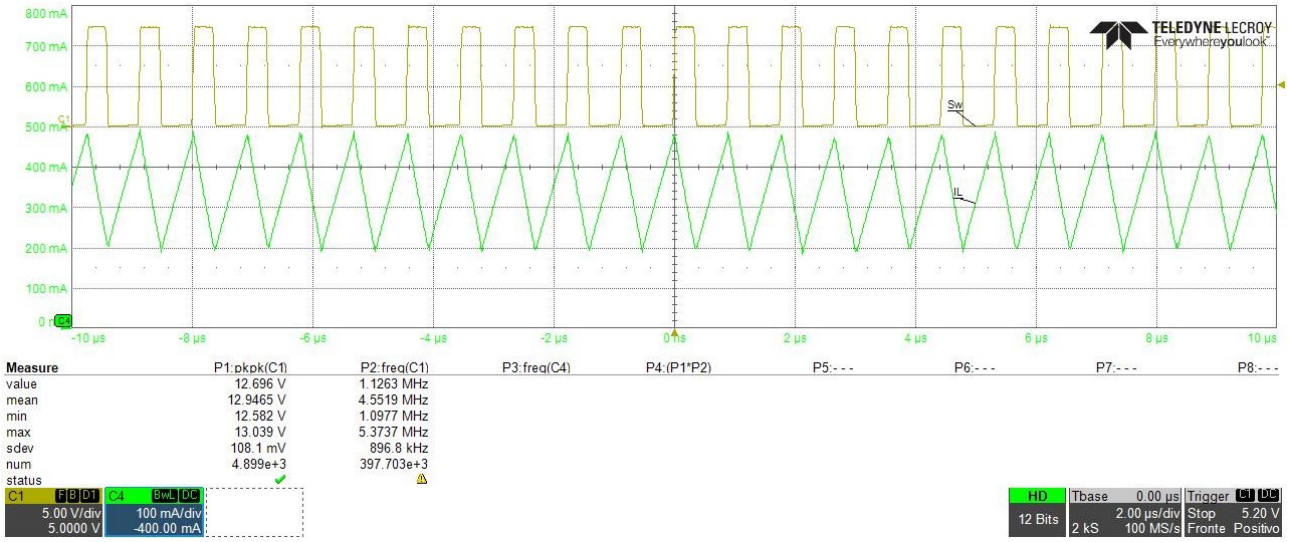

Figura 4.1.9: Misura della corrente che scorre attraverso l'induttore e tensione al nodo SW con Iout=120mA

Come visibile nelle figure sopra riportate il circuito continua a funzionare correttamente anche per valori di $I_{OUT} = 120mA$, cioè pari al 20% in più di quanto è stato previsto e

progettato nei capitoli 1 e 2.
Inoltre la tensione d'uscita viene regolata correttamente risultando $V_{OUT} = 11.87V$.

Figura 4.1.10: Simulazione dei parametri considerati con Iout=250mA

Infine si può effettuare un'ultima simulazione impostando $I_{OUT} = 250mA$, quindi il 250% maggiore di quanto previsto inizialmente. Possiamo notare da quest'ultima che il circuito continua a regolare correttamente la tensione d'uscita, ma la corrente che scorre attraverso l'induttore risulta significativamente più elevata della corrente di saturazione del componente scelto in fase di progettazione, ricordando che $I_{SAT} = 700mA$.

Possiamo concludere quindi che il circuito funziona correttamente per valori di correnti d'uscita compresi fra 50mA e 200mA.

4.2 Misurazioni effettuate sul circuito buck

In questo paragrafo saranno introdotte le simulazioni svolte e verranno confrontate con le misure svolte in laboratorio per poi discutere eventuali discrepanze fra le due.

I principali parametri misurati sono gli stessi analizzati nel paragrafo precedente quindi, tensione d'uscita V_{OUT}, corrente d'uscita I_{OUT}, corrente che scorre attraverso l'induttore I_L e la tensione presente al nodo SW.

