



ALMA MATER STUDIORUM  
UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

CORSO DI LAUREA IN  
INGEGNERIA BIOMEDICA

**PROGETTAZIONE E ANALISI DI  
UN CONVERTITORE DC-DC ISOLATO  
PER GATE DRIVER  
IN SISTEMI INVERTER TRIFASE**

Tesi di laurea in Elettronica Digitale

**Relatore:**

**Prof. Andrea Natale Tallarico**

**Correlatore:**

**Jacopo Ferretti**

**Presentata da:**

**Daniele Monti**

---

IV sessione marzo 2024  
ANNO ACCADEMICO 2022-2023

# Abstract

La sempre maggior attenzione posta sulla transizione ecologica, ha portato ad una rapida crescita di interesse nell'elettrificazione di autoveicoli. Uno dei settori maggiormente colpiti da tale crescita è l'elettronica di potenza, che viene utilizzata nei veicoli elettrici in diversi suoi componenti come l'on-board charger, il controllo delle batterie e l'inverter. L'inverter è il dispositivo che viene usato per alimentare e comandare i motori elettrici trifase comunemente utilizzati in ambito automotive, ed il suo principio di funzionamento si basa sui MOSFET di potenza. Il MOSFET di potenza nei convertitori elettrici come l'inverter, viene utilizzato come switch, ed ha bisogno di un circuito accessorio opportunamente progettato chiamato "Gate Driver". In questa tesi verranno studiati degli alimentatori per il circuito di gate driving di un inverter trifase, i quali dispositivi MOSFET e i vari vincoli sono già stati definiti dal progetto di R&D di un'azienda che lavora in ambito automotive. Lo studio viene effettuato tramite simulazione circuitale, successivamente verranno selezionate le migliori configurazioni tenendo presente vantaggi e svantaggi di ciascuna di esse. Inoltre si terrà conto anche di una specifica caratteristica di sicurezza richiesta dal progetto, molto utile anche in ambito biomedico: l'isolamento galvanico.

# Indice

<b>1</b>	<b>Introduzione</b>	<b>2</b>
1.1	Motore elettrico . . . . .	2
1.2	Convertitori elettrici . . . . .	3
1.3	MOSFET . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Analisi Componenti E Specifiche Di Progetto</b>	<b>8</b>
2.1	MOSFET di potenza . . . . .	9
2.2	Gate Driver . . . . .	10
2.3	Specifiche di progetto . . . . .	11
<b>3</b>	<b>Convertitori DC/DC</b>	<b>12</b>
3.1	Convertitori lineari . . . . .	12
3.2	Buck converter . . . . .	13
3.3	Tapped inductor buck converter . . . . .	17
3.4	Flyback converter . . . . .	20
3.5	Forward converter . . . . .	23
<b>4</b>	<b>Simulazioni</b>	<b>27</b>
4.1	Buck converter . . . . .	27
4.2	Tapped inductor buck converter . . . . .	30
4.3	Flyback converter . . . . .	33
4.4	Forward converter . . . . .	36
<b>5</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>40</b>
	Riferimenti bibliografici . . . . .	

# Capitolo 1

## Introduzione

Lo studio dell'elettronica di potenza risulta molto importante nell'ambito automotive, in quanto l'energia richiesta per permettere la mobilità dei veicoli è molto alta. La problematica principale che ne deriva è quella dell'efficienza energetica dato che, nel caso di un convertitore ad alta potenza, le perdite possono assumere valori notevoli. Per questo motivo, il principale obiettivo di questa tesi sarà la progettazione di un circuito di alimentazione, efficiente e isolato, per un *gate driver*. Il *gate driver* permetterà di comandare un MOSFET di potenza che, a sua volta, governerà il funzionamento del motore dell'autovettura. Il circuito che si andrà a progettare, essendo un *convertitore DC/DC switching*, consente il raggiungimento di rendimenti elevati, nell'ordine dell'80-90%.

Nel capitolo 1 verranno introdotti i principali componenti e i principi di funzionamento base dei suddetti. Nel capitolo 2 verranno esaminate le principali specifiche e verrà fornita una panoramica delle macro-tipologie dei dispositivi utilizzati nel progetto. Nel capitolo 3 saranno studiate le varie topologie, i funzionamenti e il dimensionamento dei convertitori compatibili con le specifiche date. Infine, nel capitolo 4 saranno analizzate le simulazioni al calcolatore, tramite software *SPICE*, dei vari circuiti proposti nel capitolo 3.

### 1.1 Motore elettrico

Il motore elettrico è un dispositivo che permette di trasformare l'energia elettrica in energia meccanica. Ne esistono vari tipologie con differenti scopi, vantaggi e svantaggi; in ambito automotive viene utilizzato quello trifase, quindi in *corrente alternata (AC)*, che permette un rilascio più efficiente di energia meccanica rispetto a quello monofase.

Dato che è comandato in corrente alternata, occorre possedere tale tipologia di sorgente, che però non è possibile avere dal punto di vista costruttivo, in quanto le batterie funzionano in *corrente continua (DC)*. È necessario quindi un circuito elettrico che permetta di passare dalla DC alla AC.

## 1.2 Convertitori elettrici

### Corrente continua e corrente alternata

Le linee elettriche odierne del mondo, sia civili che industriali, utilizzano la *corrente alternata (AC)* per trasportare l'energia elettrica, perché rispetto alla *corrente continua (DC)* richiede cavi conduttori più sottili, quindi a minor costo, e permette di avere meno perdite dal punto di vista dell'efficienza. La *DC*, come suggerisce il nome, è una corrente continua, ovvero se si potesse vedere l'andamento temporale del segnale da essa prodotto, sarebbe una retta con pendenza zero, parallela all'asse dei tempi. L'*AC*, invece, prende il nome dal fatto che è una corrente che varia nel tempo, più precisamente, segue una forma d'onda sinusoidale con una frequenza e un'ampiezza che dipendono dagli standard elettrici che ogni paese sceglie. Per esempio in Italia la frequenza è  $50\text{ Hz}$  e l'ampiezza è circa  $325\text{ V}$ , ovvero  $230\text{ V RMS}$ . Il *Root Mean Square (RMS)*, anche chiamato *valore efficace*, è il valore che avrebbe un segnale continuo di pari potenza media.

### Tensione trifase

La corrente che arriva nelle abitazioni civili è *monofase* cioè ha due cavi, uno dov'è presente la tensione sinusoidale da trasferire al carico, e uno che serve esclusivamente per chiudere il circuito e permettere il passaggio di elettroni. Nelle industrie, più in generale dov'è richiesta una maggiore potenza, si usa un sistema *trifase* che, come suggerisce il nome, di fasi ne ha tre e, opportunamente implementato, permette l'utilizzo di soli tre cavi. Queste tre fasi avranno la stessa ampiezza e saranno sfasate tra loro di  $120^\circ$ , ovvero in un dato istante di tempo, si troveranno in punti diversi della sinusoide. Questa tipologia di corrente permette una maggiore efficienza nel trasporto.

## Conversione dell'energia elettrica

La quasi totalità dei circuiti elettrici di utilizzo quotidiano usano tensioni piccole e continue. Inoltre, come accennato precedentemente, il trasporto dell'energia avviene in  $AC$ . Occorre quindi un circuito che permetta di passare da una forma all'altra di energia dissipandone il meno possibile. Esistono quattro macrotipologie di circuiti di questo tipo che prendono il nome di:  $AC/AC$ ,  $AC/DC$ ,  $DC/AC$ ,  $DC/DC$ .

Esistono parecchie tipologie e configurazioni dei suddetti circuiti aventi altrettante caratteristiche e specifiche. Per quanto concerne questo progetto si considererà e si valuterà nel dettaglio la tipologia  $DC/DC$ , quindi conversione di una corrente continua ad un'altra corrente continua più o meno bassa. Il convertitore preso in esame sarà di tipo *switching*, ovvero un convertitore che grazie all'utilizzo dei MOSFET permette un'alta efficienza. Inoltre sarà *isolated*, cioè un circuito galvanicamente isolato che, in caso di rottura o malfunzionamento, permette di evitare danni ad attrezzature e proteggere le persone dal rischio di elettrocuzione.

## Inverter

Un convertitore  $DC/AC$  viene chiamato *inverter*. Dato che in questo progetto si utilizzerà un motore trifase, occorrerà avere un inverter a tre fasi, che però non sarà analizzato in questa tesi. Quella mostrata in figura 1.1 è una singola *leg* o *gamba* di un inverter, cioè il circuito riguardante una singola fase che fa parte dell'inverter stesso. Un inverter trifase completo è composto da tre delle suddette gambe. Al suo interno ogni gamba è formata da due MOSFET di potenza, che necessitano di un gate driver con annesso circuito di alimentazione (convertitore  $DC/DC$ ). I due MOSFET di potenza vengono utilizzati rispettivamente per “accendere” la fase corrispondente, che prende il nome di *high side* MOSFET, e per “spegnerla”, che prende il nome di *low side* MOSFET. La  $V_{power}$  e il  $GND_{power}$  mostrate nella figura 1.1 fanno riferimento al circuito di alimentazione di potenza che prende energia dalla batteria ad alta tensione dell'autovettura, che però non è collegata alla batteria ed al circuito di bassa tensione dell'autoveicolo, sia per garantirne l'isolamento galvanico, sia perché le tensioni in gioco sono molto più elevate rispetto a quelle di alimentazione dei convertitori  $DC/DC$  e dei circuiti logici.

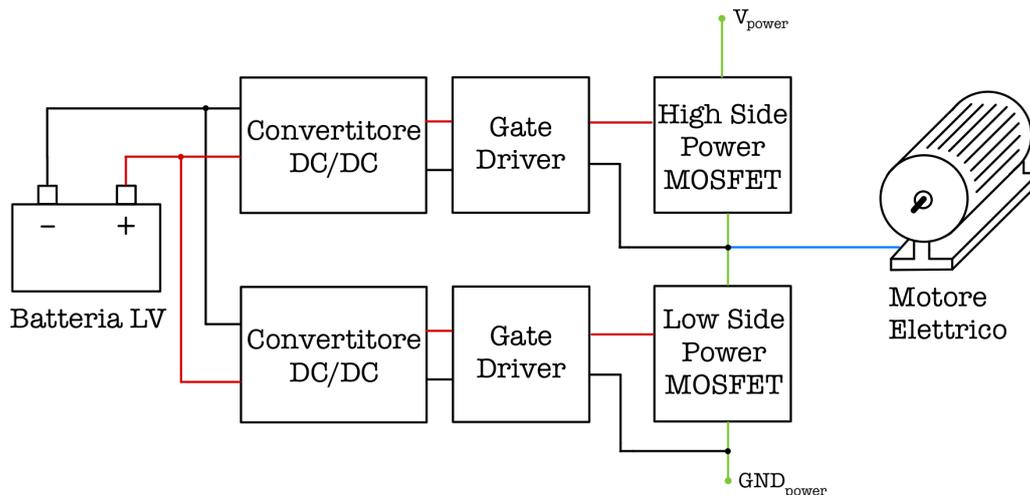


Figura 1.1: Schema della gamba di un inverter

### 1.3 MOSFET

Per far funzionare un convertitore switching, occorre un componente capace di far commutare la tensione di alimentazione attraverso l'apertura e la chiusura del circuito. Tale componente è l'interruttore, un circuito bistabile, cioè con due stati comunemente chiamati *ON* e *OFF*, che consente il passaggio o il blocco di corrente attraverso esso. Questa funzione può essere espletata da un dispositivo elettronico, senza parti meccaniche e miniaturizzato, che si chiama *transistor*. La tipologia di transistor che è stata utilizzata per questo progetto è il *MOSFET* (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor).

#### Principio di funzionamento

I due principali tipi di MOSFET sono l'*n-MOS* e il *p-MOS* che prendono il nome dalla differente tipologia di drogaggio del semiconduttore con il quale sono realizzati. In figura 1.2 ne vengono riportati i simboli circuitali.

Prendiamo in esame il caso dell'*n-MOS*. Il suo principio di funzionamento è il seguente: quando la tensione tra *gate* e *source*, definita  $V_{gs}$ , supera una certa soglia, chiamata  $V_{th}$ , data dal costruttore, il transistor chiude il percorso elettrico tra *drain* e *source* lasciando la corrente libera di scorrere. L'*n-MOS* rimane in questo stato fino a quando la  $V_{gs}$  non ritorna a valori sotto soglia, aprendo il percorso e bloccando conseguentemente la corrente. Per quanto concerne il *p-MOS*, il funzionamento è duale. Se si considerano le tensioni

$V_{gs}$  e  $V_{th}$  prese in valore assoluto, allora si può affermare che il p-MOS segue esattamente lo stesso funzionamento dell'n-MOS. Questo è dovuto al fatto che nella realtà la tensione  $V_{th}$  è negativa e per tensioni  $V_{gs}$  “più negative” di quest’ultima il p-MOS risulta acceso.

## Capacità parassite

A livello ideale, per comandare il MOSFET, viene applicata una tensione ai capi dei terminali di gate e source e ciò non produce alcun assorbimento di corrente da parte di queste porte, in realtà questa è un’approssimazione. A livello operativo il MOSFET possiede 3 capacità definite capacità parassite  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  e  $C_{ds}$  come mostrato in figura 1.3.

Avendo queste capacità, quando applichiamo una tensione sul terminale del gate in realtà andiamo a caricare i condensatori presenti su di esso ( $C_{gs}$  e  $C_{gd}$ ); ciò implica un comportamento transitorio. Il MOSFET quindi, avrà un ritardo nel rispondere alla variazione di tensione e la porta in questione assorbirà un certo quantitativo di corrente necessaria per caricare il condensatore. Il ragionamento è lo stesso durante lo spegnimento, cioè la scarica delle due capacità.

