

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

*Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria  
Elettronica*

PROGETTO DI UN SISTEMA DI POTENZA  
E CONTROLLO PER POMPA IDRAULICA  
ALIMENTATA A PANNELLI FOTOVOLTAICI

Laureando: Carlo Dall'Alba

Relatore: Ch.mo Prof. Nicola Bianchi  
(Dipartimento Ingegneria Industriale)

9 Dicembre 2014  
Anno Accademico 2014/2015

*Ai miei genitori, per il supporto tecnico e morale  
A Silvia, per la pazienza e l'incoraggiamento  
Ai miei fratelli e amici tutti.*

## Sommario

Questa tesi ha l'obiettivo di progettare e realizzare un convertitore di potenza boost che funge da tramite tra un sistema di pannelli solari e un inverter che serve ad azionare un motore elettrico asincrono trifase. Quest'ultimo aziona una pompa idraulica il cui obiettivo è il pompaggio di acqua in serbatoi sopraelevati.

Nel progetto, oltre che alla realizzazione del convertitore boost, si è provveduto alla progettazione dell'elettronica di supporto al microcontrollore PIC24 della Microchip, utilizzato per il controllo del sistema e per la gestione di un semplice algoritmo MPPT (Maximum Power Point Tracking) necessario per sfruttare al meglio l'energia fornita dai pannelli fotovoltaici.

# Indice

<b>1</b>	<b>Introduzione</b>	<b>1</b>
1.1	Precedenti del progetto . . . . .	1
1.2	Proposta personale e obiettivi . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Specifiche del sistema alimentato dal boost</b>	<b>5</b>
2.1	Pompa idraulica . . . . .	5
2.2	Motore asincrono trifase . . . . .	7
2.3	Inverter . . . . .	9
2.4	Pannelli fotovoltaici . . . . .	12
<b>3</b>	<b>Progettazione del convertitore Boost</b>	<b>18</b>
3.1	Funzionamento continuo (CCM) e discontinuo (DCM) . . . . .	19
3.2	Induttore . . . . .	20
3.3	Condensatori di filtro, switch e diodi . . . . .	28
3.4	UC3842B e controllo del convertitore . . . . .	35
<b>4</b>	<b>Circuiti di alimentazione interna</b>	<b>52</b>
4.1	Alimentazione 20 V . . . . .	52
4.2	Alimentazione 5 V . . . . .	56
4.3	Alimentazione 3,3 V . . . . .	57
<b>5</b>	<b>Microcontrollore PIC24</b>	<b>59</b>
5.1	Frequenza di clock . . . . .	61
5.2	Circuiti per la programmazione . . . . .	61
5.3	Comandi al circuito di boost e all'inverter . . . . .	62
5.4	Misura dei segnali di sistema . . . . .	63
5.5	Interfacce per sviluppi futuri . . . . .	66
<b>6</b>	<b>Test del sistema</b>	<b>69</b>
6.1	Realizzazione del circuito . . . . .	69
6.2	Alimentazioni . . . . .	73

6.3	Frequenza di switching del boost . . . . .	74
6.4	Convertitore boost . . . . .	77
6.5	Inverter e relativo controllo . . . . .	81
6.6	Motore asincrono trifase . . . . .	85
6.7	Pompa idraulica . . . . .	87
<b>7</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>91</b>
<b>A</b>	<b>Codice MATLAB utilizzato</b>	<b>93</b>
A.1	Codice pompa idraulica . . . . .	93
A.2	Codice per simulare i pannelli solari . . . . .	94
A.3	Codice per controllo convertitore boost . . . . .	95
A.4	Codice alimentatore 20V . . . . .	97
<b>B</b>	<b>Software per il PIC24</b>	<b>98</b>
<b>C</b>	<b>Schema Inverter</b>	<b>107</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>112</b>

# Capitolo 1

## Introduzione

Questo lavoro prosegue un progetto iniziato qualche anno fa da altre persone del dipartimento di ingegneria industriale dell'Università di Padova sotto la guida del professore Nicola Bianchi. L'idea di fondo è di creare un sistema per l'alimentazione di una pompa idraulica per mezzo di pannelli fotovoltaici.

Tale pompa idraulica ha l'obiettivo di pompare acqua, durante le ore di sole, in un serbatoio sopraelevato dal suolo da cui poi è possibile rifornirsi durante la giornata e la notte per svariati utilizzi. Questa soluzione può risultare molto utile per esempio nelle zone rurali dei paesi in via di sviluppo, dove molto spesso l'accesso a una rete elettrica è difficile o impossibile.

### 1.1 Precedenti del progetto

Il primo approccio fu realizzato dal Dott. Nicola Zanetti, che scelse di azionare la pompa tramite un motore elettrico DC. Questa opzione risulta di applicazione immediata vista la natura della sorgente d'energia. Infatti con questa soluzione è possibile collegare i pannelli fotovoltaici direttamente al motore DC.

Il lavoro di Nicola Zanetti infatti, dopo un primo studio meccanico della pompa per determinare le specifiche meccaniche del motore, si è concentrato particolarmente sulla caratterizzazione dei pannelli per progettare quindi un

motore DC che si adattasse bene a funzionare nelle condizioni di massimo irraggiamento dei pannelli (massima potenza).[3]

Ovviamente col collegamento diretto del motore DC al pannello non si può mai avere la certezza che il sistema si porti a lavorare nel punto di massima potenza del pannello solare in condizioni di irraggiamento parziale o temperature elevate. Il motore DC è in grado di operare alla massima potenza solo per una delle molte condizioni possibili, inoltre la presenza del collettore e delle spazzole mal si adattava a una applicazione dove la manutenzione si presume difficoltosa da operare.

Occorreva quindi creare un sistema sul quale fosse possibile operare un controllo in modo da sfruttare sempre la massima potenza erogabile dai pannelli fotovoltaici.

A questo punto è subentrato il Dott. Nicola Calgaro che ha proposto di sostituire il motore DC con un motore asincrono trifase, alimentato tramite un inverter. Quest'ultimo può effettuare un controllo di velocità sul motore elettrico/pompa in modo da fargli assorbire la massima energia erogabile dal pannello nelle varie condizioni.

Per garantire una tensione di BUS DC stabile in ingresso all'inverter si è pensato di inserire un convertitore di potenza c.c./c.c. boost tra i pannelli fotovoltaici e l'inverter. Il tutto prevedeva la gestione da parte di una scheda a microprocessore Arduino 1.0. Nicola Calgaro ha realizzato il software per la gestione del boost e della SVM (Space Vector Modulation) dell'inverter.[4] In Figura 1.1 è possibile avere una visione d'insieme dell'idea di Nicola Calgaro. Per realizzare l'inverter è stato utilizzato un modulo di prova che utilizza il modulo di potenza della Fairchild FSBB30CH60C, mentre il boost è stato realizzato solo sotto forma di prototipo, senza testare il sistema boost-inverter collegato assieme.

Come evidenzia Nicola Calgaro a termine della sua relazione l'impiego di Arduino per la gestione di boost e inverter in contemporanea risulta difficoltoso; pertanto suggeriva l'utilizzo di due Arduino 1.0 o di passare all'Arduino 2.0, quest'ultimo con una maggiore potenza di calcolo, probabilmente in grado di gestire entrambi i sistemi.

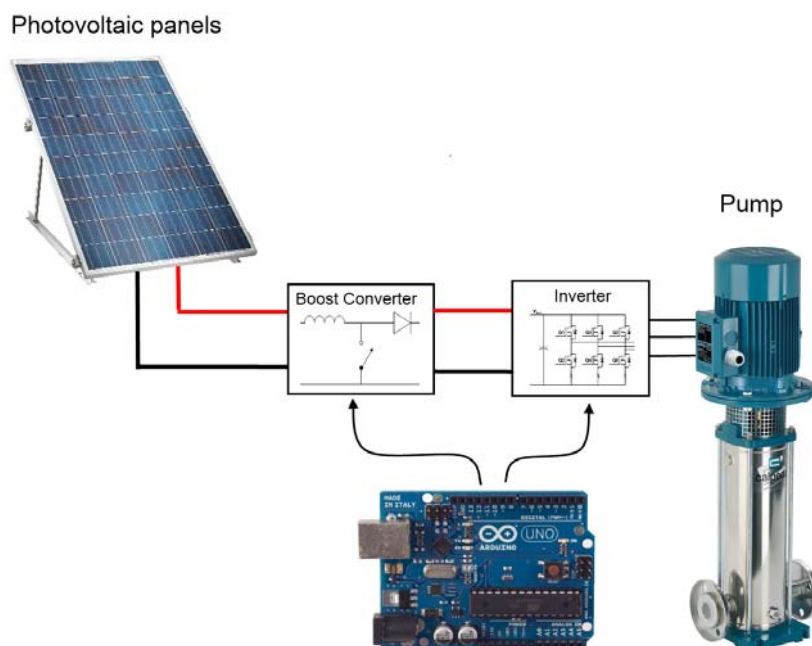


Figura 1.1: Schema pompa solare proposta da Nicola Calgaro.[4]

## 1.2 Proposta personale e obiettivi

Lo scopo del mio lavoro di tesi consiste nella progettazione e realizzazione del convertitore boost, del sistema di controllo a microcontrollore e della verifica del funzionamento del sistema completo, dal pannello solare fino alla pompa idraulica.

Per conseguire tale obiettivo si è deciso innanzitutto di utilizzare per lo sviluppo del boost il circuito integrato UC3842B della STMicroelectronics. Questo integrato è in grado di gestire la modulazione PWM ed il controllo del convertitore boost via hardware, sgravando quindi in buona parte il microcontrollore da tale compito. Come microcontrollore si utilizzerà la famiglia dei PIC24 della Microchip, in quanto in possesso di esperienze precedenti a livello amatoriale con tali processori e quindi più facilitato nel loro utilizzo. In particolare si utilizzerà il componente PIC24FJ32MC104 che contiene una periferica specifica per la generazione della PWM trifase dell'inverter, compresa la gestione dei tempi morti tra le commutazioni de-



gli switch dei singoli rami.

Il circuito comprende anche la realizzazione di un sistema di alimentazione ad alto rendimento che fornisca i livelli di tensione necessari al funzionamento delle diverse parti del circuito, prelevando l'energia sempre dai pannelli fotovoltaici. In questa maniera si rende il sistema completamente autonomo.