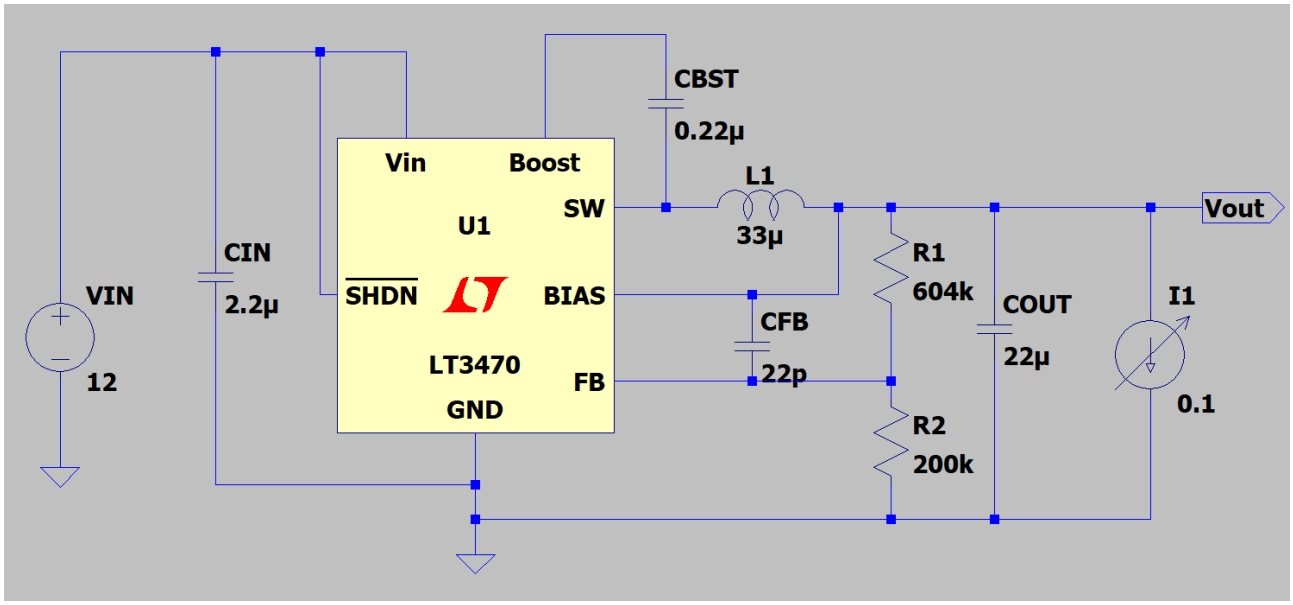

Figura 4.2.1: Schema utilizzato per simulare il circuito

Come visibile in figura 4.2.1 è stato utilizzato il generatore di corrente I1 come carico per determinare la corrente erogata in uscita dal convertitore. Il suo valore, come per il circuito boost, è stato utilizzato in un range fra 10mA e 200mA per testare il funzionamento nella zona progettata nel capitolo 2; oltre che ad analizzare l'operazione del circuito per correnti d'uscita maggiori a quanto prestabilito in precedenza.

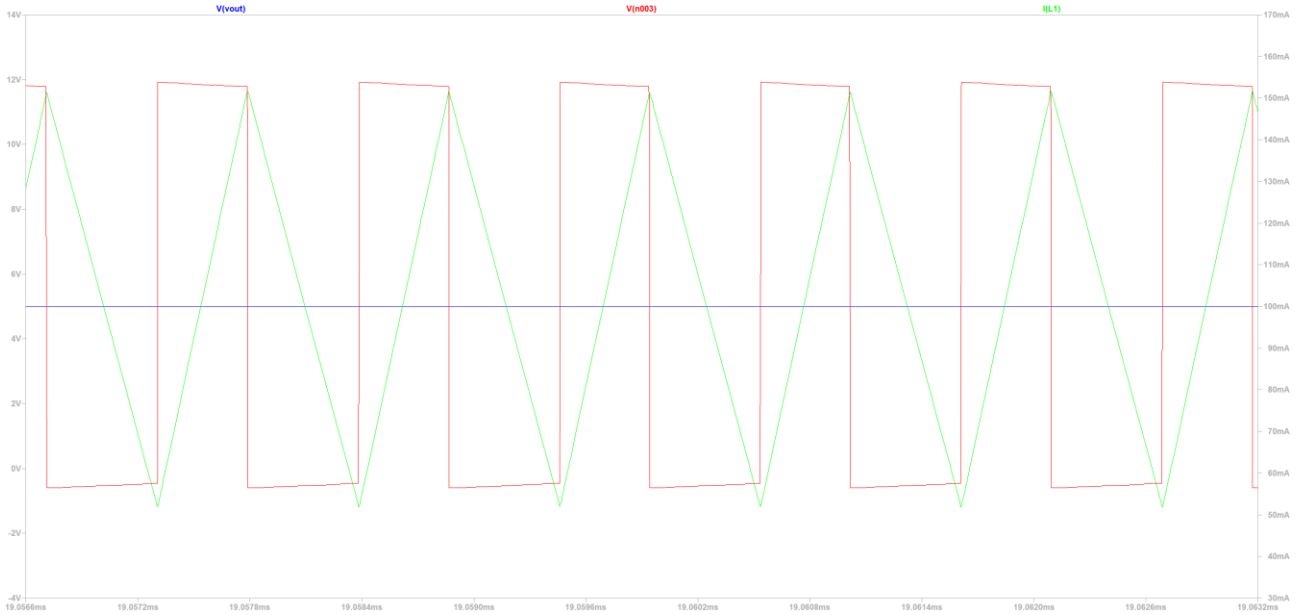

Figura 4.2.2: Simulazione dei principali parametri con Iout=10mA

Come visibile in figura sopra riportata per bassi valori di correnti d'uscita il simulatore mostra come tutto funzioni correttamente, infatti I_L è sempre maggiore di zero, ciò implica che il circuito sta operando in C.C.M. Inoltre possiamo notare che il convertitore riesce a regolare correttamente la tensione d'uscita, infatti $V_{OUT} = 5V$.