Il momento nel quale il MOSFET dissipa la maggior parte della potenza è durante la transizione dallo stato di accensione a quello di spegnimento e viceversa. Questo periodo è determinato dai transienti creati dalle capacità parassite, che sottopongono il MOSFET ad elevate tensioni e correnti tra drain e source,  $V_{ds}$  e  $I_{ds}$ . Ovviamente si desidera avere queste capacità il più piccole possibili, sia per aumentare la velocità di risposta del MOSFET, sia per limitarne le perdite di potenza.

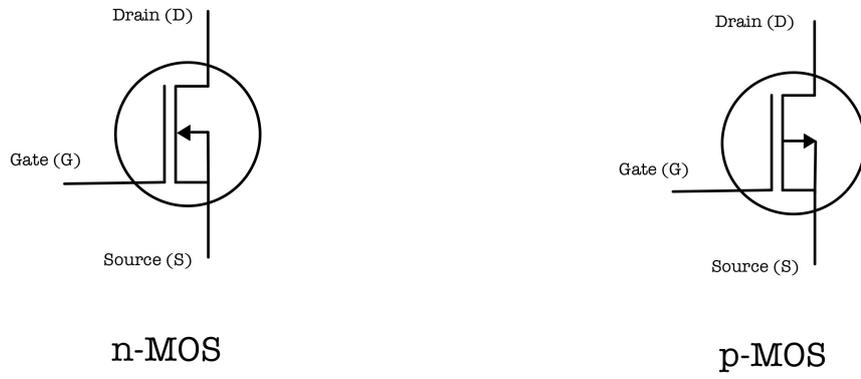


Figura 1.2: Simboli circuitali del MOSFET

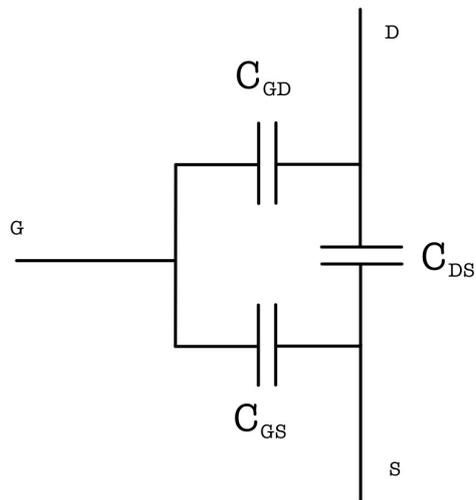


Figura 1.3: Capacità parassite nel MOSFET

# Capitolo 2

## Analisi Componenti E Specifiche Di Progetto

In questo capitolo si andranno ad illustrare lo schema e il principio di funzionamento del progetto nelle sue varie fasi macroscopiche per poi entrare nel dettaglio dei circuiti. Infine si sposterà l'attenzione sulle specifiche richieste in modo tale da avere tutti gli elementi teorici per progettare e dimensionare il *convertitore DC/DC* di alimentazione del *gate driver* più adatto.

Il progetto è formato in primo luogo da un inverter collegato al motore *trifase* ed alimentato dalla batteria *High Voltage* dell'autovettura come si può vedere in figura 2.1. La fase di progettazione può essere semplificata tenendo in considerazione solo una delle tre gambe, come in figura 1.1.

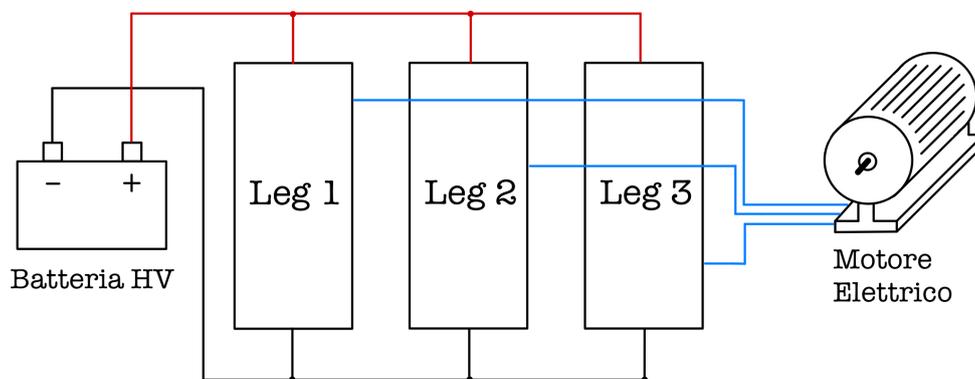


Figura 2.1: Schematico del progetto

## 2.1 MOSFET di potenza

In questa sezione si prendono in considerazione gli ultimi elementi della catena di figura 1.1, ovvero quelli che, montati nell'inverter, comanderanno il motore elettrico: i *MOSFET di potenza*. I MOSFET di potenza utilizzati per questo progetto sono gli **STH200N10WF7-2** dell'azienda STMicroelectronics, in tabella 2.1 sono presentate le sue caratteristiche principali.

Presupposto che non ci si occuperà della parte del circuito di potenza, si consideri in primo luogo il MOSFET di *high side*, ragionamenti analoghi valgono per il *low side*. Per un corretto dimensionamento del circuito di alimentazione del gate driver, dobbiamo prima di tutto tenere conto della potenza richiesta dal gate del MOSFET, che si determina secondo la formula 2.1 [3]

$$P_{gate} = Q_g \cdot f_s \cdot V_{gs} \quad (2.1)$$

Applicando l'equazione 2.1 e osservando le tabelle 2.1 e 2.4 possiamo calcolare la potenza richiesta dal MOSFET

$$P_{gate} = 93 \times 10^{-9} \cdot 15 \times 10^3 \cdot 10 = 14 \text{ mW} \quad (2.2)$$

Successivamente possiamo ricavare la corrente media necessaria secondo la formula

$$I_{gate} = P_{gate}/V_{gs} \quad (2.3)$$

che porta al risultato di

$$I_{gate} = \frac{14 \times 10^{-3}}{10} = 1.4 \text{ mA} \quad (2.4)$$

Tensione $V_{gs}$	Frequenza di switching	Carica del gate
$\pm 20 \text{ V}$	$1 \text{ MHz}$	$93 \text{ nC}$

Tabella 2.1: Caratteristiche principali del MOSFET di potenza STH200N10WF7-2

## 2.2 Gate Driver

Per riuscire a comandare correttamente un MOSFET occorre un circuito che carichi e scarichi le capacità parassita sul suo gate. Per fare ciò, occorre un circuito ad hoc che si chiama per l'appunto “*gate driver*” (*GD*) che, grazie a una sezione di logica, comandata con un segnale *PWM*, accende e spegne il MOSFET caricando e scaricando la capacità al suo ingresso. In questo progetto si utilizzeranno dei circuiti integrati chiamati **STGAP2S** dell'azienda STMicroelectronics che svolgono proprio questo compito. Questi integrati hanno un'importante caratteristica: sono isolati, ovvero non c'è contatto elettrico tra la parte di circuito della logica gestita in *PWM* e quella di potenza che va collegata al MOSFET.

Nella tabella 2.2 sono riportate le principali caratteristiche del gate driver in questione. In figura 2.2 è riportato il diagramma a blocchi del gate driver dove di seguito saranno spiegati i pin e i relativi funzionamenti.

$V_{H(ON)}$	$V_H$ vs. $GND_{ISO}$	Frequenza di switching
+9.6 V ~ +26 V	-0.3 V ~ +28 V	1 MHz

Tabella 2.2: Caratteristiche principali del gate driver STGAP2S \cite{gd\_datasheet}

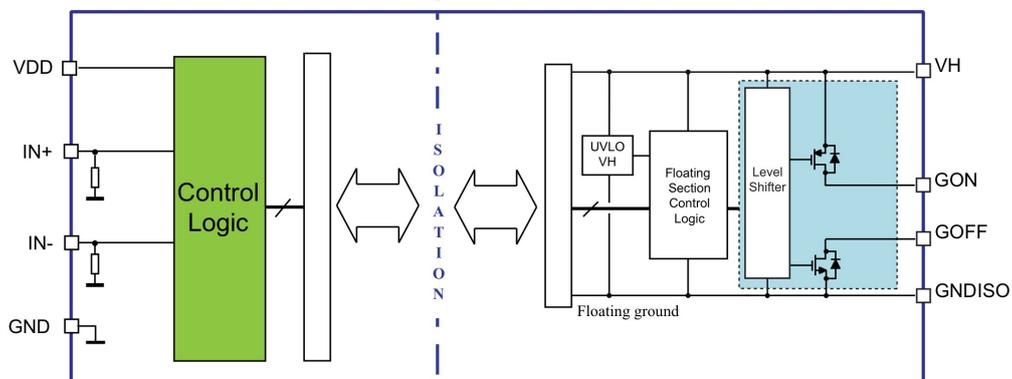


Figura 2.2: Schema a blocchi del STGAP2S [2]

1.  $VDD$  è il pin di alimentazione low side del  $GD$
2.  $IN+$  è il positivo del circuito di logica
3.  $IN-$  è il negativo del circuito di logica
4.  $GND$  è il negativo dell'alimentazione high side del  $GD$
5.  $VH$  è il pin di alimentazione high side del  $GD$
6.  $GON$  è il pin che andrà a chiudere il circuito con  $VH$
7.  $GOFF$  è il pin che andrà a chiudere il circuito con  $GNDISO$
8.  $GNDISO$  è il negativo (ground) isolato del circuito di potenza

## 2.3 Specifiche di progetto

$V_{gs(ON)}$	$V_{gs(OFF)}$	Frequenza di switching del MOSFET	Frequenza di switching del convertitore DC/DC
+10 V	0 V	15 kHz	100 kHz

Tabella 2.3: Specifiche di progetto per il MOSFET di potenza e per il gate driver

Dalla tabella 2.4 si può osservare che  $V_{gs} = 10 V$ . Tale scelta è stata fatta per avere un valore abbastanza alto per far funzionare in modo efficiente il MOSFET, ma altresì basso per ridurre problemi in fase di commutazione riguardanti le sovratensioni che possono crearsi sul gate. Tale valore è inoltre suggerito dal datasheet [1].

Ricordando l'equazione 2.4 e osservando la tabella 2.3, di seguito vengono riportate le specifiche che saranno utilizzate per il dimensionamento dei convertitori DC/DC

$V_I$	$V_O$	$\frac{V_O}{V_I}$	$I_O$
12 V	10 V	0.83	1.4 mA

Tabella 2.4: Specifiche di progetto per il dimensionamento dei convertitori DC/DC

# Capitolo 3

## Convertitori DC/DC

In questo capitolo verranno trattati i convertitori DC/DC che possono essere utilizzati come *gate driver power supply* osservabili in figura 1.1. Essi convertono la tensione DC della batteria in tensione DC per alimentare il circuito del *gate driver*. Questi circuiti di alimentazione rappresentano il cuore di questa tesi, ne verranno studiate diverse tipologie e configurazioni aventi varie caratteristiche.

### 3.1 Convertitori lineari

Il più semplice convertitore DC/DC possibile è formato da un partitore di tensione resistivo come mostrato in figura 3.1. La tensione di uscita  $V_O$  sarà data dalla formula

$$V_O = V_I \cdot \frac{R}{R + R_L}$$

Questa soluzione è sicuramente molto semplice e poco costosa dal punto di vista della componentistica, ma anche molto inefficiente in quanto, qualsiasi carico utilizzato, anche se spento, produrrà una dissipazione di potenza causata dalla corrente che scorre sulla resistenza  $R_L$ . Questo principio è utilizzato nei *regolatori di tensione lineari LDO* che, grazie a un circuito retroazionato, si comportano come una resistenza variabile. Tale resistenza varia in base al carico ad essi collegato, per garantire in uscita una tensione fissa e stabile nel tempo. Infatti questi circuiti si consigliano per piccole potenze e per piccole variazioni di tensione tra ingresso e uscita, poiché oltre a non essere convenienti dal punto di vista del rendimento, la potenza che dissipano viene eliminata per effetto Joule, quindi devono disperdere efficacemente il calore. Per compiere ciò, un dissipatore potrebbe essere necessario e, conseguentemente, l'ingombro e il peso del circuito stesso

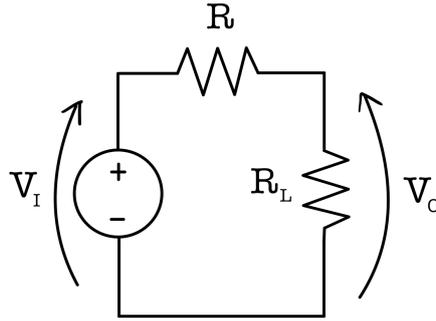


Figura 3.1: Partitore resistivo

potrebbero aumentare.

Al contrario, i *regolatori switching* utilizzano un MOSFET che, comportandosi come un interruttore, fa commutare in modo appropriato la tensione della sorgente, garantendo efficienze sensibilmente maggiori rispetto agli LDO.

## 3.2 Buck converter

I convertitori DC/DC switching si dividono in tre grandi famiglie: i *Buck*, i *Boost* e i *Buck-Boost*. I primi consentono di ottenere una tensione in uscita più bassa della tensione in ingresso, i secondi permettono di ottenere una tensione in uscita più alta di quella in ingresso e infine gli ultimi, consentono di avere in uscita una tensione sia più bassa che più alta rispetto a quella in ingresso. Considerate le specifiche viste in tabella 2.4, saranno esaminate configurazioni appartenenti alla famiglia dei *Buck* e dei *Buck-Boost*.