Ovviamente tra processore e boost rimangono dei legami, come la monitoraggio di corrente e tensione di uscita, nonché il segnale di sincronismo per la frequenza di switching dell'UC3842B (Il tutto sarà approfondito nei capitoli che seguono). Nella Figura 1.2 è riassunta la soluzione personale in schema a blocchi, è possibile fare un facile confronto con quella di Figura 1.1.

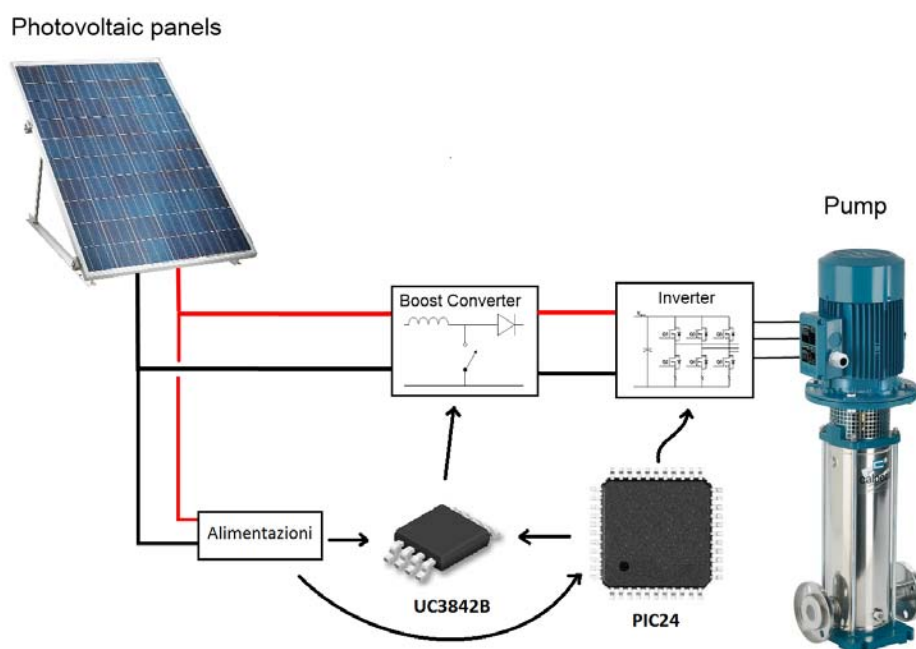


Figura 1.2: Schema pompa solare, soluzione personale.

Un ulteriore obiettivo che si vuole ottenere è quello di poter gestire un semplice algoritmo di MPPT da parte del PIC24, in modo da ottenere un considerevole vantaggio rispetto alla soluzione del motore DC.

# Capitolo 2

## Specifiche del sistema alimentato dal boost

Per iniziare a realizzare e dimensionare il convertitore boost e le relative parte accessorie occorre prima studiare quali sono le grandezze in gioco, in particolare la potenza che la fonte di energia, in questo caso i pannelli fotovoltaici, deve essere in grado di fornire per consentire il funzionamento della pompa idraulica. Si procederà in una breve analisi, dalla pompa risalendo a monte (motore, inverter e pannelli fotovoltaici).

### 2.1 Pompa idraulica

Per affrontare un semplice studio di questo elemento meccanico, occorre innanzitutto descrivere le grandezze fondamentali associabili alla pompa. Queste sono:

- **Prevalenza**  $[H]$ : la quantità di energia per unità di peso che acquista il liquido passando dal tubo di aspirazione a quello di mandata. Tipicamente misurata in metri, rappresenta sostanzialmente la massima altezza alla quale la pompa riesce a portare l'acqua.
- **Portata**  $[Q]$ : misurata in  $m^3/h$  rappresenta la quantità di volume di liquido spostato per unità di tempo.

La pompa idraulica utilizzata è il modello SV216F024 della Lowara. Si tratta di una pompa centrifuga, come segnato sulla scheda tecnica, che opera con una potenza nominale meccanica (fornita dall'albero del motore) di 250 W. Il costruttore fornisce la caratteristica portata-prevalenza alla velocità nominale di  $1450 \text{ min}^{-1}$  (Tabella 2.1). Da questa tabella è possibile

<b>Portata (m<sup>3</sup>/h)</b>	0	0.6	0.9	1.2	1.5	1.8	2.1
<b>Prevalenza (m)</b>	42	38.5	35	31	26	20.5	15

Tabella 2.1: Caratteristica portata-prevalenza della pompa SV216F024 della Lowara a  $1450 \text{ min}^{-1}$ .

ricavare svariate informazioni utili per il dimensionamento, in particolare individuare il numero minimo di giri al quale deve girare il motore affinché la pompa riesca ad avere un prevalenza sufficiente per pompare l'acqua nel serbatoio. Nel nostro caso si è fissato indicativamente che al più il serbatoio potrà essere posto a un'altezza di 20 m rispetto al livello dell'acqua presente nel pozzo di prelievo.

Sfruttando le relazioni

$$Q^* = Q_n \left( \frac{n}{n_n} \right) \quad (2.1)$$

$$H^* = H_n \left( \frac{n}{n_n} \right)^2 \quad (2.2)$$

è possibile ricavare le caratteristiche di portata-prevalenza  $(Q^*, H^*)$  a un determinato numero di giri  $n$ , a partire dai valori nominali  $n_n, Q_n, H_n$  come visibile dal grafico di Figura 2.1, nel quale è evidenziato con una linea nera il livello dei 20 m al di sopra del quale dobbiamo stare per assicurarci che la pompa riesca a portare l'acqua fino al serbatoio di accumulo. Come si può osservare al di sotto dei 1000 giri al minuto la pompa ha una prevalenza minore di 20 m per cui tale valore sarà il limite inferiore a cui far operare il motore. Altro parametro di interesse è la potenza nominale della pompa che servirà per considerazione successive.

In Appendice A.1 è riportato il codice utilizzato per ottenere il grafico di Figura 2.1

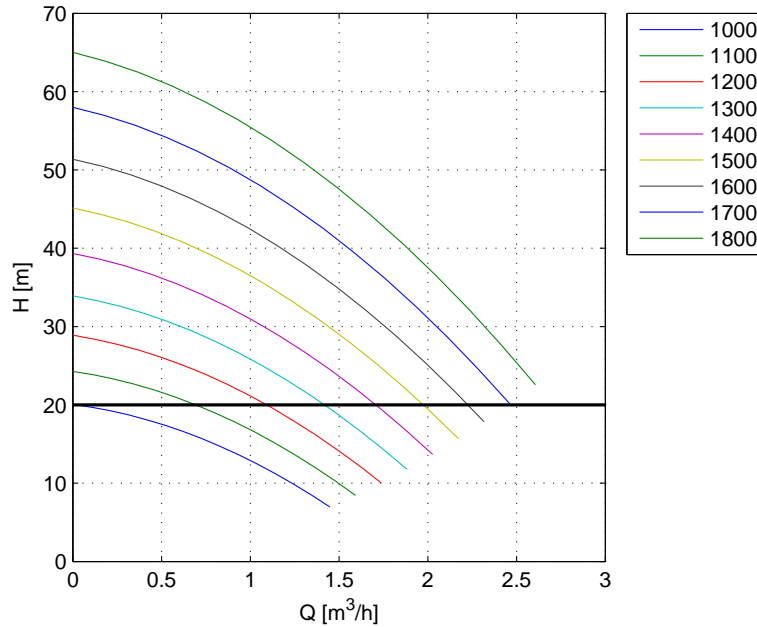


Figura 2.1: Caratteristica portata-prevalenza della pompa Lowara per differenti numero di giri (in legenda espressi in  $\text{min}^{-1}$ ).

## 2.2 Motore asincrono trifase

Il motore predisposto per consentire il movimento della pompa è fornito dalla ISGEV con avvolgimenti rifatti in modo da dare la caratteristica di targa al motore visibile in Tabella 2.2, dove sono mostrati i dati sia per il motore collegato a triangolo ( $\Delta$ ) che a stella (Y).

V	Hz	kW	$\text{min}^{-1}$	$A_{max}$	$\cos \varphi$
127 $\Delta$	50	0.55	1410	5.6	0.67
220 Y	50	0.55	1410	3.2	0.67

Tabella 2.2: Caratteristiche del motore asincrono trifase.

Come si può osservare dai dati di tabella il motore è a quattro poli. Se fosse stato un motore sincrono si sarebbe ottenuto che il numero di giri al

minuto  $n$  con frequenza  $f$  a 50 Hz sarebbe stato di

$$n = 60 \frac{f}{p} = 1500 \text{ min}^{-1} \quad (2.3)$$

dove  $p$  indica il numero di coppie di poli. Trattandosi di un motore asincrono tale valore deve essere corretto da un coefficiente di scorrimento  $s$  che nel nostro caso ricaviamo essere:

$$s = \frac{1500 - 1410}{1500} = 0.06 \quad (2.4)$$

Altro fattore da considerare è la potenza elettrica richiesta dal motore. Il motore è un sistema in cui l'energia elettrica viene convertita in energia meccanica e, come in tutti i processi reali, questo processo non avviene con efficienza unitaria a causa di varie fattori, come la presenza di traferro tra rotore e statore, la resistenza elettrica degli avvolgimenti e la presenza di attriti meccanici.

Per capire quindi qual'è la potenza da fornire al motore per garantire i requisiti della pompa occorre sapere quanto vale la sua efficienza. La potenza nominale che il motore può fornire all'albero è di 550 W. Occorre quindi calcolare qual'è la potenza che il motore assorbirà dal sistema elettrico nelle condizioni nominali. Dai dati di targa tale valore è facilmente calcolabile. Trattandosi di un motore trifase la potenza elettrica è data da

$$P_{el,max} = \sqrt{3} V I_{max} \cos \varphi = 817 \text{ W} \quad (2.5)$$

Si può notare che naturalmente lo stesso valore si ottiene sia per la configurazione del motore a triangolo che per quella a stella.

Ora è possibile ricavare l'efficienza del motore come segue:

$$\eta_{mot} = \frac{P_{mot}}{P_{el,max}} = \frac{550 \text{ W}}{817 \text{ W}} = 67.32 \% \quad (2.6)$$

Siccome la pompa idraulica richiede al più 250 W, nell'ipotesi che l'efficienza del motore sia circa costante anche in questa condizione, segue che la massima potenza che il motore assorbirà e che quindi l'inverter e tutto il sistema a monte dovrà essere in grado di fornire è di

$$P_{el} = \frac{P_{pump}}{\eta_{mot}} = 372 \text{ W} \quad (2.7)$$

I pannelli solari tuttavia dovranno fornire una potenza maggiore di  $P_{el}$  per far fronte alle inevitabili perdite del circuito di boost e dell'inverter, oltre che dover provvedere all'alimentazione dei vari circuiti.