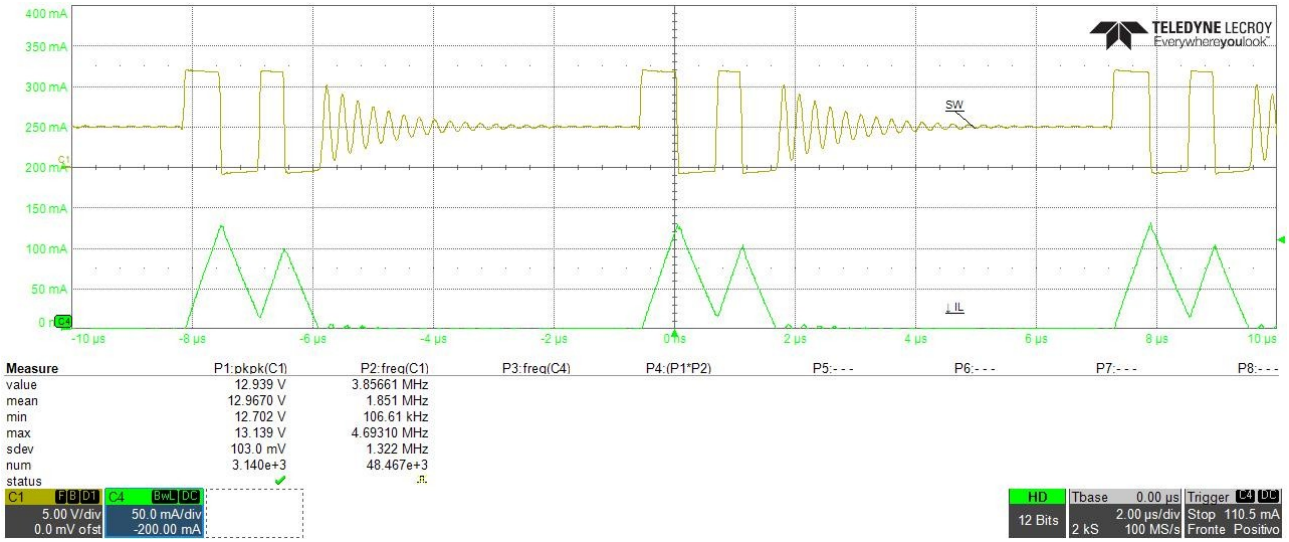

Figura 4.2.3: Misure dei principali parametri con Iout=10mA

Come rappresentato in figura 4.2.3 i risultati riportati sono ampiamente differenti da quelli simulati precedentemente, ciò risulta vero fino a valori di corrente $I_{OUT} \leq 70mA$. La tensione d'uscita risulta comunque stabile ad un valore $V_{OUT} = 5V$.

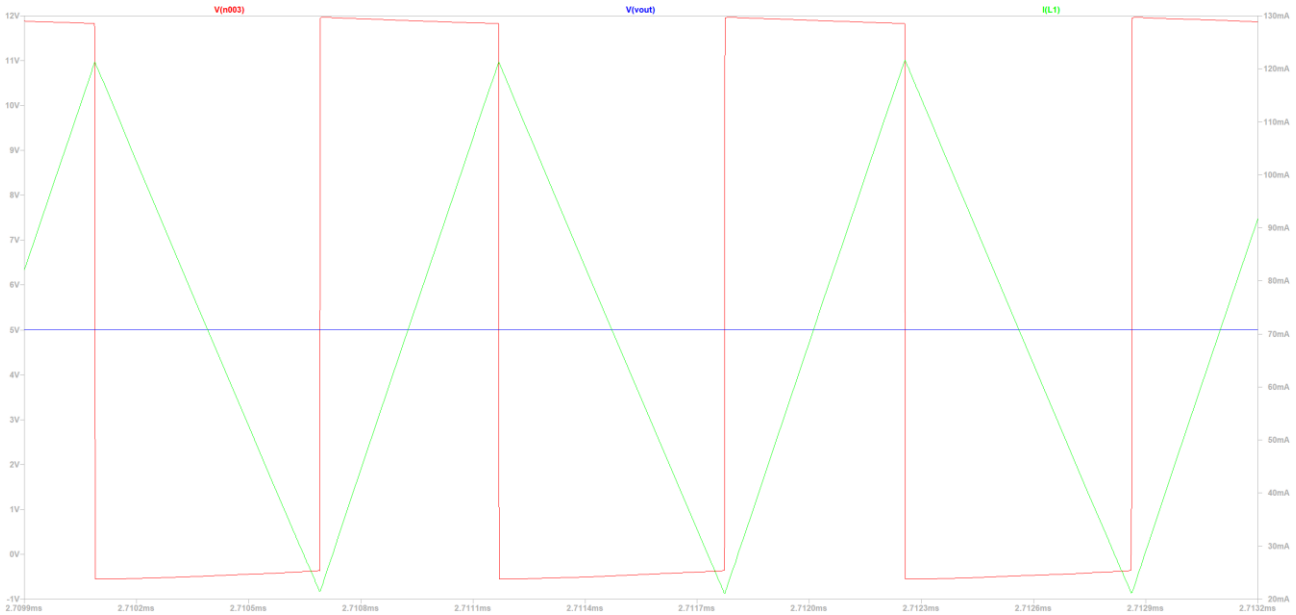

Figura 4.2.4: Simulazione del circuito con Iout=70mA

Come visibile in figura 4.2.4 il simulatore riporta forme d'onda dei parametri analoghe a quanto visto con $I_{OUT} = 10mA$, mentre come vedremo a breve le misurazioni svolte in laboratorio risultano molto differenti fra loro.