Per controllare la tensione in uscita di un convertitore switching, è necessario utilizzare il *duty cycle* ( $D$ ). Il duty cycle è per definizione il rapporto tra il tempo in cui un segnale è considerato *on* ed il periodo del segnale stesso  $T$ , quindi è espresso secondo la formula

$$D = \frac{T_{on}}{T} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (3.1)$$

Se si utilizza un multimetro settato per valutare la DC e si misura la tensione di un'onda quadra, che commuta con una frequenza elevata tra  $0\text{ V}$  e  $+5\text{ V}$  con  $D = 0.5$ , quest'ultimo riporterà come misura  $2.5\text{ V}$ . Ciò avviene perché si va a misurare il valore medio di tale onda. Questo ci permette di affermare che la tensione di uscita di un circuito del genere

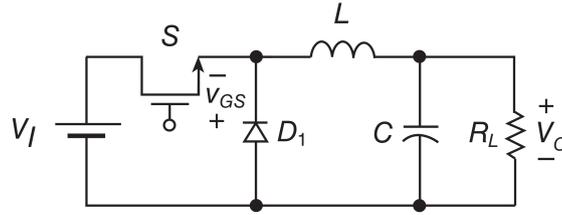


Figura 3.2: Buck converter[3]

è data dalla seguente formula

$$V_O = V_I \cdot D \quad (3.2)$$

dove  $V_O$  è la tensione di uscita e  $V_I$  quella di ingresso.

Il comportamento del convertitore buck è descritto dall'equazione 3.2. Esso, quindi, permette la trasformazione di una DC in ingresso in una DC minore o uguale in uscita a seconda del duty cycle selezionato. Tale convertitore è formato da: uno switch  $S$ , un'induttanza di valore  $L$ , un condensatore di capacità  $C$  e un diodo  $D$  come mostra la figura 3.2.

## CCM e DCM

Esistono due modalità di funzionamento dei convertitori che si andranno ad analizzare, denominate *CCM* e *DCM*. La *Continuous Conduction Mode (CCM)* sta a indicare che la corrente all'interno dell'induttore (o nel trasformatore nei circuiti che si vedranno successivamente) non si annulla mai. Al contrario, nella *Discontinuous Conduction Mode*, per un certo periodo di tempo la corrente attraverso l'induttore è pari a  $0 A$ . Per questo progetto sarà presa in esame solo la *CCM* per semplicità di implementazione.

## Principio di funzionamento

Si prenda in considerazione il caso in cui lo switch  $S$  è "acceso" e il diodo è interdetto come in figura 3.3.

L'induttore, che segue la legge

$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (3.3)$$

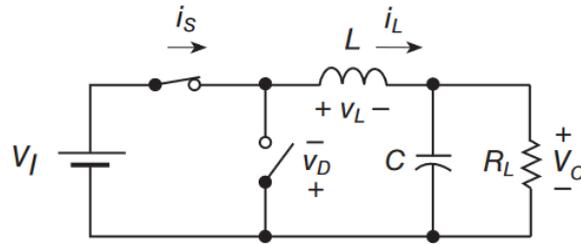


Figura 3.3: Circuito equivalente del buck con lo switch acceso [3]

dalla quale si può ricavare

$$i(t) = \frac{1}{L} \cdot \int v(t) dt \quad (3.4)$$

avrà ai suoi capi una tensione pari a  $V_I - V_O$  costante. Di conseguenza dall'equazione 3.4 si ricava che la corrente che scorre al suo interno sarà

$$i_L(t) = \frac{V_I - V_O}{L} \cdot t + i_L(0) \quad 0 < t \leq DT \quad (3.5)$$

Invece, nel caso in cui lo switch  $S$  sia “spento”, è sostituibile con un circuito aperto, permettendo alla sorgente di non erogare più potenza, come mostrato in figura 3.4.

La potenza al carico, viene quindi erogata dai componenti reattivi, tramite la polarizza-

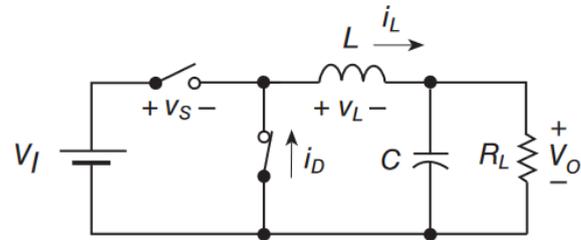


Figura 3.4: Circuito equivalente del buck con lo switch spento [3]

zione diretta del diodo  $D$ . Tali componenti dovranno essere opportunamente dimensionati, per sopperire alla mancanza della sorgente fino all'arrivo del prossimo ciclo, ripartendo poi dal caso in cui  $S$  sia acceso. In questa fase la tensione ai capi dell'induttore è  $-V_O$ , quindi è possibile calcolare la corrente in nell'induttore come

$$i_L(t) = -\frac{V_O}{L} \cdot (t - DT) + i_L(DT) \quad DT < t \leq T \quad (3.6)$$

## Dimensionamento

Ricordando le specifiche in tabella 2.4 e avendo presente la formula 3.2 si ricava il duty cycle  $D = 0.83$ . I componenti da dimensionare per la realizzazione di questo circuito sono

sostanzialmente due: l'induttore e il condensatore.

Per il diodo, benchè uno qualsiasi a giunzione  $pn$  funzioni, si consiglia di usarne uno di tipo *Schottky*. Quest'ultimo, oltre ad avere tempi di recupero ridotti tra polarizzazione diretta e inversa, ha una ridotta  $V_\gamma$ . Ciò significa che in uscita si avrà una tensione più vicina a quella di progetto e una dissipazione di energia ridotta, portando a una maggiore efficienza.

Per quel che concerne l'induttore, dall'equazione 3.6, si può ricavare la massima variazione della corrente su di esso come segue

$$\Delta i_L = i_{L_{max}} - i_{L_{min}} = i_L(DT) - i_L(T) = \frac{V_O(1-D)}{L f_s} \quad (3.7)$$

con  $T = \frac{1}{f_s}$ . La corrente d'uscita in modalità Boundary, cioè al confine tra CCM e DCM, sarà il valor medio della corrente sull'induttore, dunque

$$I_O = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_O(1-D)}{2 L f_s} \quad (3.8)$$

Invertendo tale formula ricaviamo la minima induttanza richiesta per il corretto funzionamento del circuito

$$L_{min} = \frac{V_O(1-D)}{2 I_O f_s} \quad (3.9)$$

Il *ripple* della tensione in uscita, cioè l'oscillazione di  $V_O$  attorno al valore nominale, sarà influenzato dal dimensionamento della capacità  $C$  del condensatore. Esistono vari modelli per simulare il comportamento reale del condensatore, più o meno accurati, in base alla complessità che essi raggiungono. Per questo progetto, sarà utilizzato il modello dato da: un condensatore ideale di capacità uguale a quella reale, in serie a una resistenza  $r_C$ , definita come *ESR* (*Equivalent Series Resistance*). È possibile calcolare il ripple dell'uscita grazie alla 3.7 e alla formula approssimata 3.10 [4]

$$V_{ripple} = \frac{\Delta i_L}{8 C f_s} + \Delta i_L r_c \quad (3.10)$$

Invertendo quindi la 3.10, si può calcolare la capacità minima richiesta come segue

$$C_{min} = \frac{\Delta i_L}{8 f_s (V_{ripple} - \Delta i_L r_C)} \quad (3.11)$$

## Gate driver

La topologia di figura 3.2 ha una problematica da non sottovalutare, ovvero il “driving” del pin di gate. Va notato che la  $V_{gs}$  è la tensione tra gate e source del MOSFET, quindi

il segnale sul gate deve essere riferito al source che, essendo l'uscita del convertitore del circuito, non si trova a  $0\text{ V}$  rispetto all'alimentazione. Quindi per comandare correttamente il MOSFET esistono due soluzioni: cambiare configurazione, usandone una alternativa che permette di fare il driving con il source a massa, oppure utilizzare un circuito ad hoc, tramite l'utilizzo di un *p-MOS*, un *BJT* e due resistenze, come mostrato in figura 3.5. Quest'ultima soluzione, pur introducendo un'inefficienza non trascurabile, è la più semplice da implementare ed è quella che verrà utilizzata nelle simulazioni.

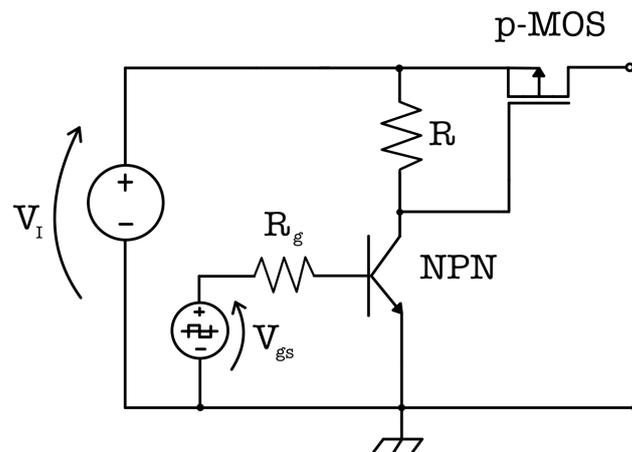


Figura 3.5: Circuito di comando dello switch del convertitore Buck

### 3.3 Tapped inductor buck converter

Una variante interessante del convertitore buck è creata grazie a quello che in inglese viene chiamato *tapped inductor*, cioè un induttore che oltre ad avere i suoi due classici reofori, ne ha un terzo che permette l'accesso a un punto predeterminato della sua induttanza. Nella pratica sono formati grazie a due fili di conduttore, che hanno un'estremità in comune, avvolti sullo stesso nucleo ferromagnetico.

#### Configurazioni

Esistono tre possibili configurazioni: *Common-Diode*, *Common-Switch* e *Watkins-Johnson (Common-Source)*, mostrate in figura 3.6 [3]

Il vantaggio di queste varianti è dato dal fatto che rendono *non lineare* la funzione di trasferimento del circuito. Questo permette di avere tensioni di uscita più alte o più basse a

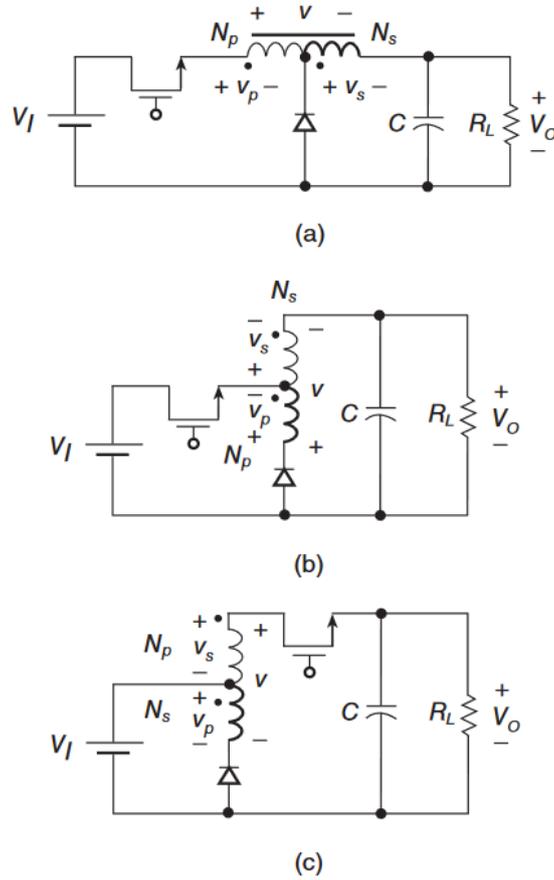


Figura 3.6: Configurazioni dei convertitori *tapped inductor*: a) Common-Diode, b) Common-Switch, c) Watkins-Johnson

parità di duty cycle, ciò è utile perché per duty cycle prossimi allo 0 o all'1, il convertitore buck tende a discostarsi dalle formule canoniche, introducendo problematiche dovute alla non idealità dei componenti.

Definito il parametro  $n$  come segue [3]

$$n = \frac{N_P}{N_S} + 1 \quad (3.12)$$

con  $N_P$  e  $N_S$  il numero degli avvolgimenti rispettivamente del primo induttore e del secondo induttore, si introducano le funzioni descrittive del funzionamento delle varianti.

Per il Common-Diode si avrà

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{D}{D + n(1 - D)} \quad (3.13)$$

Per il Common-Source si avrà

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{D}{D + \frac{(1-D)}{n}} \quad (3.14)$$

Per il Watkins-Johnson si avrà

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{Dn - 1}{D(n - 1)} \quad (3.15)$$

In figura 3.7 è riportato il grafico delle suddette equazioni, con  $n = 5$ , più quella del convertitore buck standard.

Come si può notare grazie alla linea nera, a parità di  $V_O/V_I$ , il duty cycle necessario varia da configurazione a configurazione.

All'aumentare del parametro  $n$ , le curve tendono a schiacciarsi verso i lati del quadrato  $1 \times 1$  nel piano cartesiano, invece abbassandolo, le curve tendono a schiacciarsi verso la funzione lineare del buck classico.