Come ipotesi conservativa poniamo il rendimento di inverter e boost entrambi all'85%, ottenendo quindi che i pannelli per consentire di lavorare alla pompa alla potenza nominale devono fornire al

$$P_{panel} = \frac{P_{el}}{\eta_{inv} \eta_{boost}} = 515 \text{ W} \quad (2.8)$$

A questo occorre aggiungere altri 10 W stimati per le alimentazioni, come detto in precedenza.

Sempre analizzando le caratteristiche del sistema pompa-motore possiamo stimare la potenza minima necessaria per pompare l'acqua a 20 metri di altezza. Per fare questo occorre che il motore faccia ruotare la pompa a non meno di 1000 giri al minuto con una potenza elettrica richiesta al pannello di circa 170 W a cui si devono aggiungere i soliti 10 W per le alimentazioni dei circuiti.

## 2.3 Inverter

L'inverter è un convertitore di potenza c.c./c.a. che permette la conversione da una sorgente di tensione continua a una tensione alternata tipicamente sinusoidale della quale è possibile regolare ampiezza e frequenza.

Nel caso in oggetto, dovendo alimentare un motore elettrico trifase, viene utilizzato un inverter trifase, costituito da tre sezioni half-bridge monofasi (Figura 2.2). Questa è la configurazione tipica che va ad utilizzare in totale sei interruttori. Ogni ramo dell'inverter è connesso a una fase del motore e vengono generate tre tensioni sfasate fra loro di  $120^\circ$ .

Nell'esempio di Figura 2.2 la tensione di BUS DC ( $E$ ) è stata divisa in due ( $E/2$ ) e s'è fissato il potenziale intermedio a 0 V. In questo modo si rientra nella impostazione tipica utilizzata per lo studio dell'inverter. La massa è una massa virtuale, utilizzata solo al fine di semplificarne lo studio. Prendendo il primo ramo come esempio, si ha che quando Q1 è chiuso (e quindi Q4 aperto) la tensione di fase  $V_{AO}$  vale  $E/2$ , e viceversa

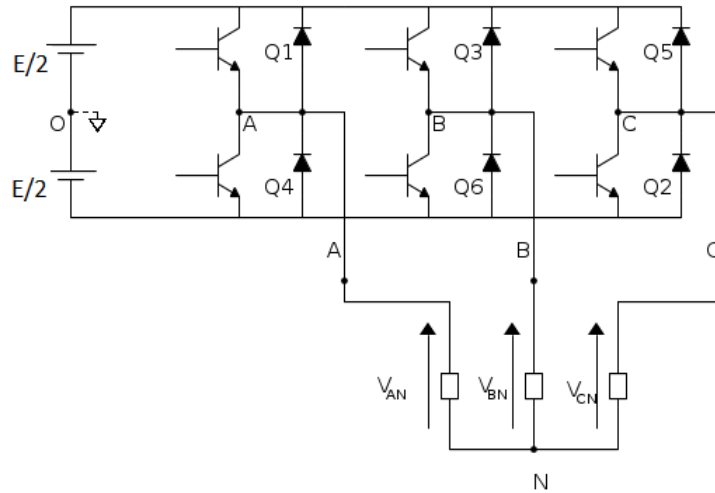


Figura 2.2: Schema inverter trifase

$-E/2$  con Q4 chiuso e Q1 aperto. Nella nostra applicazione la tensione di BUS sarà quella fornita dal convertitore boost e il potenziale  $E/2$  non sarà disponibile. Per dimensionare correttamente il convertitore boost occorrerà quindi determinare il livello di tale tensione.

Come sistema di modulazione si è scelto di utilizzare la *seno-triangolo* (conosciuta meglio come PWM) implementata per via matematica all'interno del microcontrollore PIC24, scegliendo come frequenza di commutazione degli switch 10 kHz. Questa frequenza è stata scelta perché molto maggiore dei 50 Hz nominali del motore, ma non così alta da creare eccessivi problemi di perdite di potenza per commutazione negli interruttori. Il motore, se connesso a stella, impone che la prima armonica (a frequenza  $f_m = 50$  Hz) della tensione concatenata ( $\hat{v}_{AB}$ ,  $\hat{v}_{BC}$ ,  $\hat{v}_{CA}$ ) sia di ampiezza 220 V<sub>rms</sub>, di conseguenza l'ampiezza della prima armonica della tensione di fase ( $\hat{v}_{AN}$ ,  $\hat{v}_{BN}$ ,  $\hat{v}_{CN}$ ) sarà di ampiezza

$$A_{xN} = \frac{220 \text{ V}_{\text{rms}}}{\sqrt{3}} = 127 \text{ V}_{\text{rms}}$$

Essendo, in questo caso, il centro stella isolato (i nodi O e N, con riferimento a Figura 2.2, non sono connessi) e supponendo il carico del motore

equilibrato (ipotesi lecita in prima approssimazione) si può affermare che

$$\hat{v}_{AN} = \hat{v}_{AO}$$

In queste condizioni infatti si ha che  $\hat{v}_{NO}$  è nullo, da cui ne deriva l'equivalenza di cui sopra. Fatte queste considerazioni si può determinare il valore minimo di  $E$  per ottenere la tensione di alimentazione del motore desiderata

$$\hat{v}_{AO} = \sqrt{2}A_{xN} \sin(2\pi f_m t)$$

$A_{xN}$  infatti, applicando una modulazione a PWM, si ottiene come

$$\sqrt{2}A_{xN} = m_a \frac{E}{2}, \quad 0 \leq m_a \leq 1 \quad (2.9)$$

dove  $m_a$  rappresenta il coefficiente di modulazione d'ampiezza ed esprime il rapporto d'ampiezza tra segnale modulante e segnale portante della PWM. Il valore minimo di  $E$  è ottenuto ponendo  $m_a$  pari a uno e vale

$$E_{min} = 2\sqrt{2}A_{xN} = 360 \text{ V} \quad (2.10)$$

L'inverter utilizzato, visibile in Figura 2.3 è realizzato con il modulo di potenza FSBB30CH60C della Fairchild, il quale come tensione massima di alimentazione dei rami ammette 400 V. Il modulo di potenza, per come è realizzato, non può garantire un funzionamento corretto con coefficiente di modulazione d'ampiezza unitario. È richiesto infatti che per un piccola percentuale di tempo del periodo di commutazione l'IGBT superiore di ciascun ramo si spento in modo da rendere possibile la ricarica del condensatore che mantiene alimentato il driver dell'IGBT superiore. Fissando un valore massimo di  $m_a$  pari a 0,9 si ottiene che

$$E = \frac{360}{0.9} = 400 \text{ V}$$

Aggiungendo una modulazione di terza armonica del centro stella si riesce, come dice la teoria, a ottenere un margine ulteriore del 15% sul coefficiente di modulazione d'ampiezza mantenendo tuttavia invariato il livello di tensione a 400 V. In questa maniera d'altro canto si va a portare a lavorare il modulo di potenza a condizioni limite per quanto riguarda la tensione di BUS, per cui a fine didattico e sperimentale sarà inserito nel partitore di feedback del boost un trimmer, in modo da poter regolare la tensione di uscita anche a valori più bassi.



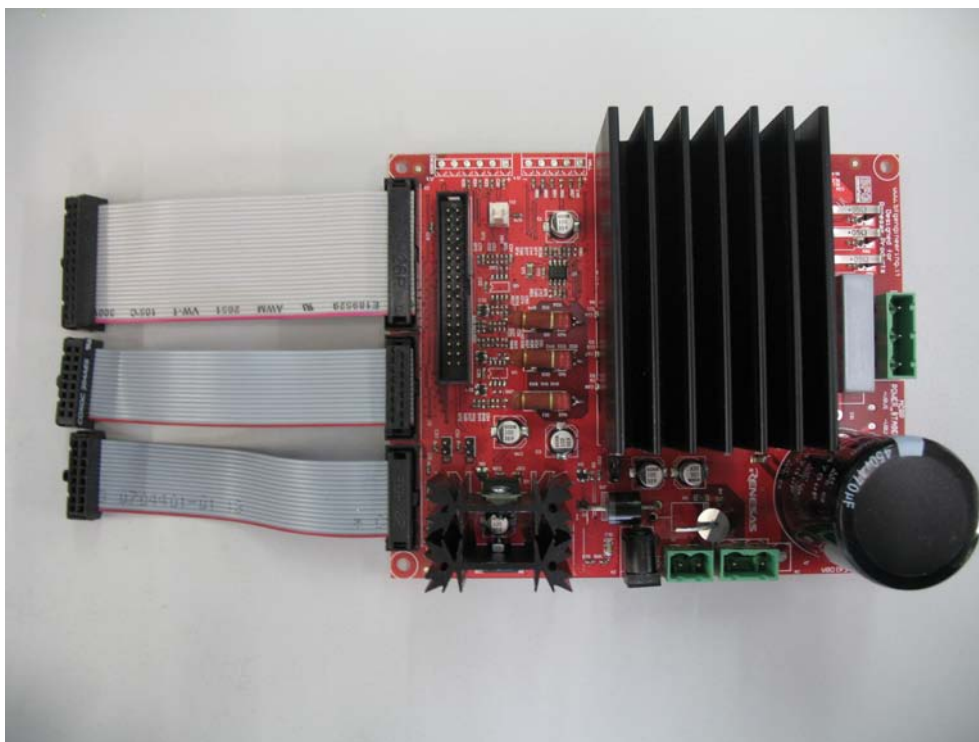


Figura 2.3: Immagine dell'inverter utilizzato nel progetto.

## 2.4 Pannelli fotovoltaici

I pannelli fotovoltaici sono costituiti da un insieme di celle fotovoltaiche collegate in serie e parallelo fra loro. Una cella non è altro che un diodo a semiconduttore realizzato in modo tale che se illuminato da una fonte luminosa venga percorso da una corrente che va da catodo a anodo (polarizzazione diretta). Il diodo della cella fotovoltaica illuminata si comporta da generatore invece che da elemento passivo. Mettendo più celle in serie si ottiene ai capi una tensione pari alla somma delle tensioni di singola cella mantenendo la corrente la stessa, in questa maniera è possibile sfruttarle per generare tensioni elevate a sufficienza per essere facilmente utilizzate. La caratteristica di una cella, da cui si può derivare quella del pannello intero, è schematizzata nel circuito di Figura 2.4.