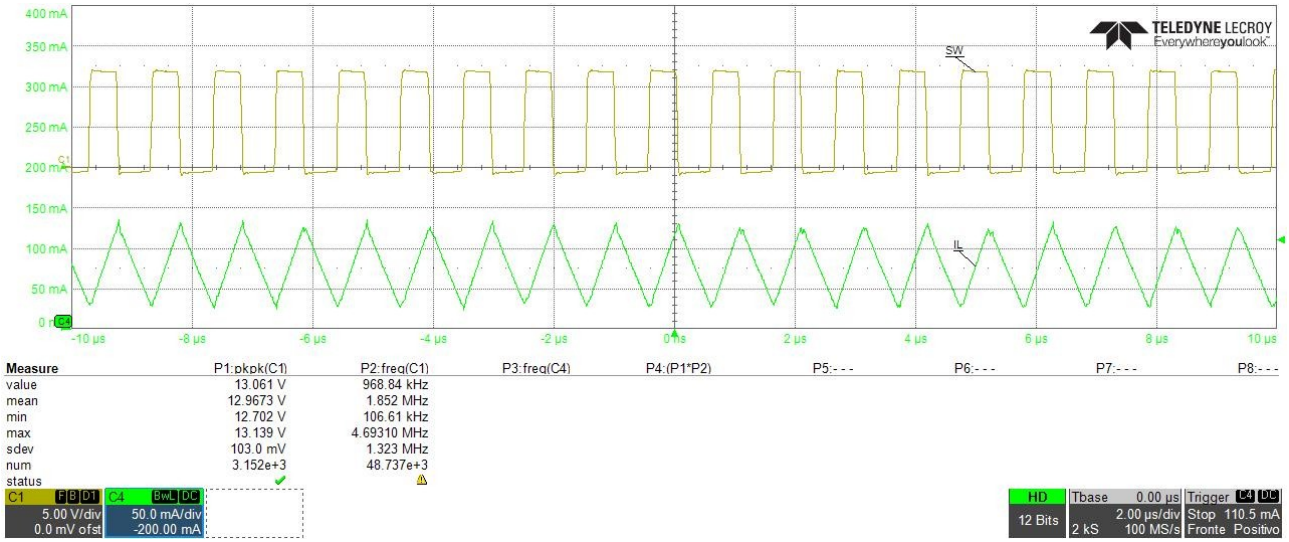

Figura 4.2.5: Misure dei parametri con Iout=70mA

Come visibile in figura 4.2.5 possiamo notare come il circuito sia passato da lavorare in D.C.M con $I_{OUT} = 10mA$ a operare in C.C.M per $I_{OUT} \geq 70mA$.
Per quanto riguarda la tensione d'uscita è stato misurato un valore $V_{OUT} = 4.96V$.

Vediamo infine come risponde il circuito se impostiamo un valore di I_{OUT} superiore a quanto scelto in fase di design.