## Dimensionamento

Ricordando la tabella 2.4 e osservando il grafico di figura 3.7 si può assumere  $D = 0.5$  in configurazione a Common-switch. È stato selezionato  $n = 5$  e la configurazione a Common-switch perché, a parità di  $V_O/V_I$ , rappresenta il duty cycle più “centrale” tra le

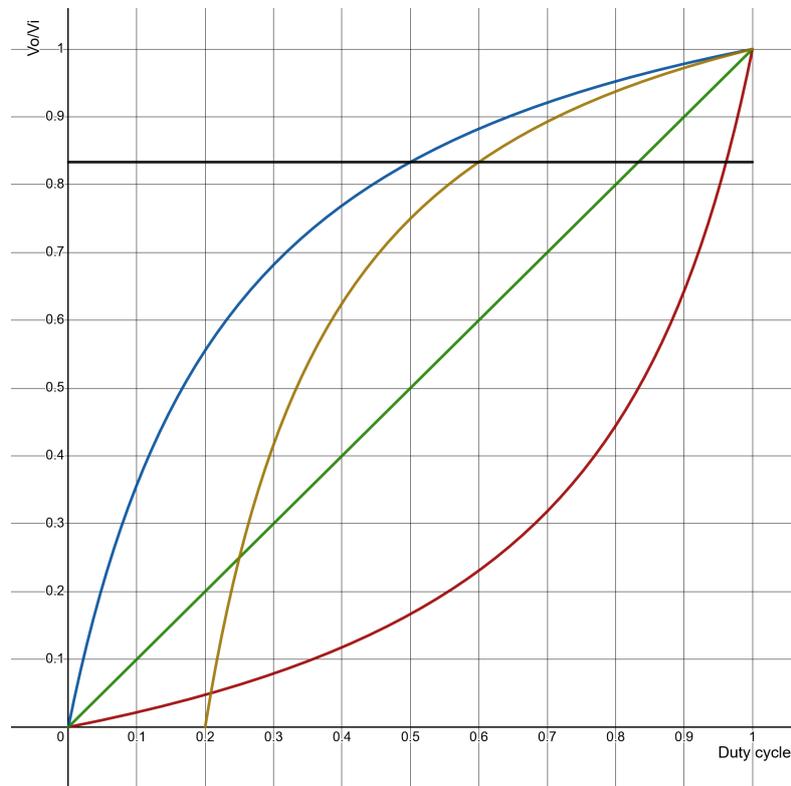


Figura 3.7: Grafico di  $V_O/V_I$  rispetto a  $D$ , con  $n = 5$ . In verde il buck standard, in rosso il Common-diode, in blu il Common-switch, in giallo il Watkins-Johnson. La linea nera indica  $V_O/V_I = 0.83$ .

tre configurazioni disponibili.

Per la scelta del diodo e della capacità, valgono le medesime considerazioni precedentemente effettuate per il buck. Per l'induttanza  $L$ , si dimensiona come nel buck secondo la formula 3.9, tuttavia, il valore trovato è l'induttanza di magnetizzazione  $L_m$ . Quindi avendo presente l'equazione 3.16 [3]

$$L_m = \left( \frac{L_S}{L_P + L_S} \right)^2 \cdot (L_P + L_S) \quad (3.16)$$

e tenendo conto dell'equazione proveniente dalla letteratura elettrotecnica

$$\frac{L_P}{L_S} = \left( \frac{N_P}{N_S} \right)^2 \quad (3.17)$$

che grazie alla 3.12 diventa

$$\frac{L_P}{L_S} = (n - 1)^2 \quad (3.18)$$

si può creare un sistema lineare a due equazioni e due incognite 3.19

$$\begin{cases} \frac{L_P}{L_S} = (n - 1)^2 \\ L_m = \left( \frac{L_S}{L_P + L_S} \right)^2 \cdot (L_P + L_S) \end{cases} \quad (3.19)$$

Risolvendo tale sistema, si possono calcolare le induttanze del primario e del secondario dell'induttore tapped.

## 3.4 Flyback converter

Il convertitore *Flyback* è il primo convertitore *isolated* che verrà analizzato. Fa parte della famiglia dei buck-boost, ciò significa che permette di avere, sia una tensione più alta, sia una tensione più bassa rispetto all'ingresso. Lo schema base è mostrato in figura 3.8.

### Trasformatore

Il trasformatore è un dispositivo formato da due avvolgimenti accoppiati, chiamati rispettivamente avvolgimento *primario* e avvolgimento *secondario* con i pedici  $P$  ed  $S$ . Grazie a un nucleo ferromagnetico, il trasformatore consente di non avere *continuità elettrica* tra ingresso ed uscita; ciò lo rende un dispositivo isolato. Se il trasformatore è *non invertente*, la corrente o la tensione in uscita, saranno trasformate rispetto all'ingresso secondo le relazioni

$$v_P = N_P \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.20)$$

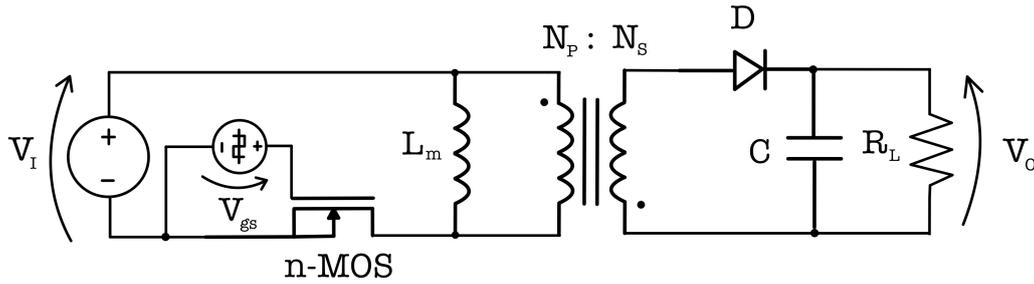


Figura 3.8: Schema base del Flyback converter

$$v_S = N_S \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.21)$$

altrimenti se è *invertente*

$$v_S = -N_S \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.22)$$

Si definisca

$$n = \frac{N_P}{N_S} \quad (3.23)$$

Le suddette equazioni valgono, sia per il trasformatore ideale, sia per quello reale, con la differenza che quello reale, in parallelo all'induttanza del primario, ha una induttanza  $L_m$  definita *induttanza di magnetizzazione*. Questa  $L_m$  tiene conto dell'energia che il trasformatore reale immagazzina sotto forma di campo magnetico.

## Principio di funzionamento

L'isolamento è ottenuto grazie all'introduzione del trasformatore, al posto della semplice induttanza. Ciò permette di mantenere l'uscita *isolata* dall'ingresso, determinando quindi, l'importante caratteristica di sicurezza.

Quando lo switch è acceso, sul primario passa una corrente che tenderebbe a generare a sua volta una corrente sul secondario. Dato che il secondario è in inversione di fase rispetto al primario, il diodo è in polarizzazione inversa, determinando un circuito aperto ai suoi capi. Di conseguenza l'energia che il secondario vorrebbe, ma non può erogare, viene immagazzinata sotto forma di campo magnetico nel nucleo di accoppiamento. Quando lo switch viene spento, sul primario si ha un'inversione di polarità, che in egual modo determina un'inversione sul secondario. Ciò permette al diodo di essere polarizzato in diretta e quindi essere considerato come un corto circuito. Conseguentemente il campo magnetico, precedentemente generato, consente l'erogazione di potenza al carico.

## Dimensionamento

Il dimensionamento parte dalla funzione di trasferimento del convertitore flyback [3]

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{D}{n(1-D)} \quad (3.24)$$

dove  $n$  è il parametro definito nell'equazione 3.23.

In figura 3.9 si possono vedere i grafici dell'equazione 3.24 al variare del parametro  $n$ .

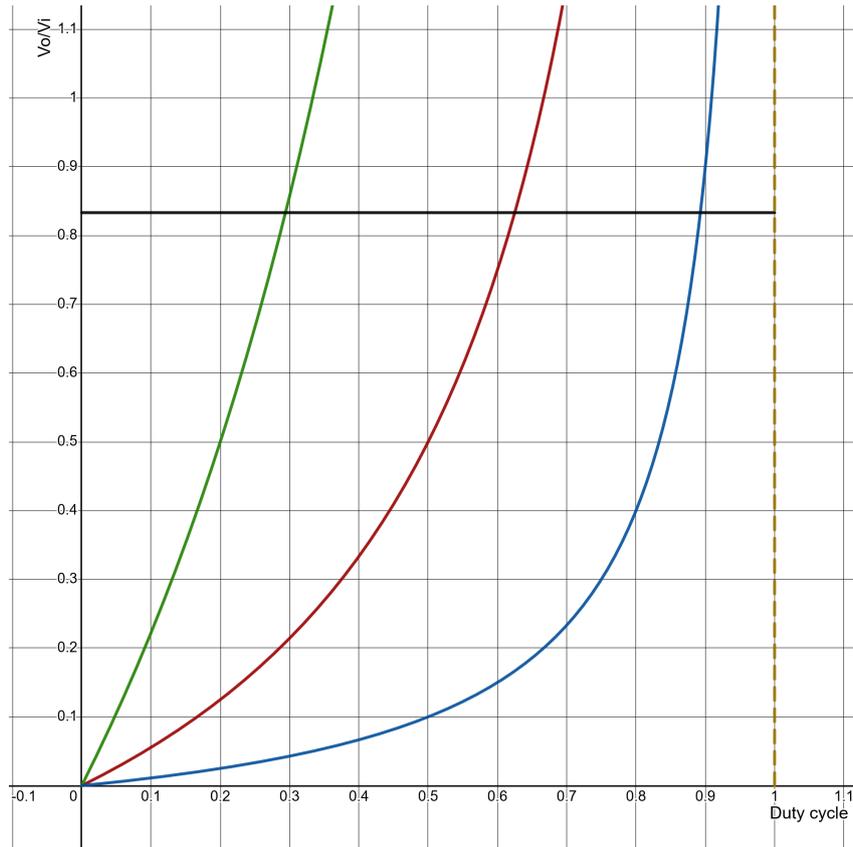


Figura 3.9: Grafici della funzione  $V_O/V_I$  rispetto al duty cycle  $D$  del flyback, con tre diversi valori di  $n$ : in verde  $n = 0.5$ , in rosso  $n = 2$ , in blu  $n = 10$ . La linea nera rappresenta  $V_O/V_I = 0.83$ . La linea tratteggiata rappresenta l'asintoto delle curve.

Ricordando la tabella 2.4 e guardando il grafico di figura 3.9 si può selezionare  $n = 2$  e così calcolare il duty cycle  $D = 0.625$ . È stato selezionato  $n = 2$  perché, a parità di  $V_O/V_I$ , ha il grafico col duty cycle più “centrale” di tutti.

Ora è possibile conoscere la minima induttanza di magnetizzazione  $L_m$ , che sarà quindi l'induttanza del primario, come

$$L_P = L_{m_{min}} = \frac{n^2 V_O (1-D)}{2 f_s I_O} \quad (3.25)$$

Dall'equazione 3.17 possiamo trovare l'induttanza del secondario come

$$L_S = \frac{L_m}{n^2} \quad (3.26)$$

Il ripple della tensione di uscita, definito come  $\Delta V_O$ , risulta dalla formula [3]

$$V_{ripple} = \frac{I_O \cdot D}{C \cdot f_s} \quad (3.27)$$

Invertendo la formula 3.27 si trova la capacità minima per avere un determinato ripple in uscita

$$C_{min} = \frac{I_O \cdot D}{V_{ripple} \cdot f_s} \quad (3.28)$$

Un importante vantaggio di questo circuito è dato dal fatto che, grazie all'aggiunta di circuiti simili al ramo del secondario, si possono ottenere altrettante tensioni di uscita. Ciò è possibile grazie al differente numero di avvolgimenti che un ipotetico altro circuito secondario potrebbe avere. Sono ottenibili persino tensioni negative, grazie all'inversione di fase dell'avvolgimento e al ribaltamento del diodo.

## 3.5 Forward converter

Un altro convertitore isolato di largo utilizzo è il *forward converter*. La configurazione base è mostrata in figura 3.10.

### Principio di funzionamento

La peculiarità di questo convertitore è data dal fatto che esso funziona grazie all'accoppiamento di tre induttanze chiamate avvolgimento *primario* ( $P$ ), avvolgimento *secondario* ( $S$ ) e avvolgimento *terziario* ( $T$ ).

Quando il MOSFET è acceso, sia l'avvolgimento primario che l'induttanza  $L_m$ , sono percorse da corrente. Il secondario, in accordo di fase al primario, polarizzerà direttamente il diodo  $D_1$ , caricando il condensatore e facendo arrivare potenza al carico. In questo frangente sia  $D_2$  che  $D_3$  sono interdetti.

Nel momento in cui il MOSFET si spegne,  $D_1$  si spegne con lui, mentre i diodi  $D_2$  e  $D_3$  entrano in conduzione.  $D_2$  consente di erogare potenza al carico prendendo energia dal condensatore precedentemente caricato, mentre  $D_3$  consente di scaricare l'energia

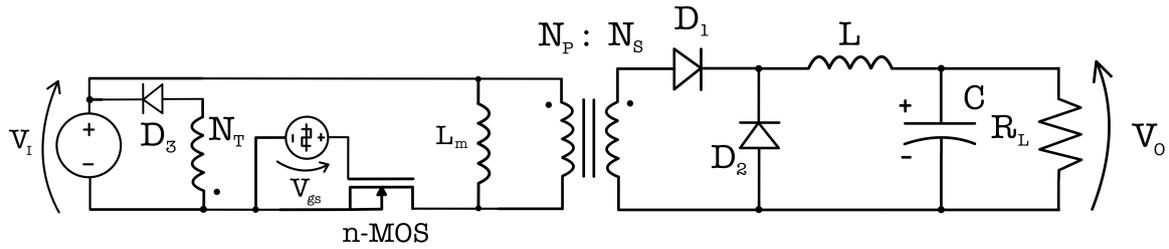


Figura 3.10: Schema base del forward converter

immagazzinata nel nucleo ferromagnetico, non dissipandola, ma bensì restituendola alla sorgente, in maniera tale da aumentare l'efficienza. Ciò accade fino a che l'energia contenuta nel nucleo diminuisce a tal punto da spegnere  $D_3$ . Così rimane solo  $D_2$  che, ancora polarizzato direttamente, continua a sostenere il carico. Questo intervallo di tempo necessario affinché il nucleo si scarichi è molto importante, se non venisse rispettato, porterebbe alla rottura del circuito. Difatti questo circuito ha un duty cycle massimo che verrà opportunamente calcolato nel paragrafo successivo. Infine, appena il MOSFET si riaccende, tutto il ciclo può ripartire.