Mediante questo circuito è più comprensibile l'equazione (2.11) che espri-

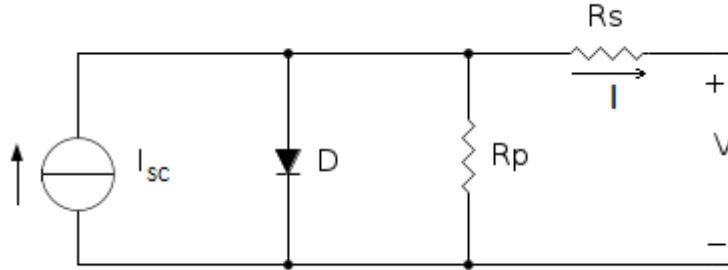


Figura 2.4: Circuito equivalente di una singola cella solare reale

me la relazione tra la corrente di uscita  $I$  e la tensione di uscita  $V$

$$I = I_{SC} - I_o \left( e^{q \frac{V + R_s I}{nKT}} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (2.11)$$

dove  $I_{SC}$  è la corrente che scorrerebbe in uscita se la cella fosse cortocircuitata,  $I_o$  la corrente di saturazione del diodo  $D$ ,  $q$  la carica elementare ( $1.6 \cdot 10^{-19}$  C),  $K$  la costante di Boltzmann ( $1.3806488 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $n$  il coefficiente di idealità,  $R_s$  la resistenza serie alla cella reale (dovuta al diodo reale) e  $R_p$  rappresenta le perdite ohmiche del semiconduttore. L'impianto fotovoltaico a disposizione presso il DEI dell'Università di Padova è costituito da pannelli SANYO HIP-200BE11, le cui caratteristiche tecniche sono disponibili in Tabella 2.3. Con questi dati (riferiti a un irraggiamento di

<b>Potenza massima (<math>P_{max}</math>)</b>	[W]	200
<b>Tensione alla massima potenza (<math>V_{mp}</math>)</b>	[V]	55.8
<b>Corrente alla massima potenza (<math>I_{mp}</math>)</b>	[A]	3.59
<b>Tensione di circuito aperto (<math>V_{oc}</math>)</b>	[V]	68.7
<b>Corrente di corto circuito (<math>I_{sc}</math>)</b>	[A]	3.83
<b>Coefficiente di temperatura di <math>P_{max}</math></b>	[%/°C]	-0.29
<b>Coefficiente di temperatura di <math>V_{oc}</math></b>	[V/°C]	-0.172
<b>Coefficiente di temperatura di <math>I_{sc}</math></b>	[mA/°C]	0.88

Tabella 2.3: Caratteristiche elettriche del pannello fotovoltaico SANYO HIP-200BE11.

$1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura della cella di  $25^\circ\text{C}$ ) è possibile ricavare altre informazioni utili per capire quale sia il range in cui può variare la tensione

del pannello in funzione delle condizioni esterne. Questo ci servirà perché tensione e corrente in uscita dai pannelli saranno gli ingressi del nostro convertitore boost. A questo scopo occorrerà fare delle semplificazioni per svolgere un calcolo più agevole, si assumerà in prima approssimazione che gli elementi dissipativi  $R_s$  e  $R_p$  siano assenti ( $R_s = 0\Omega$ ,  $R_p \rightarrow \infty$ ). In questo modo la 2.11 si riduce a

$$I = I_{SC} - I_o \left( e^{\frac{qV}{nKT}} - 1 \right) \quad (2.12)$$

Prima di tutto occorre stimare il fattore di idealità  $n$ . Considerando che il pannello è costituito da 96 celle collegate in serie tutte le tensioni che seguono si riferiscono al rispettivo valore di pannello diviso per 96. Ad esempio la tensione di circuito aperto della cella è

$$v_{oc} = \frac{V_{oc}}{96} = 716 \text{ mV}$$

Applicando la formula 2.12 nel caso di circuito aperto ( $I = 0A$ ) si ottiene

$$I_{sc} - I_o \left( e^{\frac{q v_{oc}}{nKT}} - 1 \right) = 0 \quad (2.13)$$

Unendo la 2.13 con 2.12 si ha la nuova relazione  $I, V$  in funzione di  $v_{oc}$

$$I = I_{sc} \left( 1 - \frac{e^{\frac{q v}{nKT}} - 1}{e^{\frac{q v_{oc}}{nKT}} - 1} \right) \quad (2.14)$$

Imponendo che questa uguaglianza sia verificata per la coppia  $(v_{mp}, I_{mp})$ , rimane una equazione in  $n$ , che però non è facilmente risolvibile. Con l'ausilio di MATLAB tuttavia si è ottenuto che la 2.14 è verificata per

$$n \simeq 1.8856$$

. Da 2.13 quindi si ricava anche che

$$I_o = \frac{I_{sc}}{e^{\frac{q v_{oc}}{nKT}} - 1} = 1.5021 \mu A$$

Ottenuti questi parametri, occorre considerare la quantità di pannelli da utilizzare, un solo pannello infatti non è in grado di fornire la massima

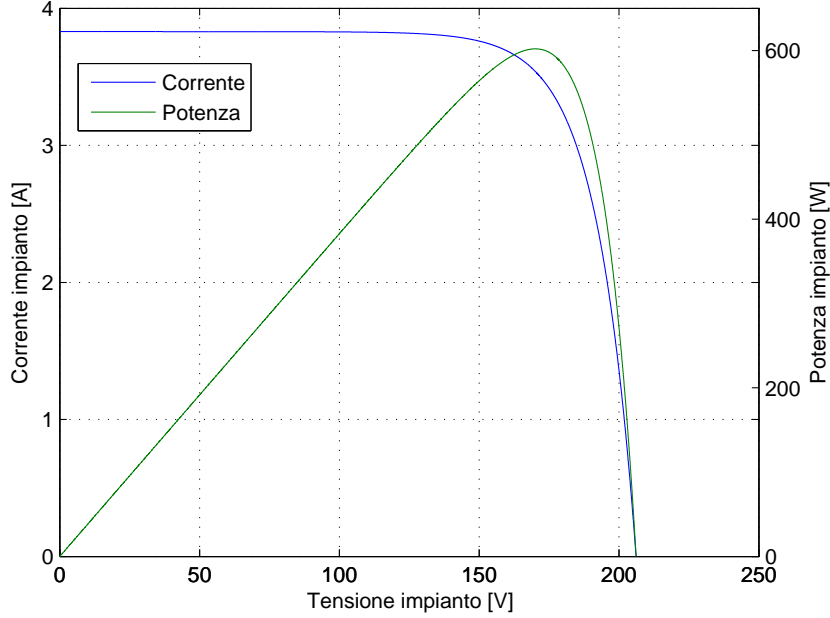


Figura 2.5: Caratteristica elettrica dell'impianto usato e potenza erogata a irraggiamento  $1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura  $25^\circ\text{C}$ .

potenza richiesta dalla pompa. Per fornire la potenza indicata nella formula 2.8 si può facilmente notare che occorrono almeno tre pannelli fotovoltaici che possono fornire fino a  $600 \text{ W}$ , soddisfacendo quindi le necessità del nostro sistema. I pannelli saranno connessi in serie in modo da avere in ingresso al boost una tensione più alta, rendendo più semplice il dimensionamento del convertitore.

Fatta questa premessa è possibile tracciare la caratteristica corrente-tensione e potenza-tensione dell'intero impianto. Definendo  $N$  il numero di celle per pannello e  $N_s$  il numero di pannelli in serie, partendo dall'equazione 2.12 riferita a una singola cella si ottiene la caratteristica del sistema di pannelli

$$I = I_{SC} - I_o \left( e^{q \frac{V}{NN_s nKT}} - 1 \right) \quad (2.15)$$

dove  $V$  ora indica la tensione in uscita dalla serie dei tre pannelli solari. In Figura 2.5 è visibile la caratteristica descritta in 2.15 insieme anche all'andamento della potenza fornita dall'impianto. Come si può osservare questa non è costante per ogni tensione cui opera l'impianto, per questo

motivo occorrerà implementare un algoritmo MPPT per portare i pannelli a fornire la massima potenza per le condizioni di irraggiamento e temperatura di funzionamento cui sono sottoposti. A  $1000 \text{ W/m}^2$  e  $25^\circ\text{C}$  la massima potenza ( $600 \text{ W}$ ) si ottiene alla tensione di  $167.4 \text{ V}$  ( $55.8 \text{ V} \times 3$ ).

Per individuare l'intervallo di tensioni che ci saranno in ingresso al convertitore boost occorre tenere conto anche dei coefficienti di temperatura e dei vari irraggiamenti. In seguito si considereranno solo i valori di massima potenza, in quanto l'algoritmo MPPT cercherà di portarsi sempre su questo punto operativo.