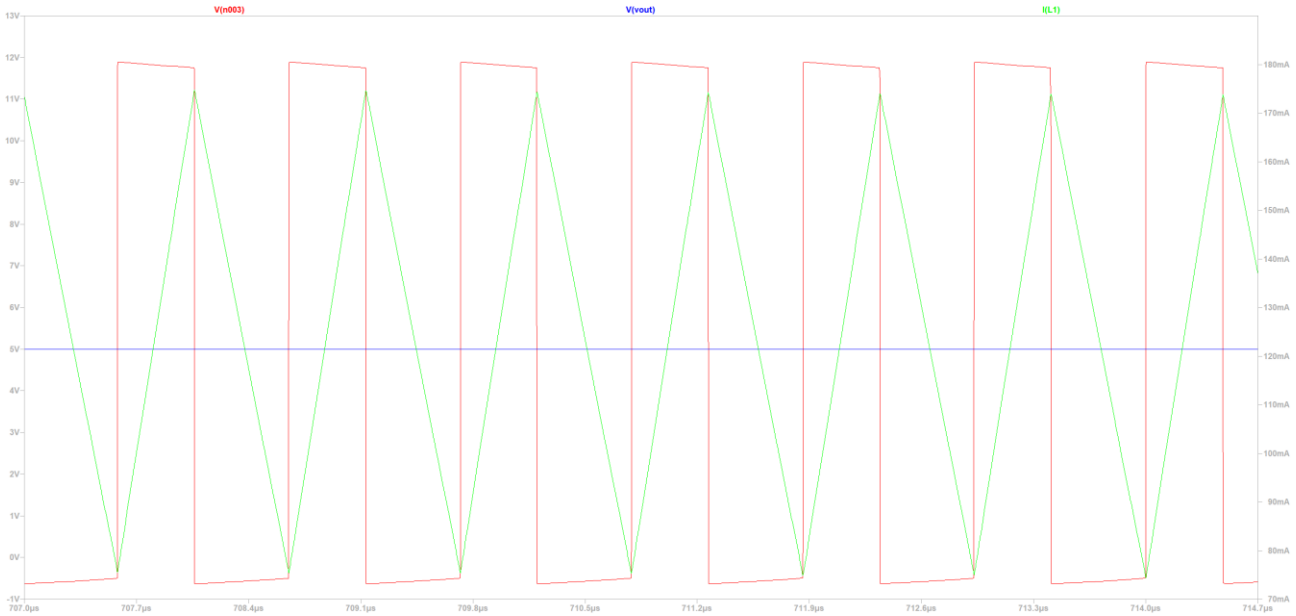

Figura 4.2.6: Simulazione dei parametri con Iout=120mA

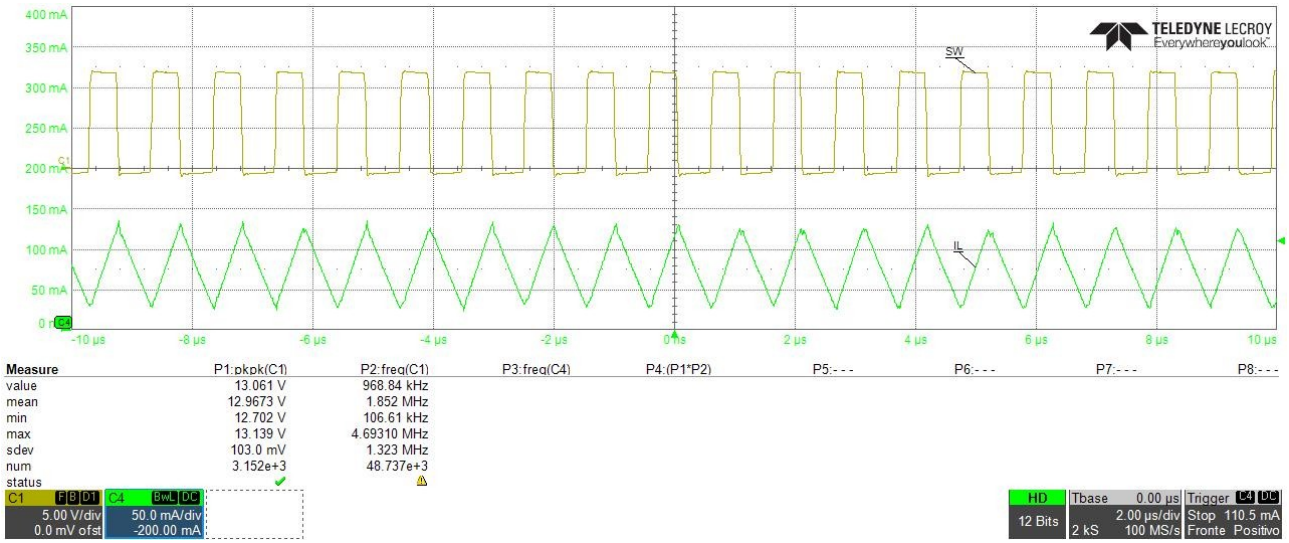

Figura 4.2.7: Misure dei parametri con Iout=120mA

Come visibile dalle figure 4.2.6 e 4.2.7 riportate sopra il circuito continua a regolare correttamente l'uscita anche per valori di I_{OUT} superiori del 20% rispetto a quanto scelto in fase di design. La tensione d'uscita risulta stabile ad un valore $V_{OUT} = 4.95V$.

5 Conclusione e considerazioni finali

In questo capitolo verranno riportate le considerazioni finali riguardanti il progetto dei due convertitori e verranno analizzati eventuali migliorie apportabili ai circuiti per incrementare l'efficienza o l'affidabilità degli stessi.

Iniziamo discutendo l'efficienza misurata dei convertitori per poi confrontarla con quanto riportato sul datasheet fornito dal costruttore, discutendo eventuali differenze.

Partendo dal boost possiamo analizzare i dati misurati in laboratorio per poi discuterne i risultati confrontandoli con quando scelto nel capitolo 1.

Tabella 1: Tensioni d'ingresso e uscita con relativi valori di corrente ed efficienza

Vin [V]	Iin [mA]	Vout [V]	Iout [mA]	Ripple [mVpp]	η
5	38.25	11.9	10	85	62.22%
5	67.05	11.9	20	60	70.99%
5	98.55	11.9	30	50	72.45%
5	126.9	11.9	40	45	75.02%
5	158.6	11.89	50	42	74.97%
5	188.7	11.89	60	42	75.61%
5	219.2	11.88	70	41	75.88%
5	248.6	11.88	80	45	76.46%
5	279.9	11.88	90	44	76.40%
5	312.2	11.87	100	43	76.04%
5	346.5	11.87	110	44	75.37%

Basandoci sulla tabella 1 possiamo tracciare un grafico che lega l'efficienza e la corrente erogata in uscita.