## Dimensionamento

Si definiscano  $N_P$ ,  $N_S$  e  $N_T$  il numero di avvolgimenti rispettivamente del primario, del secondario e del terziario. Si determini il massimo duty cycle ammissibile secondo la formula [3]

$$D_{max} = \frac{\frac{N_P}{N_T}}{1 + \frac{N_P}{N_T}} \quad (3.29)$$

La relazione tra la tensione di uscita, quella di ingresso e il duty cycle del forward, è data dalla seguente formula [3]

$$\frac{V_O}{V_I} = D \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (3.30)$$

Osservando il grafico 3.11 e ricordando la tabella 2.4, si prenda in considerazione la retta rossa. Tale configurazione, in accordo alla formula 3.29, avrà un duty cycle massimo pari a  $D_{max} = 0.6$ . Conseguentemente possiamo calcolare il duty cycle necessario come  $D = 0.5$ . Saranno da dimensionare l'induttanza di  $L$ , di  $L_m$ , quella dei tre avvolgimenti e la capacità  $C$ , che influenzerà il ripple della tensione di uscita.

La minima induttanza  $L$  si calcola come per il buck secondo la formula 3.9. La minima induttanza di magnetizzazione  $L_m$ , non che induttanza del primario  $L_P$ , si calcola

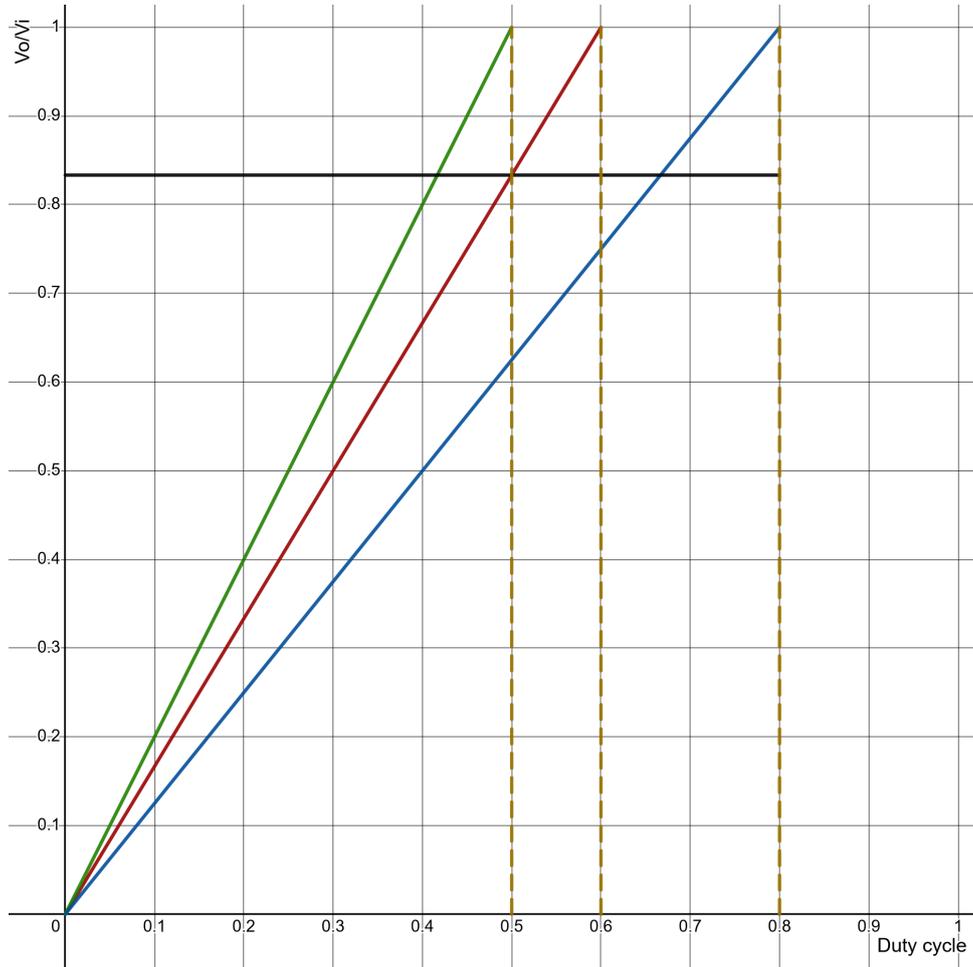


Figura 3.11: Grafici di  $V_O/V_I$  rispetto a  $D$  per il forward converter. In rosso  $N_P = 3$ ,  $N_S = 5$ ,  $N_T = 2$ ; in verde  $N_P = 1$ ,  $N_S = 2$ ,  $N_T = 1$  e in blu  $N_P = 4$ ,  $N_S = 5$ ,  $N_T = 1$ . Le linee tratteggiate indicano il duty cycle massimo raggiungibile dalla configurazione. La linea nera indica il valore della specifica in tabella 2.4

secondo la formula [3]

$$L_P = L_{m_{min}} = \frac{D \cdot V_I}{f_s \cdot I_O} \quad (3.31)$$

Ne consegue che, grazie alla equazione 3.17 e al rapporto degli avvolgimenti scelti dal grafico 3.11, possiamo ricavare il valore delle singole induttanze degli avvolgimenti come

$$L_S = \frac{25}{9} \cdot L_P \quad (3.32)$$

$$L_T = \frac{4}{9} \cdot L_P \quad (3.33)$$

Per quanto riguarda la capacità possiamo trovarla invertendo la formula 3.34 [3]

$$V_{ripple} = \frac{V_O (1 - D)}{8 f_s^2 L C} \quad (3.34)$$

Quindi la capacità C minima richiesta è pari a

$$C_{min} = \frac{V_O (1 - D)}{8 f_s^2 L V_{ripple}} \quad (3.35)$$

# Capitolo 4

## Simulazioni

In questo capitolo, grazie all'utilizzo di *LTSpice*, verranno simulati e analizzati i circuiti precedentemente studiati. Di seguito, in tabella 4.1, vengono forniti i target comuni a tutte le simulazioni.

	$V_I$	$V_O$	$f_s$	$\Delta V_O$	$R_L$
Ideale	12 V	10 V	100 kHz	1%	7134 $\Omega$
Reale	12 V	10 V	100 kHz	1%	7.15 k $\Omega$

Tabella 4.1: Specifiche relative a tutte le simulazioni

### 4.1 Buck converter

<b>Buck</b>	<b>L</b>	<b>C</b>
Ideale	6.07 mH	35 nF
Reale	6.8 mH	0.1 $\mu$ F

Tabella 4.2: Valori di dimensionamento per il convertitore buck

In tabella 4.2 sono riportati i valori di  $L$  e  $C$  ottenuti seguendo le equazioni 3.9 e 3.11. Questi sono rispettivamente l'induttanza e la capacità minime e sono stati selezionati i valori standard più vicine ad esse. La capacità si discosta dal valore ideale perché il minimo valore standard per un condensatore elettrolitico è, per l'appunto, 0.1  $\mu$ F.

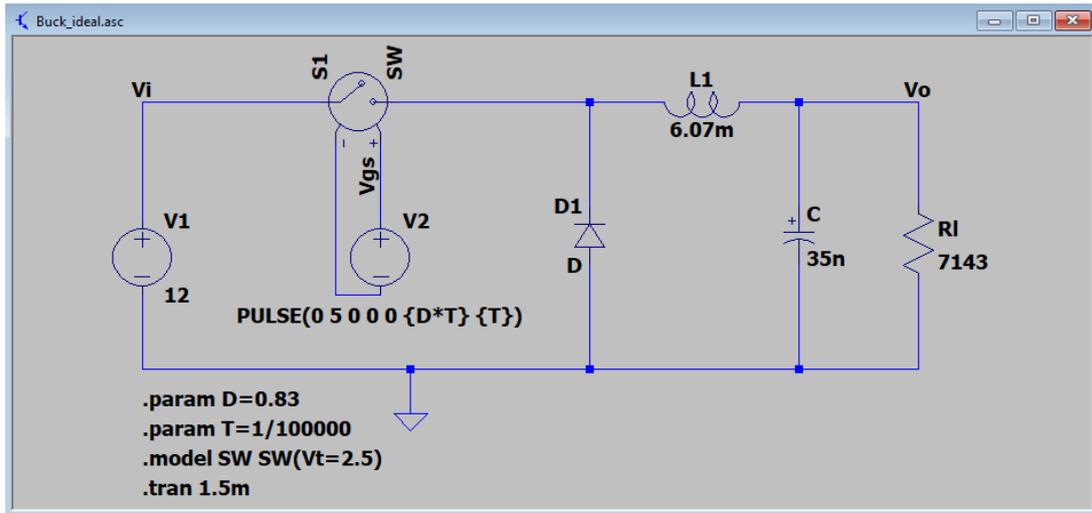


Figura 4.1: Schematico del convertitore buck ideale

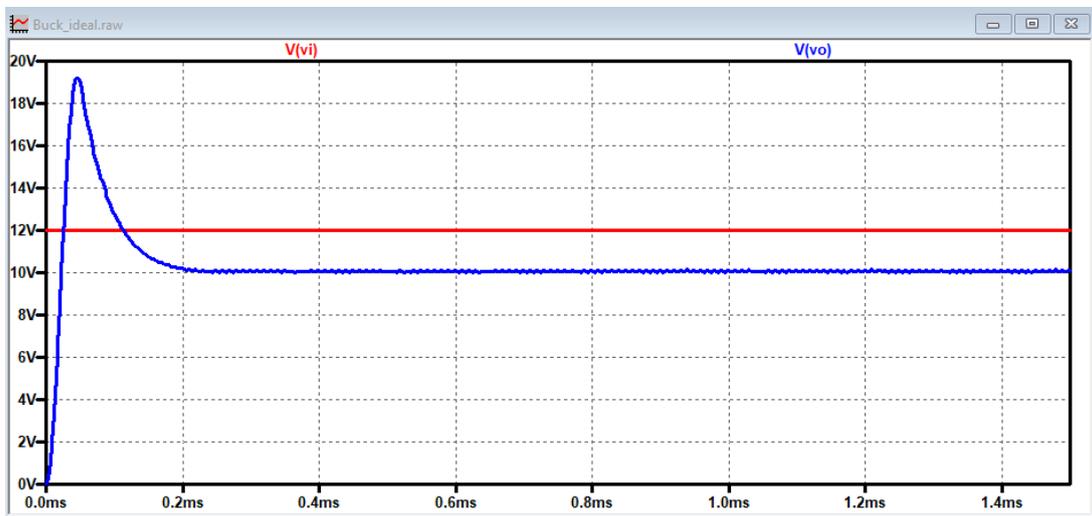


Figura 4.2: Andamento della tensione di ingresso e di uscita del convertitore buck ideale

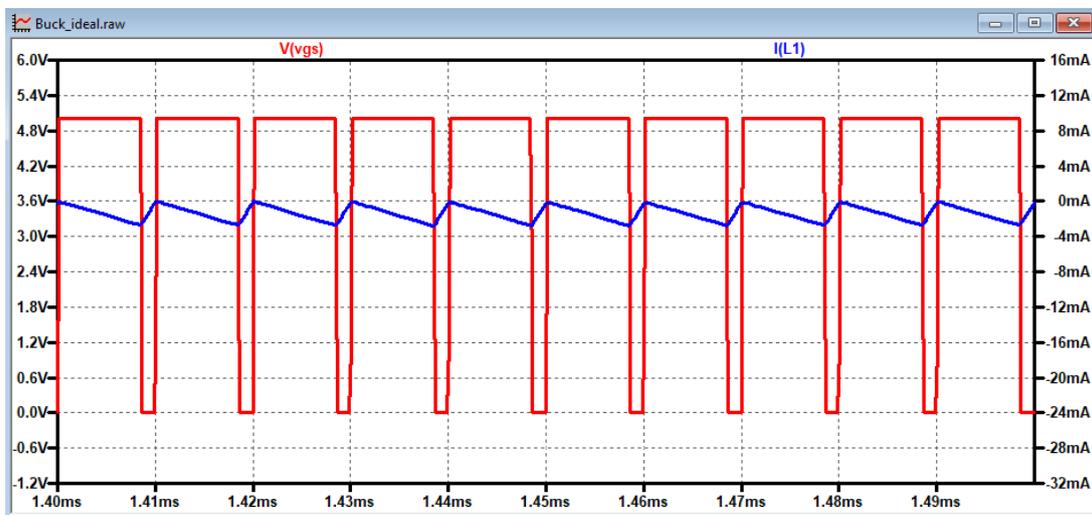


Figura 4.3: Andamento della tensione di comando e della corrente sull'induttore nel convertitore buck ideale