Utilizzando MATLAB, applicato alla formula 2.15, si è realizzato il grafico di Figura 2.6 in cui sono rappresentati i punti di massima potenza dell'impianto fotovoltaico per vari irraggiamenti e varie temperature di funzionamento. In particolare si nota che per temperature crescenti la potenza cala, come è anche indicato dal coefficiente negativo di temperatura di  $P_{max}$  in Tabella 2.3. Dell'intervallo di tensioni, in particolare, ci interessa per la pro-

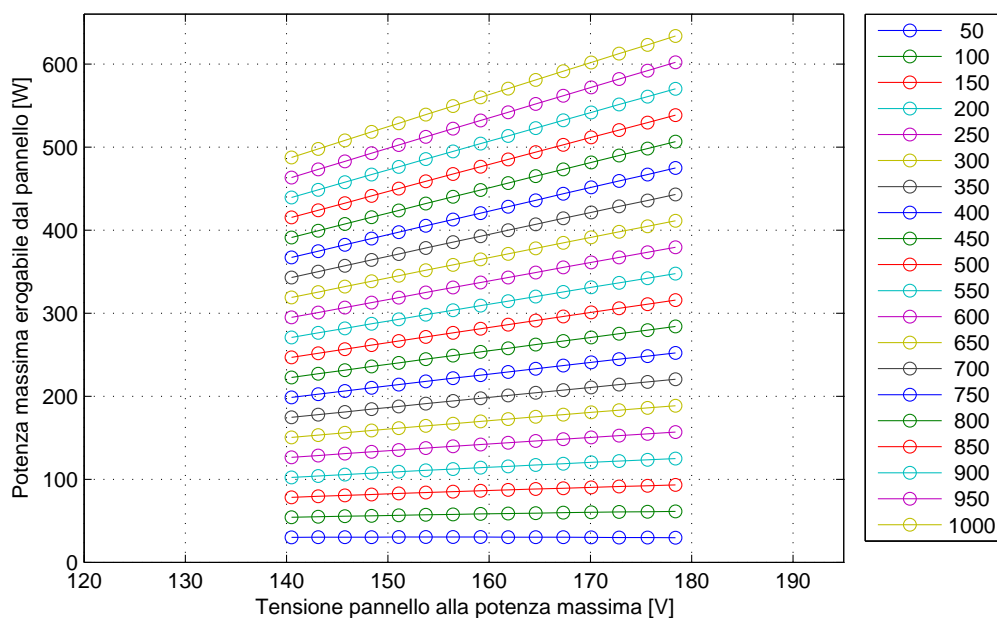


Figura 2.6: Relazione tra potenza massima e tensione erogata dall'impianto di tre pannelli fotovoltaici a vari irraggiamenti [ $\text{W/m}^2$ ] e temperature. Da destra a sinistra, da  $10$  a  $80^\circ\text{C}$ , passo  $5^\circ\text{C}$ .

gettazione del boost il limite inferiore, in quanto quest'ultimo determinerà il duty cycle massimo a cui dovrà operare il convertitore boost. Osservando Figura 2.6 per ottenere i 525 W nominali richiesti dal sistema, si ricava un intervallo di tensioni che va circa da 150 V a 180 V. In particolare quindi in fase di progettazione si terrà conto dei 150 V come tensione di ingresso nel caso peggiore per il boost.

Concludendo, le specifiche che deve soddisfare il convertitore boost sono riassumibili in Tabella 2.4.

<b>Potenza da 'convertire'</b>	[W]	600
<b>Tensione di uscita</b>	[V]	400
<b>Tensione di ingresso minima</b>	[V]	150

Tabella 2.4: Requisiti di sistema per la progettazione del convertitore boost.

In Appendice A.2 è consultabile il codice MATLAB utilizzato per la simulazione e l'analisi dei pannelli fotovoltaici.

## Capitolo 3

# Progettazione del convertitore Boost

Nel capitolo precedente abbiamo calcolato i requisiti a cui deve soddisfare il convertitore, riassunti in Tabella 2.4. Si può ora procedere con la progettazione del convertitore, il cui schema base è presentato in Figura 3.1. Si può

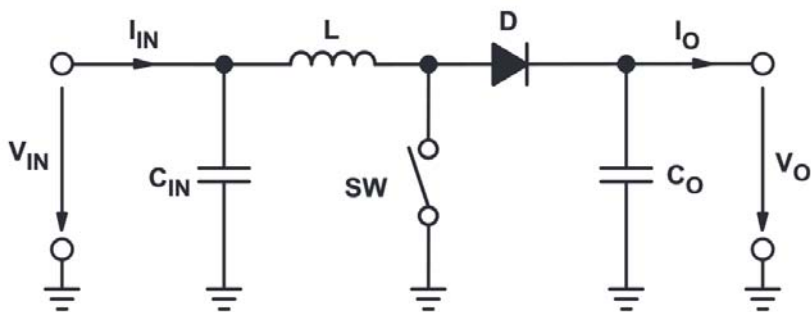


Figura 3.1: Schema base di un convertitore boost.

osservare che gli elementi chiave del circuito sono l'induttore  $L$ , lo switch  $SW$  e il diodo  $D$ . Lo switch periodicamente alterna lo stato fra ON e OFF. Nel primo stato il generatore di tensione trasferisce energia nell'induttore, quando poi  $SW$  si apre l'energia dell'induttore viene trasferita attraverso il diodo al condensatore  $C_{out}$ , questa sequenza si ripete con frequenza  $f_s$

detta frequenza di switching. Il diodo D impedisce al condensatore  $C_{out}$  di scaricarsi attraverso lo switch durante la fase di ON.

Per mantenere un margine sufficiente nel dimensionamento del sistema si suppone che la sorgente d'ingresso (pannello solare) fornisca 600 W con una tensione di 150 V (nella realtà a tale tensione la potenza massima erogata sarà più bassa, circa 525 W). Da questi dati ricaviamo la corrente media d'ingresso, che nel caso del boost coincide con la corrente media dell'induttore, che sarà

$$I_{IN} = I_L = \frac{600 \text{ W}}{150 \text{ V}} = 4 \text{ A} \quad (3.1)$$

Nelle considerazioni future quando le variabili saranno maiuscole ( $I_L$ ) ci si riferirà al valore medio nel periodo di commutazione, mentre quelle minuscole si riferiranno all'andamento istantaneo ( $i_L$ ).

### 3.1 Funzionamento continuo (CCM) e discontinuo (DCM)

I convertitori di potenza c.c./c.c., e in particolare il nostro convertitore boost, possiedono due tipologie di funzionamento: quello continuo (CCM) e quello discontinuo (DCM). Questa definizione è strettamente legata e de-

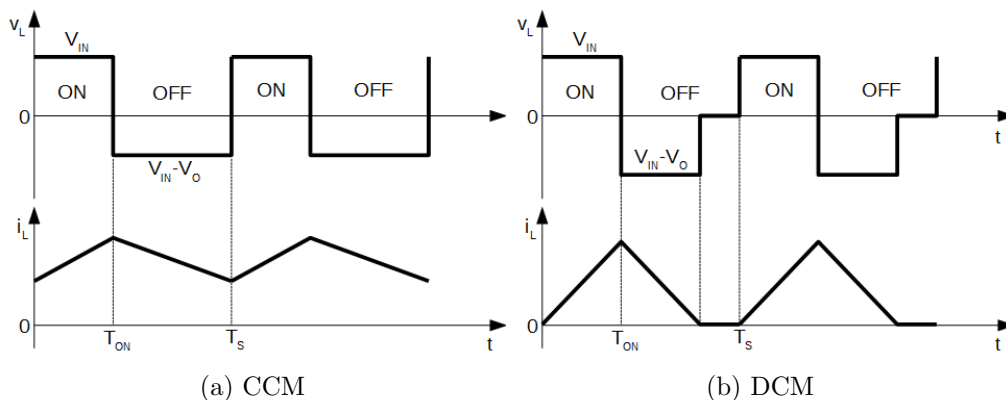


Figura 3.2: Andamento di tensione e corrente nell'induttore nel funzionamento continuo, CCM, e discontinuo, DCM.



terminata dall'andamento nel tempo della corrente che percorre l'induttore  $i_L(t)$ , come esemplificato in Figura 3.2.

In questa figura è anche visibile l'andamento di tensione ai capi dell'induttore nelle varie fasi delle commutazioni. In particolare si può osservare che il funzionamento discontinuo è caratterizzato dal fatto che la corrente nell'induttore si annulla per un breve periodo del tempo di OFF dell'interruttore, prima di re-iniziare a salire durante la fase ON dello switch. Il diodo presente nel circuito, infatti, impedisce alla corrente di scorrere nel verso opposto (corrente negativa), per cui la corrente una volta giunta a zero vi rimane e di conseguenza anche la tensione ai capi dell'induttore si annulla. Nel caso CCM invece la corrente non si annulla mai.

A seconda che il convertitore operi in CCM o DCM cambiano le leggi che descrivono le relazioni tra le varie grandezze interessate. Ad esempio se in CCM il rapporto tra tensione d'ingresso e d'uscita è determinato dal solo duty cycle ( $D$ , rapporto fra  $T_{ON}$  e  $T_S$ ) secondo la legge

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.2)$$

in DCM la relazione diventa

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1 - D'}{1 - D' - D} \quad (3.3)$$

dove  $D'$  rappresenta il rapporto tra il tempo in cui la corrente è nulla e il periodo di commutazione  $T_S$ .  $D'$  dipende dal carico e altre caratteristiche del sistema, come frequenza di commutazione e valore della induttanza.

Anche la complessità del controllo cambia. In particolare il controllo di un convertitore in DCM risulta più semplice da dimensionare e realizzare in quanto il sistema non ha memoria perché le condizioni iniziali sono le stesse ad ogni commutazione ( $i_L = 0$  ad ogni inizio di periodo). Per questo motivo il boost sarà dimensionato in modo da operare in DCM.

## 3.2 Induttore

Il primo componente a cui rivolgere l'attenzione per il dimensionamento è l'induttore  $L$  dello schema di Figura 3.1. Quest'ultimo deve essere in grado

di gestire la corrente che vi deve scorrere e immagazzinare l'energia necessaria a garantire il funzionamento. Per prima cosa si pone che nella condizione peggiore (150 V, 600 W) il convertitore operi al limite tra funzionamento continuo e discontinuo, ossia che la corrente d'induttore si annulli proprio quando riparte il periodo di switching successivo (Figura 3.3).

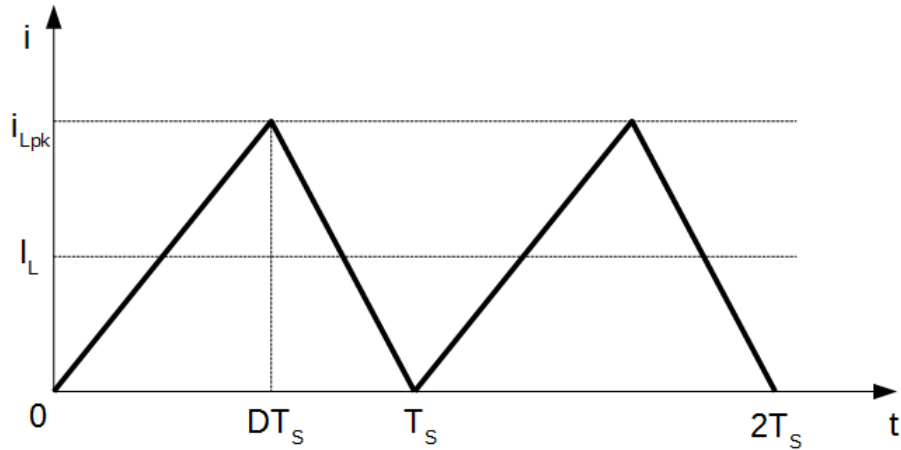


Figura 3.3: Andamento della corrente d'induttore nel tempo al confine tra il modo CCM e DCM.