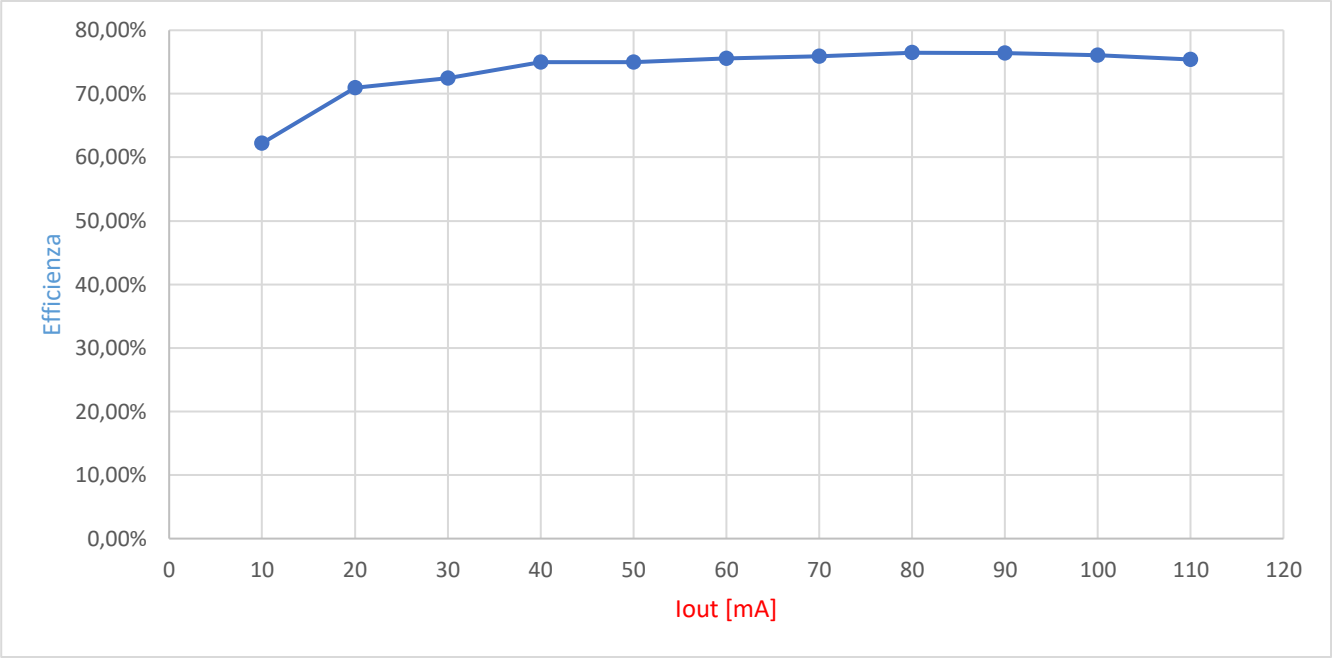

Figura 5.1: Efficienza in rapporto con la corrente d'uscita

Come visibile dai dati presenti nella tabella 1 e visibili in figura 5.1 l'efficienza è sempre maggiore del 70% per valori di corrente maggiori di 10mA, possiamo quindi concludere che il prodotto finale rispetta le specifiche di progetto scelte nel primo capitolo.