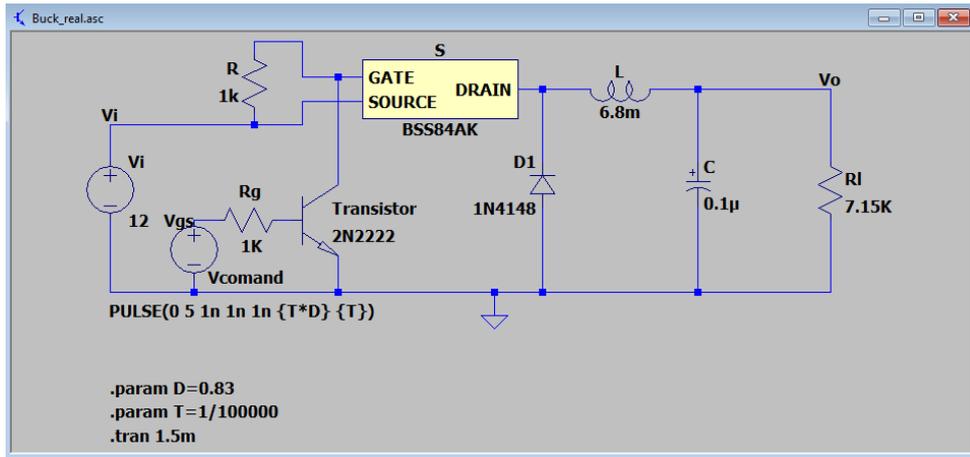


Figura 4.4: Schematico del convertitore buck reale

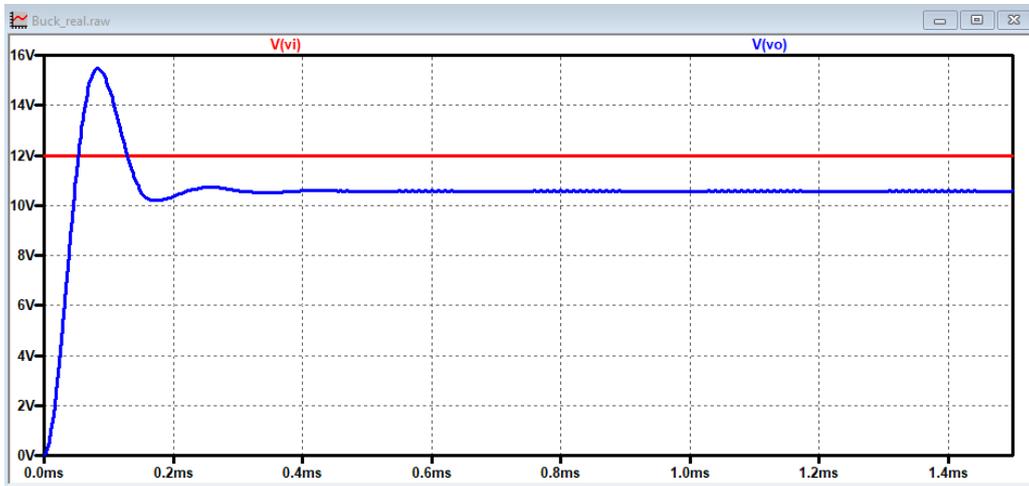


Figura 4.5: Andamento della tensione di ingresso e uscita del convertitore buck reale

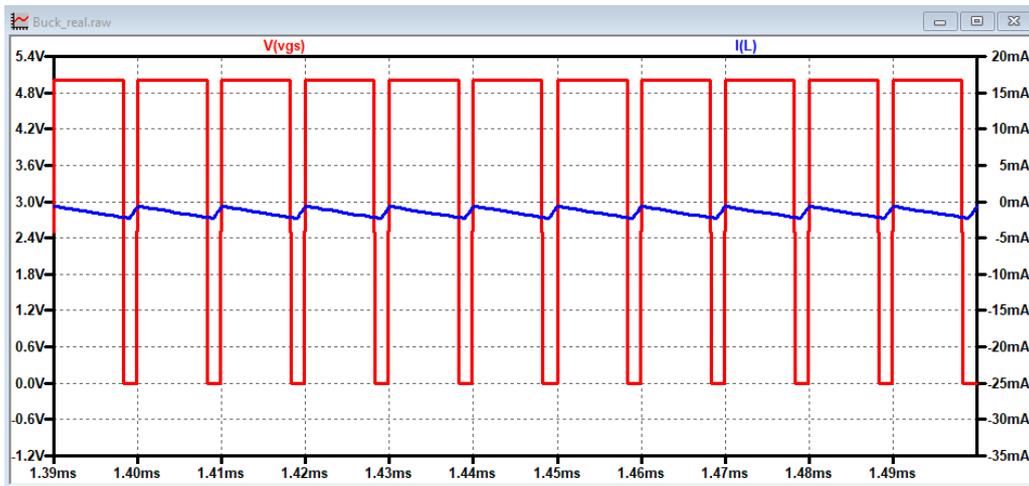


Figura 4.6: Andamento della tensione di comando e della corrente sull'induttore nel convertitore buck reale

Questa configurazione, avrà un'efficienza reale molto diversa da quella ideale. Ciò è dovuto dal circuito che comanda il p-MOS. Quando il transistor NPN è acceso, la sorgente è connessa a massa tramite una resistenza. Aumentando il valore della resistenza si interviene direttamente sull'efficienza, rischiando però che il circuito non funzioni bene. Questo nasce dal fatto che, se la resistenza è troppo alta, soprattutto per duty cycle vicini a 1, il gate del p-MOS non ha sufficiente tempo per scaricarsi. Ciò implica il MOSFET che resterà acceso più a lungo e non seguirà più le formule canoniche descritte nel capitolo 3.

	$P_{IN}$	$P_{OUT}$	$\eta$
<b>Ideale</b>	16.997 mW	15.316 mW	90%
<b>Reale</b>	151.2 mW	15.901 mW	10.5%

Tabella 4.3: Caratteristiche principali del convertitore buck

## 4.2 Tapped inductor buck converter

<b>Tapped-buck</b>	$L_P$	$L_S$	$C$
Ideale	1.62 H	101 mH	35 nC
Reale	1.7 H	100 mH	0.1 $\mu F$

Tabella 4.4: Valori di dimensionamento per il convertitore tapped buck

In tabella 4.4 sono riportati i valori di  $L$  e  $C$  ottenuti seguendo le equazioni 3.9 e 3.11. Questi sono rispettivamente l'induttanza e la capacità minime e sono stati selezionati i valori standard più vicine ad esse. La capacità si discosta dal valore ideale perché il minimo valore standard per un condensatore elettrolitico è, per l'appunto, 0.1  $\mu F$ . Per l'efficienza di questo circuito, valgono considerazioni simili a quelle precedentemente fatte per il convertitore buck.

	<b>Ideale</b>	<b>Reale</b>
$P_{IN}$	15.025 mW	55.599 mW
$P_{OUT}$	14.696 mW	13.978 mW
$\eta$	97.8%	25%

Tabella 4.5: Caratteristiche principali del convertitore tapped buck

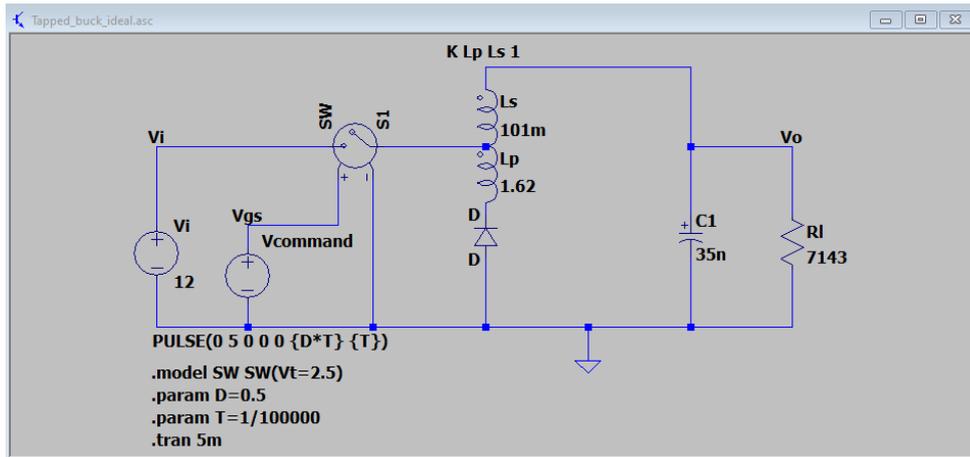


Figura 4.7: Schematico del convertitore tapped buck ideale

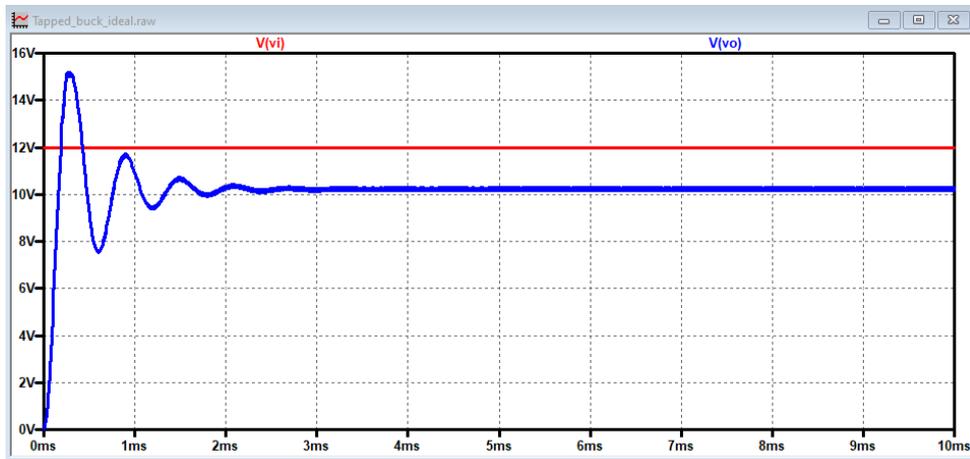


Figura 4.8: Andamento della tensione di ingresso e di uscita del convertitore tapped buck ideale

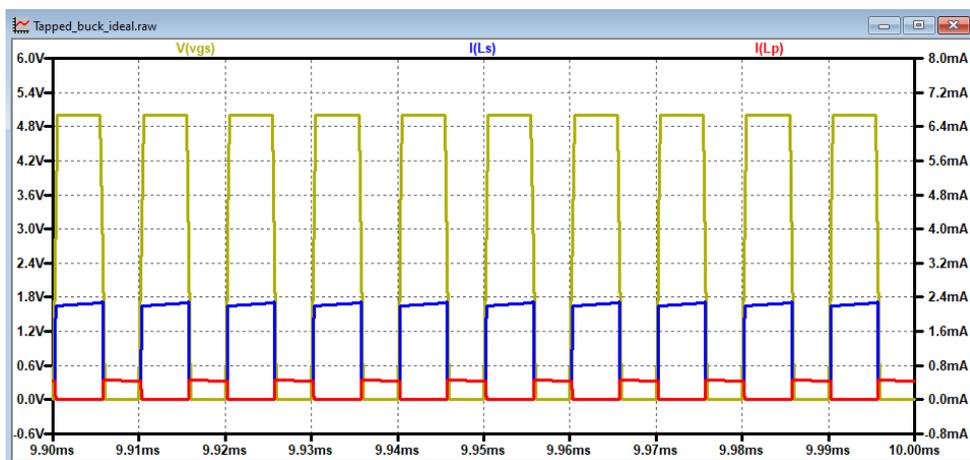


Figura 4.9: Andamento della tensione di comando e delle correnti sugli induttori nel convertitore tapped buck ideale

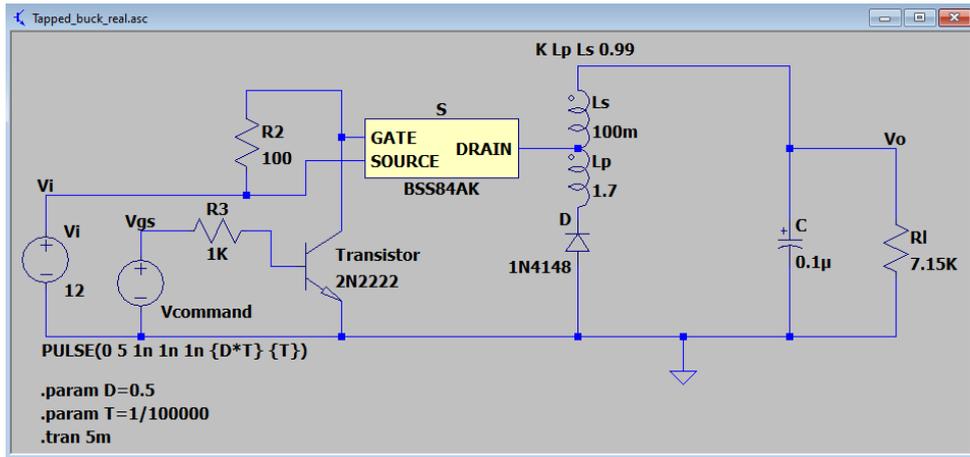


Figura 4.10: Schematico del convertitore tapped buck reale

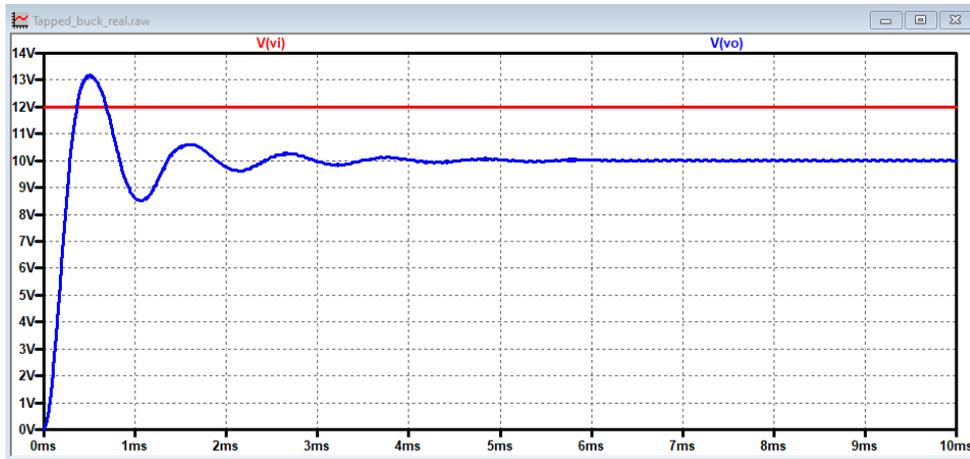


Figura 4.11: Andamento della tensione di ingresso e di uscita del convertitore tapped buck reale