Con questa scelta per il dimensionamento si applicano le equazioni legate al boost operante in CCM (più semplici), con la garanzia che per tensioni d'ingresso maggiori (a parità di potenza e tensione di uscita) il boost opererà sicuramente in DCM. Il duty cycle massimo sarà:

$$D_{max} = \frac{V_O - V_{IN}}{V_O} = \frac{400 \text{ V} - 150 \text{ V}}{400 \text{ V}} = 0.625 \quad (3.4)$$

Ne consegue che la potenza media che l'induttore fornirà al carico sarà di

$$P_L = P_{panel} D = 375 \text{ W} \quad (3.5)$$

e l'energia che quindi l'induttore trasferirà a ogni periodo sarà di

$$E = \frac{1}{2} L i_{Lpk}^2 \quad (3.6)$$

Per poter determinare il valore della induttanza e la frequenza di switching occorre considerare il materiale magnetico su cui si andrà a realizzare

l'induttore. Si è scelto come materiale un nucleo magnetico della EPCOS realizzato con ferrite N27 e provvisto di un traferro di 2 mm. Dalla teoria si sa che la maggior parte di energia sarà immagazzinata nel traferro (tratto a maggiore riluttanza del circuito magnetico). Il valore di induttanza si può calcolare con:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = \mu_0 \frac{A_g}{l_g} N^2 \quad (3.7)$$

dove  $N$  sono il numero di spire che avvolgono il nucleo magnetico,  $\mathfrak{R}$  in prima approssimazione la riluttanza magnetica del traferro,  $A_g$  e  $l_g$  rispettivamente sezione e spessore del traferro e  $\mu_0$  la permeabilità magnetica dell'aria (praticamente identica a quella del vuoto). Dalla teoria si può anche riscrivere la corrente di picco dell'induttore come

$$i_{Lpk} = \frac{H_{pk}}{N} l_g = \frac{B_{pk}}{\mu_0 N} l_g \quad (3.8)$$

con  $H_{pk}$  e  $B_{pk}$  rispettivamente intensità di campo magnetico e induzione magnetica.

Inserendo 3.7 e 3.8 in 3.6 si ottiene

$$E = \frac{1}{2} \frac{B_{pk}^2}{\mu_0} l_g A_g \quad (3.9)$$

Dal datasheet fornito da EPCOS si legge che  $A_g$  è di 370 mm<sup>2</sup>, mentre  $l_g$  misura 2 mm. Come valore massimo di induzione magnetica si fissa a 0,2 T, sapendo che il campo di saturazione della ferrite N27 è di 0,4 T. Ci assicuriamo quindi di operare in zona lineare e con perdite di isteresi magnetica relativamente basse. Inserendo questi valori in 3.9 si ha che il circuito magnetico è in grado di trasferire a ogni periodo di commutazione

$$E = 11,78 \text{ mJ}$$

Essendo la potenza media da trasferire pari a 375 W si ottiene che la frequenza di switching deve essere non inferiore a

$$f_s = \frac{P_L}{E} = 31,84 \text{ kHz}$$

Scegliamo di utilizzare la frequenza di 32 kHz.

La corrente media che scorre ( $I_L$ ) come calcolato nell'equazione 3.1 è di 4 A,

dalle proprietà dell'induttore e dalla Figura 3.3 si evince facilmente che  $I_L$  è dato da

$$I_L = \frac{1}{2} \frac{V_{IN}}{f_s L} D$$

da cui è facile estrapolare  $L$ , che vale

$$L = \frac{V_{IN}}{2 I_L f_s} D = 366,21 \mu\text{H}$$

Ottenuto il valore di  $L$  ora bisogna calcolare il numero di spire necessario. Il datasheet fornisce la seguente formula per il calcolo:

$$L = 250 \cdot 10^{-9} N^2$$

da cui si ottiene

$$N = \sqrt{L \cdot 250 \cdot 10^{-9}} = 38.273$$

per motivi pratici arrotondiamo a 39 spire, per cui l'induttanza  $L$  diventa

$$L = 39^2 \cdot 250 \cdot 10^{-9} = 380,25 \mu\text{H}$$

Non avendo assunto i valori esatti calcolati in precedenza, è meglio verificare che effettivamente il convertitore operi in DCM. Per riuscirci occorre analizzare il sistema funzionante in questa modalità.

La relazione tra tensione d'ingresso e d'uscita è già stata presentata nella equazione 3.3, da cui si può esplicitare  $D$

$$D = \frac{V_O - V_{IN}}{V_O} (1 - D') \quad (3.10)$$

la corrente media  $I_L$  è calcolabile come

$$I_L = \frac{1}{2} \frac{V_{IN}}{f_s L} D (1 - D') \quad (3.11)$$

Non abbiamo fatto altro che calcolare l'area del triangolo che forma la corrente in un periodo (Figura 3.2b) e mediata sul periodo  $T_s$ . Inserendo 3.10 in 3.11 ed esplicitando per  $D'$ , si ha che

$$D' = 1 - \sqrt{\frac{2 L I_L f_s V_O}{V_{IN} (V_O - V_{IN})}} \quad (3.12)$$

Osservando 3.12 si può capire che affinché il convertitore sia in funzionamento discontinuo è necessario che  $D'$  sia positivo ( $D' \geq 0$ ). Posta questa condizione e sostituito  $I_L$  con  $\frac{P_{IN}}{V_{IN}}$  si ottiene che il convertitore boost opera in DCM solo per valori di potenza inferiori o al più uguali a

$$P_{IN} \leq V_{IN}^2 \left( \frac{V_O - V_{IN}}{2 L f_s V_O} \right) \quad (3.13)$$

In Figura 3.4 sono messe a confronto le potenze e tensioni d'ingresso del

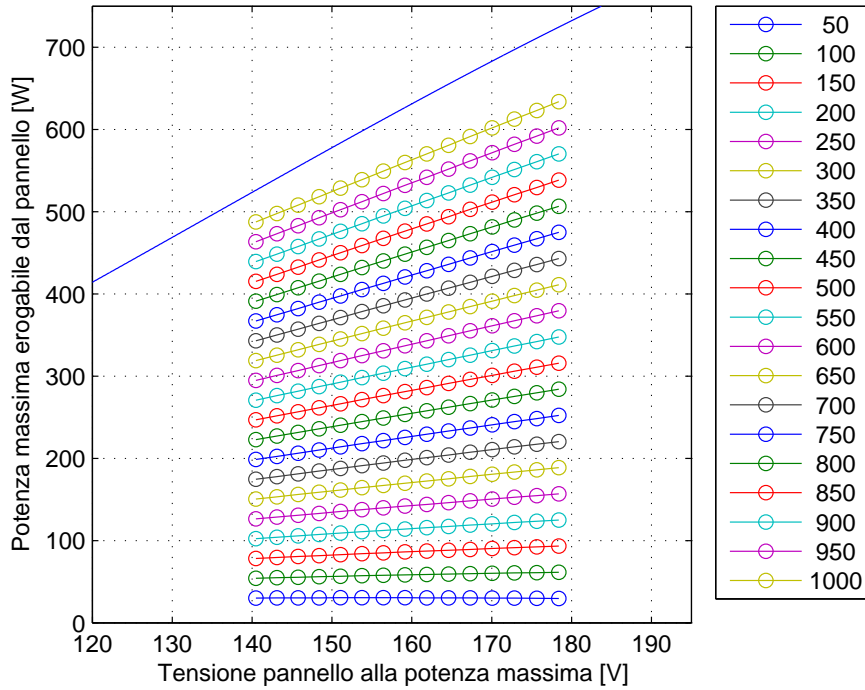


Figura 3.4: La linea blu rappresenta il confine tra funzionamento continuo (sopra la linea) e discontinuo (sotto la linea) determinata in funzione di tensione e potenza d'ingresso

pannello solare a diversi irraggiamenti e temperature (Figura 2.6) con in blu la curva che rappresenta l'uguaglianza nella disequazione 3.13. Al di sotto di questa il convertitore opera in DCM.

Come si può osservare la regione di operatività del pannello è completamente inclusa in tale area, per cui abbiamo la garanzia che il convertitore, con i valori assunti di  $f_s$  e  $L$ , opererà sempre in DCM.

### Considerazioni sugli avvolgimenti dell'induttore

Un altro fattore da considerare è quello del conduttore da utilizzare per realizzare l'avvolgimento del nucleo magnetico. Come detto, indicativamente la corrente di picco che si raggiunge è di circa 8 A (in realtà sarà un po' più ridotta) con un valore efficace di 4,6 A ( $\frac{8}{\sqrt{3}}$ ). Utilizzando un unico filo, per mantenere densità di corrente moderate lungo il conduttore (ad esempio fissando la densità di corrente a 3 A/mm<sup>2</sup>), occorrerebbe un filo di diametro 1,4 mm. Con tale diametro risulta poco agevole realizzare l'avvolgimento per questioni meccaniche. Inoltre vista la frequenza di commutazione e il relativo effetto pelle avremmo un cattivo uso del materiale conduttore con dissipazione di potenza per effetto Joule elevata. Quest'ultima vale  $RI_{rms}^2$ , dove  $R$  rappresenta la resistenza del conduttore, dove però per effetto pelle la corrente passa solo sulla superficie esterna.

Per ovviare a questi problemi si è deciso di dividere il filo dell'avvolgimento e utilizzare tre fili in parallelo. In questa maniera le correnti si equiripartiscono fra i tre percorsi. Occorre a questo punto determinare la sezione dei fili. Con una densità di corrente di 3 A/mm<sup>2</sup> si ha che la sezione di ciascun filo dovrà essere pari a

$$A_{wire} = \frac{8 \text{ A}}{3\sqrt{3} \cdot 3 \text{ A/mm}^2} = 0.52 \text{ mm}^2$$

cui corrisponde un diametro di 0.81 mm. Considerando lo spessore della vernice isolante scegliamo un filo con diametro totale di 1 mm.

Verifichiamo di seguito che le 39 spire ci stiano fisicamente all'interno della finestra del nucleo magnetico, la cui superficie vale 191,1 mm<sup>2</sup> (7,8 × 26mm). Considerando un fattore di riempimento del rame  $f_{Cu}$  di 0,5 si ha che la massima area occupata dai conduttori potrà essere di 95,55 mm<sup>2</sup>. Nel nostro caso occuperemo

$$3 \cdot 39 \cdot \pi \frac{d^2}{4} = 92 \text{ mm}^2$$

quindi l'avvolgimento calcolato è compatibile con il nucleo utilizzato.