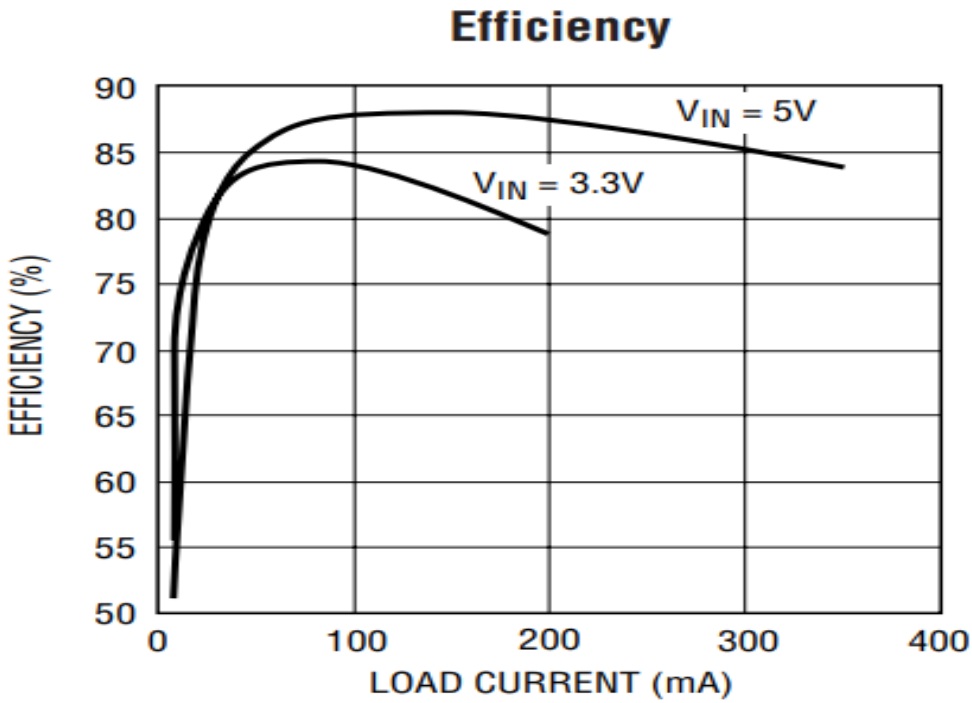

Figura 5.1.2: Grafico fornito dal costruttore per un'applicazione analoga

Dal datasheet fornito dal costruttore possiamo vedere come per un'applicazione simile, quindi con $V_{IN} = 5V$ e $V_{OUT} = 12V$, riportano delle figure di efficienza migliori rispetto a quanto ottenuto in questo progetto. Alcuni motivi potrebbero essere un diverso layout del PCB oltre che l'utilizzo di componenti più performanti.

Vediamo infine alcuni modi per migliorare le prestazioni del circuito e l'affidabilità di quest'ultimo.

Invece di utilizzare un solo condensatore in uscita si potrebbero utilizzare più componenti in parallelo per ridurre l'ESR e l'ESL pur mantenendo il valore di capacità desiderato. Inoltre aumentare il valore di quest'ultima aiuta a smorzare ulteriormente il ripple in uscita garantendo una tensione ancora più stabile.

Passiamo ora alle considerazioni finali sul circuito buck, mostrando i risultati ottenuti in laboratorio per poi discutere eventuali differenze con quanto riportato dal costruttore.

Tabella 2: Tensioni di ingresso e d'uscita con relativi valori di corrente ed efficienza

Vin [V]	Iin [mA]	Vout [V]	Iout [mA]	Ripple [mVpp]	η
12	0.48	5.01	0.8	90	69.58%
12	5.99	5	10	100	69.56%
12	11.59	5	20	100	71.90%
12	16.68	4.99	30	100	74.79%
12	22.24	4.98	40	105	74.64%
12	27.39	4.97	50	110	75.61%
12	32.43	4.96	60	110	76.47%
12	37.65	4.96	70	110	76.85%
12	42.85	4.96	80	120	77.17%
12	47.9	4.96	90	120	77.66%
12	53	4.95	100	120	77.83%
12	58	4.95	110	120	78.23%

Possiamo ora tracciare un grafico per poi confrontarlo con quanto riportato nel datasheet e vedere quanto differiscono.

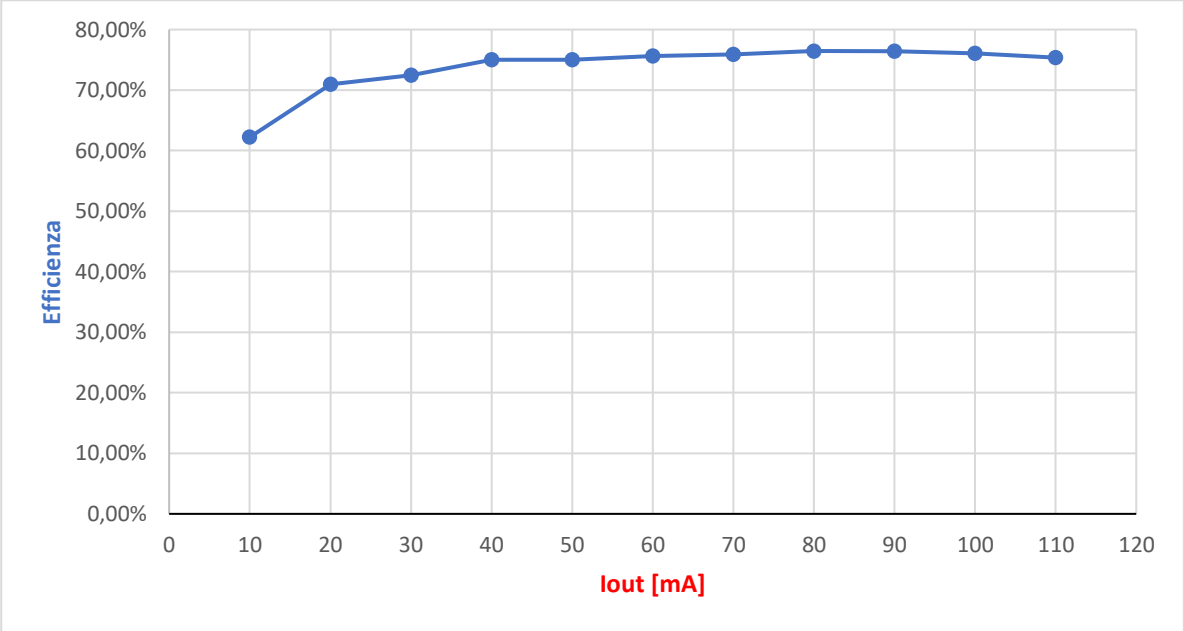

Figura 5.1.3: Efficienza in relazione con la corrente erogata in uscita

Come notiamo dal grafico l'efficienza per correnti superiori ai 20mA è sempre maggiore del 70% scelto nel capitolo 1 quando sono state elencate le specifiche per questo progetto.