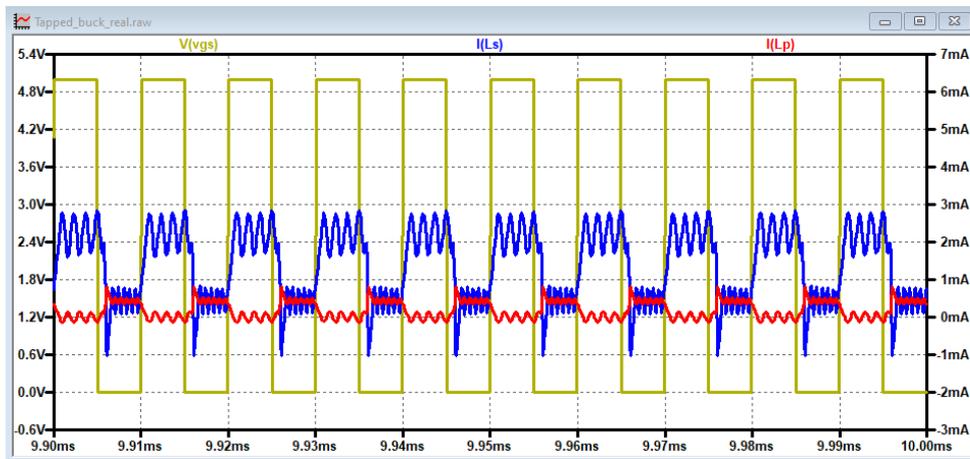


Figura 4.12: Andamento della tensione di comando e delle correnti sugli induttori nel convertitore tapped buck reale

### 4.3 Flyback converter

<b>Flyback</b>	<b><math>L_P</math></b>	<b><math>L_S</math></b>	<b><math>C</math></b>
Ideale	$53.6\text{ mH}$	$13.4\text{ mH}$	$87.5\text{ nC}$
Reale	$56\text{ mH}$	$15\text{ mH}$	$0.1\text{ }\mu\text{F}$

Tabella 4.6: Valori di dimensionamento per il convertitore flyback

In tabella 4.6 sono riportati i valori di  $L_P$ ,  $L_S$  e  $C$  ottenuti seguendo le equazioni 3.25, 3.26 e 3.28. Questi sono rispettivamente le induttanze e la capacità minime e sono stati selezionati i valori standard più vicine ad esse.

	<b>Ideale</b>	<b>Reale</b>
<b><math>P_{IN}</math></b>	$20.132\text{ mW}$	$15.327\text{ mW}$
<b><math>P_{OUT}</math></b>	$18.35\text{ mW}$	$12.768\text{ mW}$
$\eta$	91%	83.3%

Tabella 4.7: Caratteristiche principali del convertitore flyback

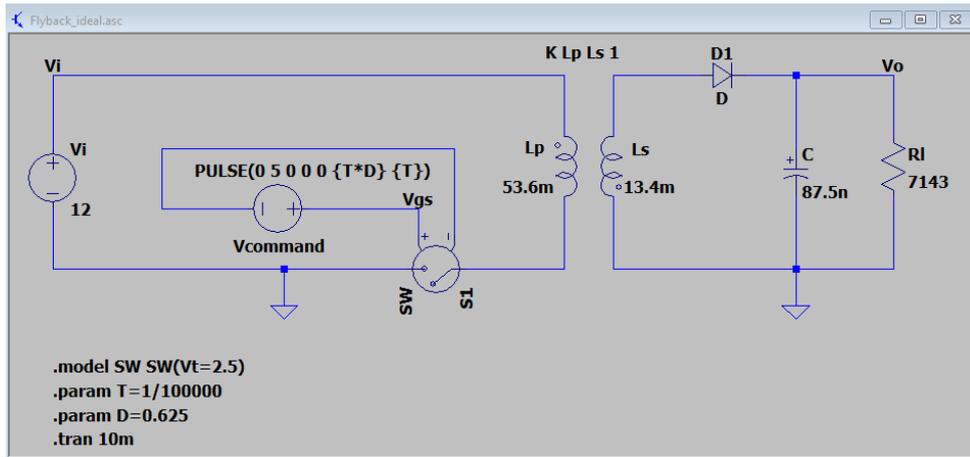


Figura 4.13: Schematico del convertitore flyback ideale

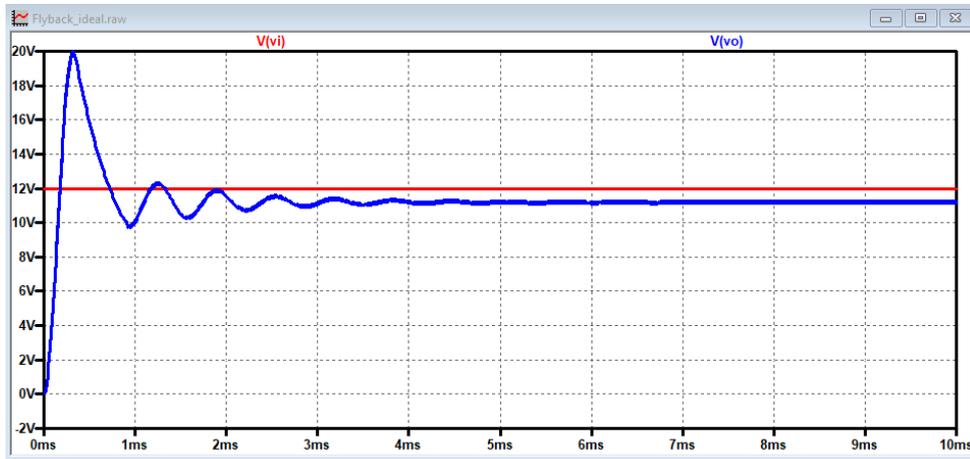


Figura 4.14: Andamento della tensione di ingresso e di uscita del convertitore flyback ideale

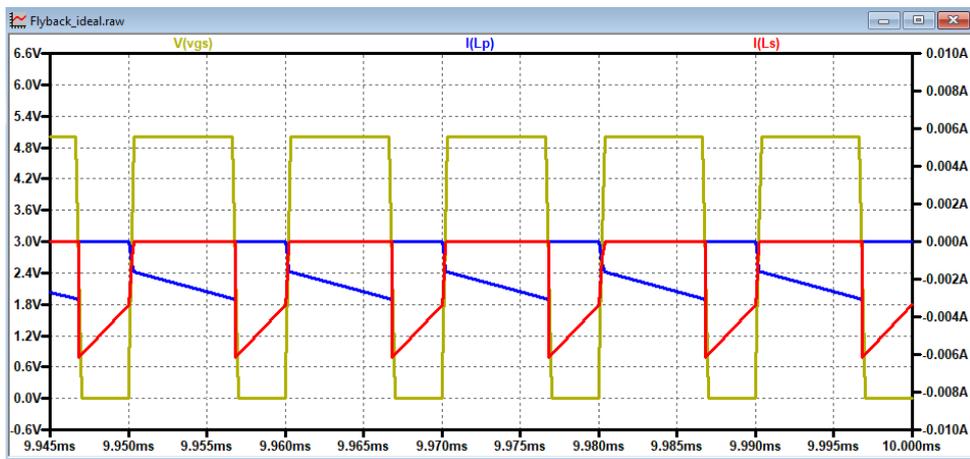


Figura 4.15: Andamento della tensione di comando e delle correnti sugli induttori nel convertitore flyback ideale

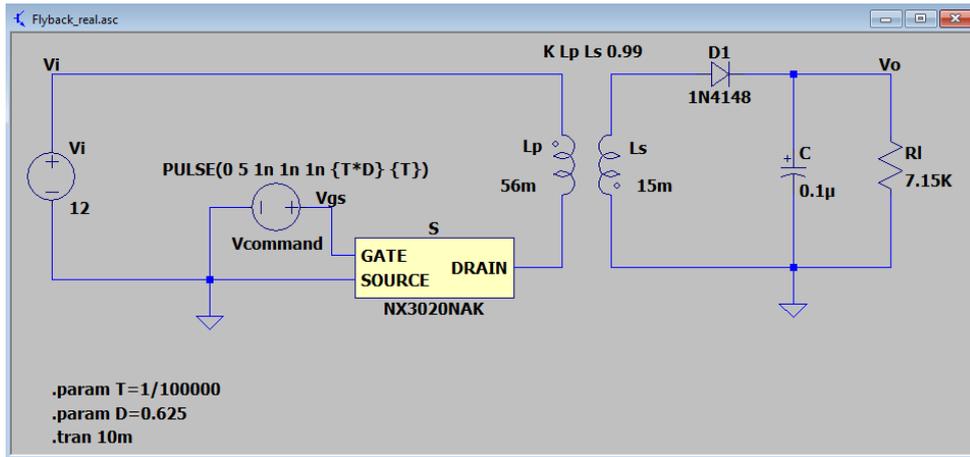


Figura 4.16: Schematico del convertitore flyback reale

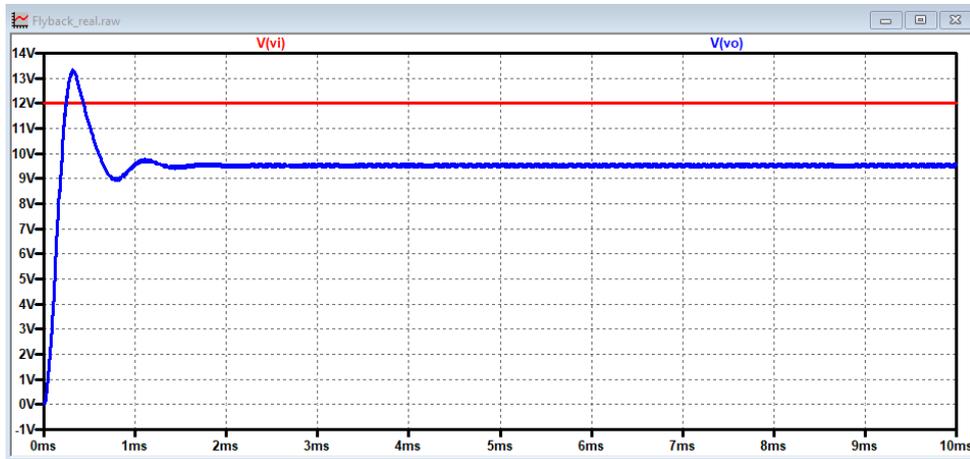


Figura 4.17: Andamento della tensione di ingresso e di uscita del convertitore flyback reale

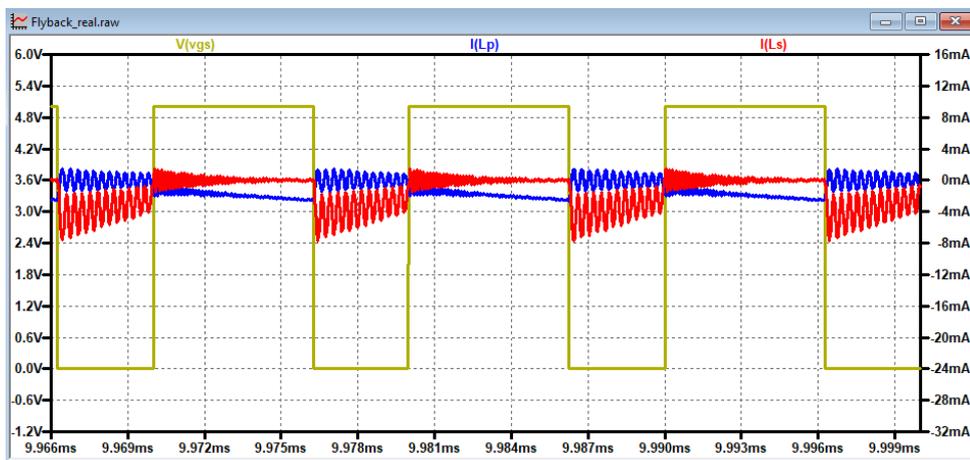


Figura 4.18: Andamento della tensione di comando e delle correnti sugli induttori nel convertitore flyback reale

## 4.4 Forward converter

<b>Forward</b>	<b>L<sub>P</sub></b>	<b>L<sub>S</sub></b>	<b>L<sub>T</sub></b>	<b>L</b>	<b>C</b>
Ideale	<i>43 mH</i>	<i>120 mH</i>	<i>19 mH</i>	<i>18 mH</i>	<i>35 nC</i>
Reale	<i>39 mH</i>	<i>120 mH</i>	<i>22 mH</i>	<i>22 mH</i>	<i>0.1 μF</i>

Tabella 4.8: Valori di dimensionamento per il convertitore forward

In tabella 4.8 sono riportati i valori di  $L_P$ ,  $L_S$ ,  $L_T$ ,  $L$  e  $C$  ottenuti seguendo le equazioni 3.31, 3.32, 3.33, 3.9 e 3.35. Questi sono rispettivamente le induttanze e la capacità minime e sono stati selezionati i valori standard più vicine ad esse. La capacità si discosta dal valore ideale perché il minimo valore standard per un condensatore elettrolitico è, per l'appunto,  $0.1\mu F$ .