Viste le dimensioni del nucleo magnetico, la lunghezza della spira media è di 96,8 mm per cui ogni filo misura complessivamente

$$96,8 \text{ mm} \times 39 = 3,78 \text{ m}$$

da cui è calcolabile la resistenza per basse frequenze del conduttore (resistività del rame,  $\rho_{Cu} = 0,017 \Omega \cdot \text{m}/\text{mm}^2$ )

$$R_{Cu} = \rho_{Cu} \frac{l}{A} = 81,7 \text{ m}\Omega$$

per cui la potenza dissipata sarebbe di circa ( $I_{rms} = \frac{8}{3\sqrt{3}} \text{ A}$ )

$$P_{diss} = 3R_{Cu}I_{rms}^2 = 581,1 \text{ mW}$$

Anche il nucleo magnetico dissipa della potenza a causa della isteresi magnetica della ferrite N27. Una stima quantitativa è possibile farla tramite la Figura 3.5. L'induzione media del nucleo è di circa 100 mT in quanto il nostro circuito fa variare linearmente il campo magnetico tra 0 e 200 mT. Il grafico a 32 kHz restituisce una dissipazione per unità di volume di 60 kW/m<sup>3</sup>. Il volume del nostro nucleo magnetico, dal datasheet, è di 31000 mm<sup>3</sup>, per cui la potenza dissipata risulta di circa 1,86 W. Altro fattore che influisce sulle perdite di potenza sono gli effetti pelle e di prossimità. Per quantificarli occorre prima calcolare lo spessore di penetrazione a 32 kHz che per il rame vale

$$D_{pen} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi f_s \mu_0}} = 0,367 \text{ mm}$$

Conoscendo l'altezza del cartoccio che conterrà gli avvolgimenti, si ottiene che in un singolo strato ci staranno 8 spire, quindi per farne 39 si andremo a realizzare 5 strati di rame con spessore equivalente di strato, dalla teoria, di

$$0,83 \times 1 \text{ mm} = 0,83 \text{ mm}$$

da cui si ottiene il parametro

$$Q = \frac{0,83 \text{ mm}}{0,367 \text{ mm}} = 2,26$$

A tale valore, nelle curve di Dowell[2] si ottiene che l'impedenza a 32 kHz sarà

$$R_{ac} = 30R_{dc} = 2,45 \Omega$$

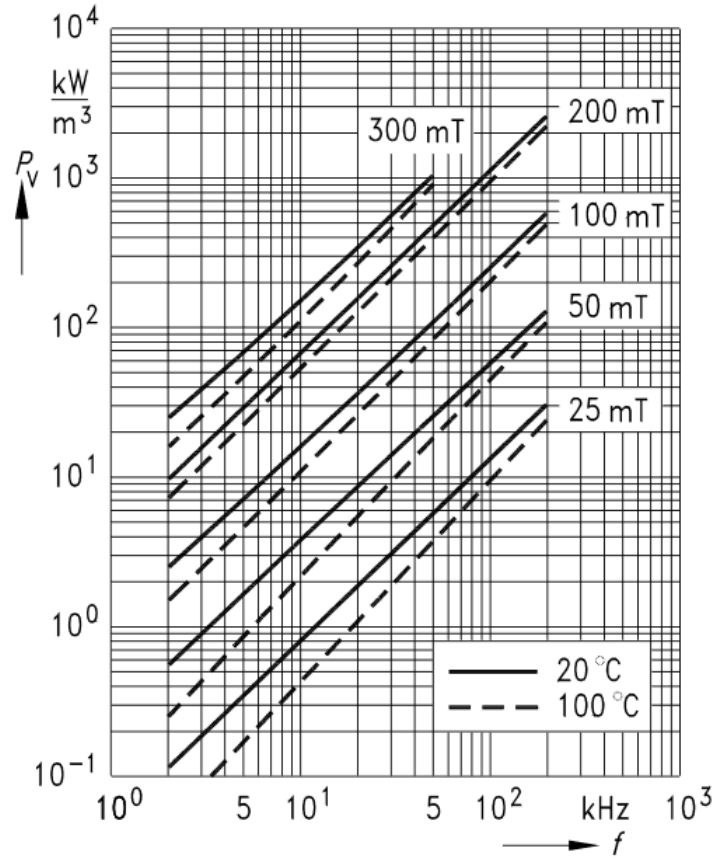


Figura 3.5: Perdite relative del nucleo in funzione della frequenza.

La corrente efficace da considerare è solo quella alternata ossia

$$\Delta I_{Lpp} = \frac{8 \text{ A}}{2 \cdot 3\sqrt{3}} = 0,77 \text{ A}$$

per cui la potenza dissipata dalle componenti a 32 kHz sarà

$$P_{ac} = 3R_{ac}\Delta I_{Lpp}^2 = 4,36 \text{ W}$$

Concludendo la potenza totale dissipata dall'induttore sarà la somma delle potenze dissipate dalla componente continua della corrente più quella dissipata dalle componenti ad alta frequenza più le perdite nel nucleo magnetico

$$P_{L,diss} = (0,58 + 1,86 + 4,36) \text{ W} = 6,8 \text{ W}$$



In questo modo l'induttore al più si dissipa l'1,13% della potenza massima in ingresso al boost. Questo risultato si può ritenere soddisfacente perché tra gli obiettivi c'è quello di sprecare la minore quantità possibile di energia fornita trattandosi di energia solare, ottenuta con investimento costoso. In Figura 3.6 è riassunto in schema elettrico la soluzione proposta. Sfruttando il fatto che l'avvolgimento è composto da tre avvolgimenti in

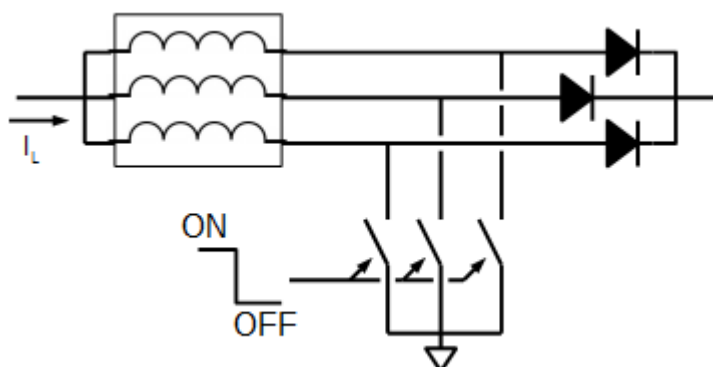


Figura 3.6: Schema del boost finale per ripartire la corrente d'induttore

parallelo, abbiamo pensato di dividere in tre lo switch e anche il diodo. In questa maniera potremo utilizzare dei MOSFET più facilmente reperibili e dei diodi che portando solo un terzo della corrente, risulteranno più rapidi.

### 3.3 Condensatori di filtro, switch e diodi

Per completare il dimensionamento bisogna determinare l'ordine di grandezza dei condensatori di filtro in ingresso e in uscita del boost, oltre che scegliere degli switch e dei diodi in grado di sostenere le tensioni e le correnti applicate. Prima determiniamo le grandezze in gioco con l'ingresso reale al boost, che sarà 600 W a 167,4 V (da cui  $I_L$  di 3,59 A). Come verificato nella sezione precedente il convertitore opera sicuramente in DCM, per cui calcoliamo  $D'$  tramite l'equazione 3.12

$$D' = 0,053$$

da cui il duty cycle, secondo la formula 3.10

$$D = 0,551$$

La corrente di picco quindi diventerà

$$i_{Lpk} = \frac{V_{IN}}{Lf_s} D = 7,58 \text{ A}$$

### Condensatore in ingresso

Il condensatore d'ingresso  $C_{IN}$  risulta necessario per filtrare il ripple di corrente dell'induttore. Il pannello fotovoltaico in prima approssimazione è assimilabile a un generatore di corrente con in parallelo un diodo zener con tensione di zener pari alla tensione a vuoto del pannello. Quindi è in grado di fornire al suo carico la corrente media, ma non il ripple quando si chiedi la potenza massima. Il condensatore di ingresso viene posto proprio per essere il serbatoio che fornisce la corrente di ripple al carico e allo stesso tempo di mantenere la tensione di ingresso il più costante possibile, in modo da mantenere l'impianto solare in un punto operativo stabile.

Per il suo dimensionamento occorre determinare come il valore di capacità influisce sulla variazione di tensione in ingresso, che noi vogliamo sufficientemente ridotta. Innanzitutto partiamo dalla definizione di capacità, ossia

$$\Delta Q = C_{IN} \Delta V_{IN} \quad (3.14)$$

dove  $\Delta Q$  rappresenta la variazione di carica nel condensatore. Si suppone la corrente fornita dal pannello costante. A regime di funzionamento si ha che la corrente media nel condensatore deve essere nulla, per cui

$$I_{panle} = I_L$$

e la corrente nel tempo del condensatore diventa

$$i_C(t) = I_{panel} - i_L(t) = I_L - i_L(t) \quad (3.15)$$

il cui andamento nel tempo è mostrato in Figura 3.7. A questo punto

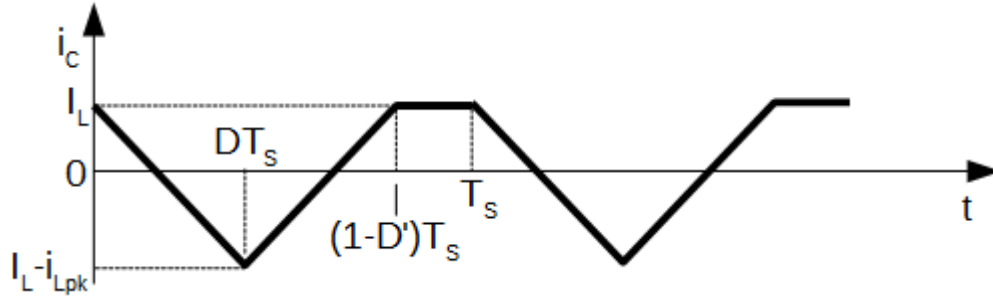


Figura 3.7: Andamento nel tempo della corrente del condensatore d'ingresso.

risulta semplice il calcolo di  $\Delta Q$ , infatti non è altro che l'area, ad esempio, del triangolo che si crea coi valori negativi di corrente

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot (I_L - i_{Lpk}) \cdot \frac{I_L - i_{Lpk}}{i_{Lpk}} (1 - D') T_s$$

e sostituendo in 3.14 si ha

$$C_{IN} = \frac{1}{2} \frac{(I_L - i_{Lpk})^2}{\Delta V_{IN} i_{Lpk} f_s} (1 - D') \quad (3.16)$$

Per avere ad esempio un ripple di tensione in ingresso di al massimo 0,5 V picco picco bisogna che il condensatore d'ingresso sia più grande di

$$C_{IN} = 62,2 \mu\text{F}$$

I condensatori elettrolitici reali che potremo utilizzare sono costruiti con la capacità di sopportare una certa corrente massima di ripple. La corrente di ripple provoca infatti perdite per effetto Joule nelle componenti conduttrici interne ai condensatori che sono tutt'altro che ideali. Calcoliamo quindi il valore efficace della corrente di ripple che sarà assorbita dal nostro circuito di boost nelle condizioni nominali, ossia 600 W a 167,4 V. Se fossimo in condizione di DCM limite la corrente di ripple sarebbe un'onda triangolare il cui valore efficace si calcola come

$$I_{IN,rms} = \frac{7,58}{2\sqrt{3}} = 2,2 \text{ A}$$

Nel nostro caso, essendo in DCM con  $D'=0,053$  la corrente efficace di ripple sarà leggermente inferiore.