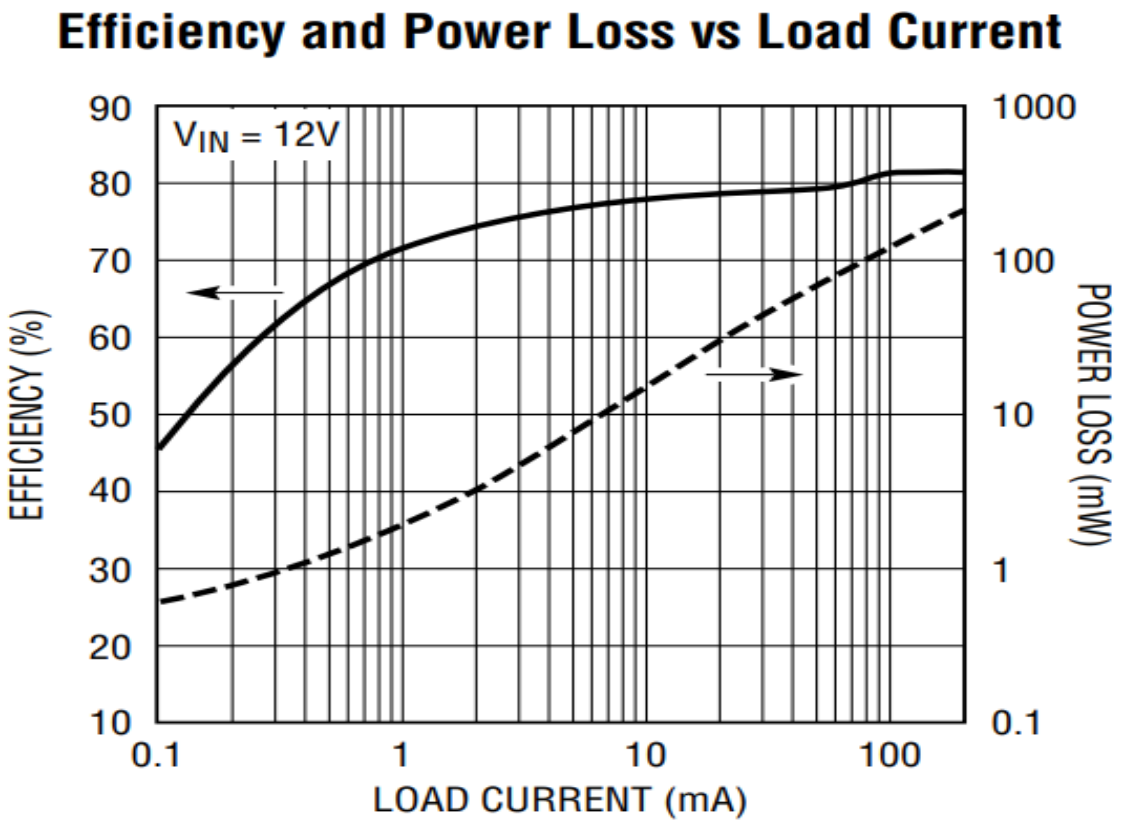

Figura 5.1.4: Grafico fornito dal costruttore per un'applicazione analoga

Dalla figura 5.1.4 possiamo notare come il convertitore testato dal costruttore sia poco più efficiente rispetto a quanto realizzato per questo lavoro di tesi.

Infine alcuni modi per migliorare le prestazioni del circuito e l'affidabilità di quest'ultimo possono essere i seguenti.

Invece di utilizzare un solo condensatore in uscita si possono utilizzare più componenti in parallelo per ridurre l'ESR e l'ESL pur mantenendo il valore di capacità desiderato. Inoltre aumentare il valore di quest'ultima aiuta a smorzare ulteriormente il ripple presente nella tensione di uscita garantendo maggiore stabilità di quest'ultima.

In conclusione, dai test e misure effettuati, si può affermare che la realizzazione delle due schede progettate risponda appieno a quelle che erano le esigenze delle specifiche iniziali.

Bibliografia

- https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/dc-to-dc-buck-converter-tutorial.html
- https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/synchronous-or-nonsynchronous-topology-boost-system-performance-with-the-right-dcdc-converter.html
- https://www.digikey.it/en/articles/mosfets-target-the-major-efficiency-losses-in-dcdc-converters
- https://www.ti.com/lit/an/slta055/slta055.pdf?ts=1739423170142&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/selecting-the-right-passive-and-discrete-components.html
- https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/x7r-x5r-c0g...-a-concise-guide-to-ceramic-capacitor-types/