	<b>Ideale</b>	<b>Reale</b>
<b>P<sub>IN</sub></b>	<i>17.431 mW</i>	<i>16.8 mW</i>
<b>P<sub>OUT</sub></b>	<i>15.723 mW</i>	<i>13.026 mW</i>
$\eta$	<i>90.2%</i>	<i>77.5%</i>

Tabella 4.9: Caratteristiche principali del convertitore forward

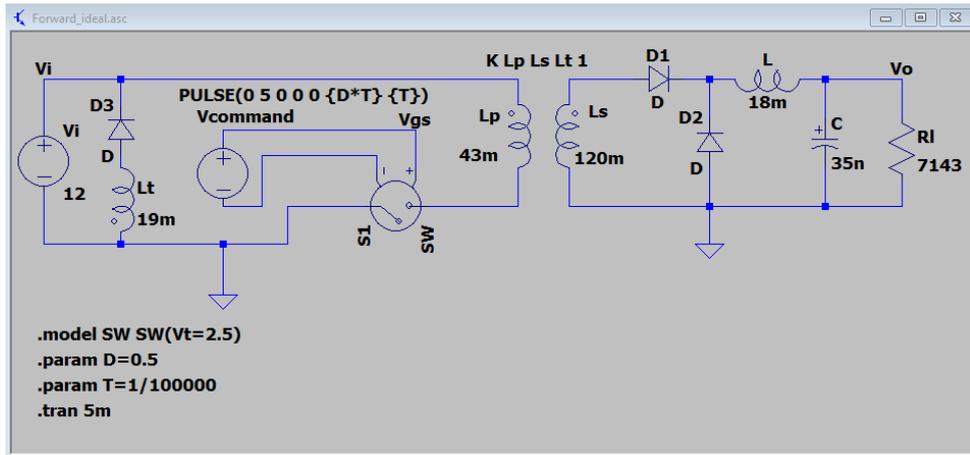


Figura 4.19: Schematico del convertitore forward ideale

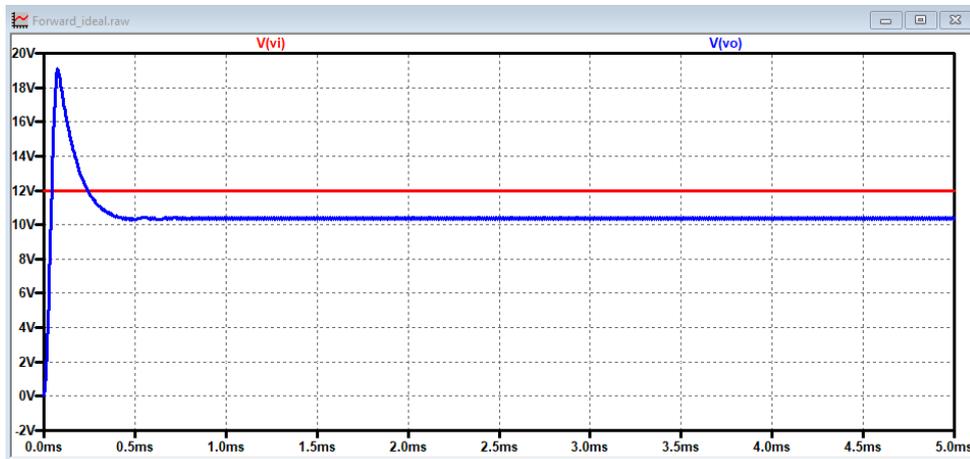


Figura 4.20: Andamento della tensione di ingresso e di uscita del convertitore forward ideale

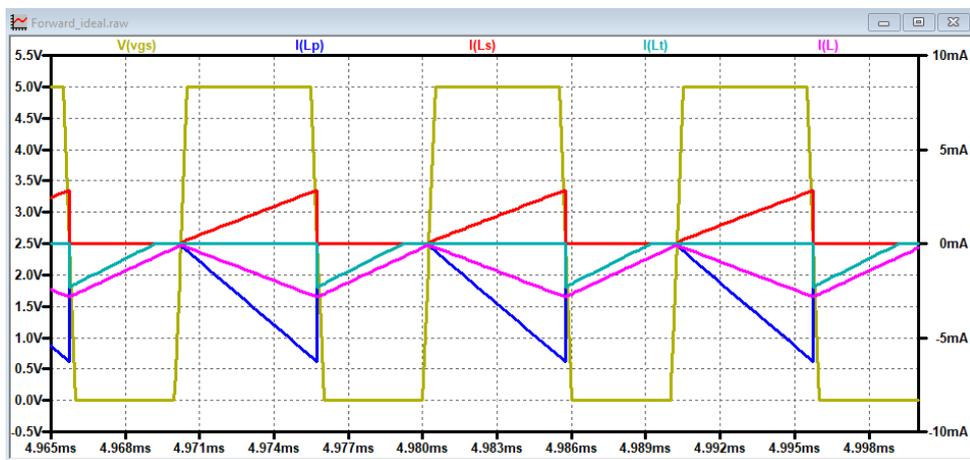


Figura 4.21: Andamento della tensione di comando e delle correnti sugli induttori nel convertitore forward ideale

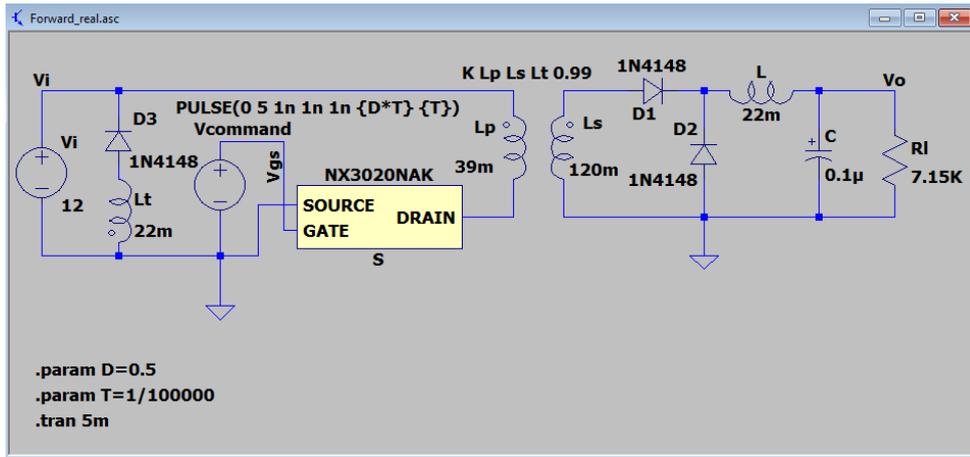


Figura 4.22: Schematico del convertitore forward reale

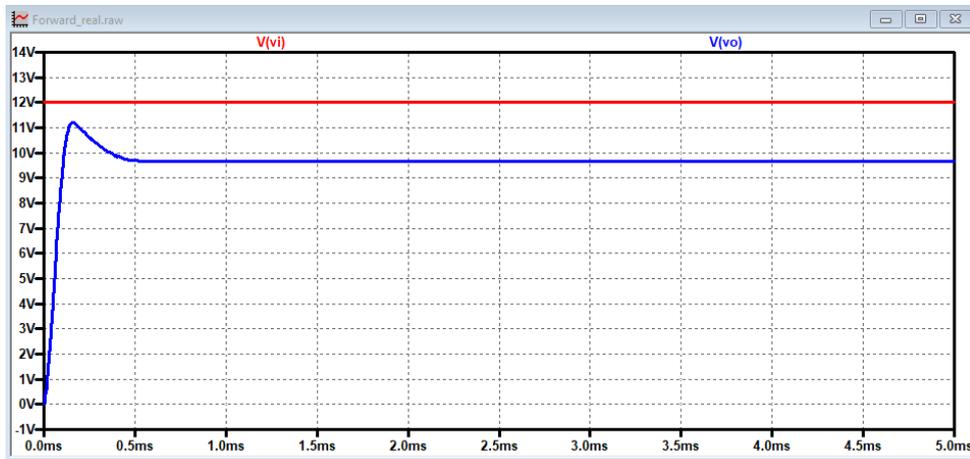


Figura 4.23: Andamento della tensione di ingresso e di uscita del convertitore forward reale

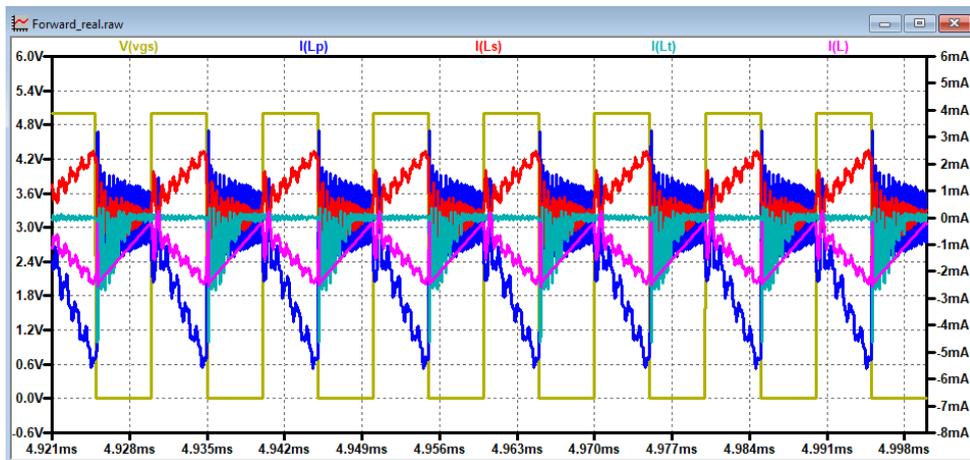


Figura 4.24: Andamento della tensione di comando e delle correnti sugli induttori nel convertitore forward reale

Va ricordato che, al posto dei condensatori elettrolitici, si possono utilizzare anche dei condensatori di altro tipo. Per esempio, in applicazioni di piccola potenza, sono preferibili i condensatori ceramici dato che possiedono una minore ESR rispetto a quelli elettrolitici. Di seguito è riportata una tabella riassuntiva con le efficienze e alcune caratteristiche fondamentali di ogni convertitore simulato. Vengono riportate le induttanze  $L$  e le induttanze di magnetizzazione  $L_m$  per confrontare le dimensioni degli avvolgimenti più ingombranti per ogni circuito.

	$\eta_{ideale}$	$\eta_{reale}$	<b>Induttanza <math>L</math> o <math>L_m</math></b>	<b>Componenti</b>	<b>Isolamento</b>
<b>Buck</b>	90%	10.5%	$6.8\text{ mH}$	7	No
<b>Tapped buck</b>	97.8%	25%	$6.07\text{ mH}$	7	No
<b>Flyback</b>	91%	83.3%	$56\text{ mH}$	4	Sì
<b>Forward</b>	90.2%	77.5%	$39\text{ mH}$	7	Sì

Tabella 4.10: Caratteristiche principali di tutti i convertitori presi in esame

# Capitolo 5

## Conclusioni

Avendo dimensionato tutti i componenti secondo le specifiche di progetto, tutte le configurazioni dei convertitori analizzati sono consone per l'alimentazione di un gate driver per inverter trifase. Alla luce dell'efficienza, della flessibilità circuitale e della relativa semplicità di realizzazione, è stato scelto il convertitore flyback per l'attuazione di questa tesi. Il flyback ha caratteristiche molto valide oltre l'isolamento. Ricordando che è della famiglia dei buck-boost, quindi consente in uscita di avere una tensione sia più bassa sia più alta rispetto a quella di ingresso, permette di avere in uscita diverse tensioni, anche negative, che potrebbero tornare utili in configurazioni di gate driving più avanzate. Per esempio consente di fare il driving dei MOSFET con una tensione positiva, per l'accensione, e una negativa, per lo spegnimento. Questo permette al MOSFET di potenza di lavorare in maniera ottimale a velocità e correnti elevate.

Tutte le configurazioni considerate sono *openloop*, cioè non possiedono un controllo in retroazione, che permette loro di cambiare il duty cycle al variare del carico, in autonomia. Nella pratica è necessario avere questo circuito di controllo, tuttavia, questo esula dallo scopo della tesi. Il lavoro futuro consisterà quindi nell'acquisto di tale circuito integrato, implementato ad una configurazione flyback, che rispecchia tutte le specifiche di progetto date per questa tesi.

# Bibliografia

- [1] STMicroelectronics, *STH200N10WF7-2 - Datasheet*, STMicroelectronics (2021).
- [2] STMicroelectronics, *STGAP2S - Datasheet*, STMicroelectronics (2022).
- [3] Marian K. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC–DC Power Converters*, Dayton, Ohio, USA, Wiley (2016).
- [4] Texas Instruments, *Output Ripple Voltage for Buck Switching Regulator*, Texas Instruments (2014).