Analizzando un catalogo di condensatori possiamo verificare che condensatori da  $100 \mu\text{F}$   $250\text{V}$  non sono in grado di sopportare una corrente efficace di  $2,2 \text{ A}$ . Per soddisfare il valore di corrente di ripple scegliamo di impiegare due condensatori da  $220 \mu\text{F}$   $250\text{V}$  in parallelo. Ognuno dei due supporterà quindi una corrente di ripple di circa  $1,1 \text{ A}$ . Questa scelta implica un ripple di tensione in ingresso di circa  $70 \text{ mV}$ .

### Condensatore di uscita

Analogamente a quanto fatto per il condensatore d'ingresso occorre prima calcolare la corrente media di uscita che risulta

$$I_O = \frac{P_{out}}{V_O} = 1,5 \text{ A}$$

In questo caso le correnti in gioco sono

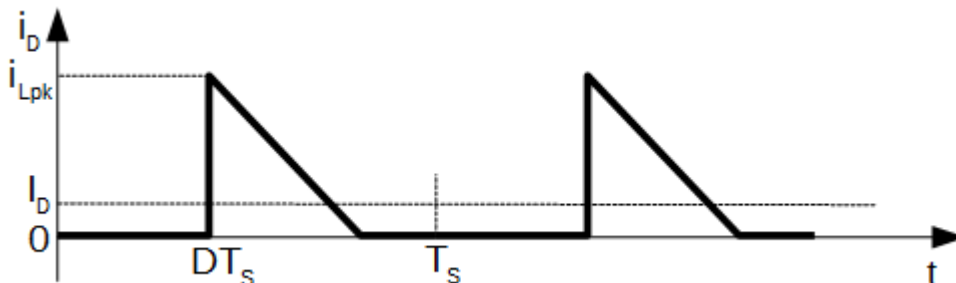


Figura 3.8: Andamento della corrente nel diodo D.

$$i_O(t) = I_O, \quad i_D(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq DT_s \\ i_L(t) & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

A regime come nel caso precedente si deve avere

$$I_D = I_O$$

Applicando gli stessi procedimenti di prima a

$$i_{C_o}(t) = i_D(t) - I_O$$

si ottiene

$$C_O = \frac{1}{2} \frac{(i_{Lpk} - I_O)^2}{\Delta V_O i_{Lpk} f_s} (1 - D - D')$$

Imponendo un ripple di tensione di uscita di 500 mV, si ottiene che il valore di condensatore di uscita deve essere

$$C_O = 60,4 \mu\text{F}$$

Calcoliamo ora la corrente efficace di ripple del condensatore di uscita. Il valore efficace della corrente del diodo è dato da

$$I_{D,rms} = \frac{i_{L,pk}}{\sqrt{3}} \sqrt{1 - D - D'} = \sqrt{I_O^2 + i_{C_O,rms}^2} = 2,75 \text{ A}$$

da cui ricaviamo

$$i_{C_O,rms} = \sqrt{I_{D,rms}^2 - I_O^2} = \sqrt{2,75^2 - 1,5^2} = 2,3 \text{ A}$$

Per considerazioni analoghe a quelle fatte per il condensatore di ingresso, scegliamo di installare due condensatori elettrolitici da 100  $\mu\text{F}$  450V ciascuno. A questi condensatori si aggiunge un ulteriore condensatore di 470  $\mu\text{F}$  450V montato in ingresso alla scheda dell'inverter. Il ripple di tensione atteso sarà quindi di 45 mV picco picco.

## Switch

Come switch reale, si è scelto un MOSFET a canale N a riempimento. Per capire, tra quelli disponibili in commercio, quali considerare e quali scartare occorre prima di tutto capire quali tensioni e correnti devono essere sopportate. Da una semplice analisi del circuito si possono ricavare gli andamenti di tensione e corrente di Figura 3.9 (la corrente in ciascun MOSFET sarà circa 1/3 di quella di figura), da cui si può dedurre che i requisiti minimi dei MOSFET che andremo ad utilizzare devono essere

Tensione drain-source	$[V_{ds}]$	400 V
Corrente di drain	$[I_d]$	3 A

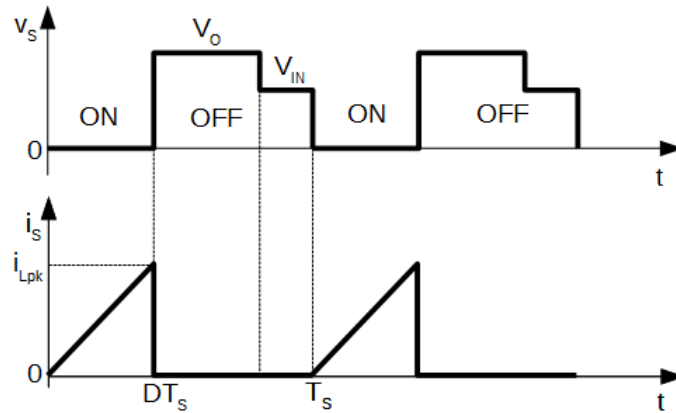


Figura 3.9: Andamento di tensione e corrente negli switcher.

Nell'analisi per la tensione drain source non sono state tenute in considerazione eventuali sovratensioni dovute a induttanze parassite e la caduta diretta dinamica dei diodi, quindi i MOSFET da utilizzare dovranno avere una tensione  $V_{ds}$  massima sicuramente maggiore. Abbiamo scelto di utilizzare il MOSFET STF13N60M2 della STMicroelectronics, le cui caratteristiche elettriche sono

Massima tensione drain-source	$[V_{ds}]$	600 V
Massima Corrente di drain	$[I_d]$	11 A
Range tensione gate-source	$[V_{gs}]$	$\pm 25$ V
Resistenza statica di canale ON	$[R_{dsON}]$	0.35 $\Omega$
Tensione di soglia gate-source	$[V_{gs(th)}]$	3 V

Il MOSFET è stato scelto per la tensione  $V_{ds}$  massima convenientemente elevata e per la resistenza  $R_{dsON}$  che permetterà di avere perdite di conduzione contenute.

Dai dati di tabella è possibile stimare la potenza dissipata in conduzione dai tre MOSFET che si useranno nel circuito. Il valore efficace della corrente che attraversa ogni singolo MOSFET sarà di

$$I_{s,rms} = \frac{i_{Lpk}}{3\sqrt{3}} \sqrt{D} = 1,083 \text{ A}$$

per cui la potenza dissipata complessiva sarà di

$$P_{diss,ON} = 3R_{dsON}I_{s,rms}^2 = 1,23 \text{ W}$$

La principale causa di dissipazione tuttavia sarà sicuramente legata alle perdite di commutazione, la cui stima fatta a priori risulta essere difficoltosa.

## Diodi

Come fatto per i MOSFET occorre individuare quali sono i requisiti minimi che devono soddisfare i tre diodi. Dalla Figura 3.10 si ottengono la corrente di forward (ricordando che in realtà è equi-ripartita su ciascun ramo) e la massima tensione inversa da sostenere (tensione misurata fra catodo e anodo).

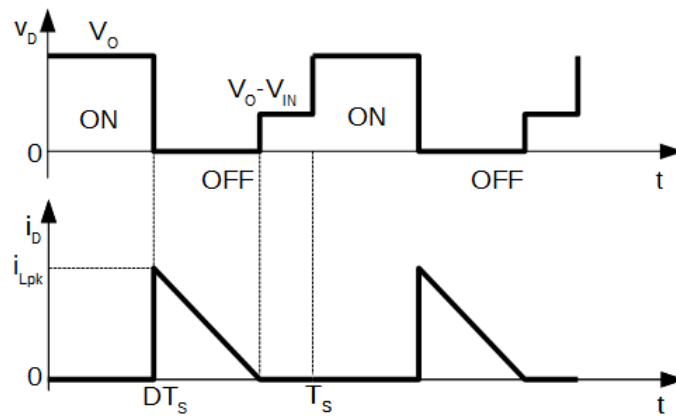


Figura 3.10: Andamento di tensione inversa e corrente dei diodi.

Le specifiche sono

Tensione inversa	[V]	400
Corrente diretta media	[A]	0,5
Corrente diretta valore efficace	[A]	0.92

Si sceglie il modello STTH1R06 della STMicroelectronics, un diodo a commutazione molto veloce e con bassi tempi di recovery riferiti alla tensione

inversa sopportabile, per ridurre le perdite il più possibile. Le sue caratteristiche tecniche sono

Tensione inversa di picco	$[V_r]$	600 V
Corrente di forward rms	$[I_{F,rms}]$	7 A
Corrente di forward media	$[I_{F,av}]$	1 A
Corrente di leakage	$[I_R]$	$10 \mu A$
Caduta di tensione diretta	$[V_F]$	1 V
Tempo di recovery inverso	$[t_{rr}]$	25 ns

Si può osservare che il tempo di ripristino (recovery) inverso del diodo è circa 1/1000 del periodo di commutazione a 32 kHz, e questo contribuirà a ridurre le perdite complessive del circuito finale.

### 3.4 UC3842B e controllo del convertitore

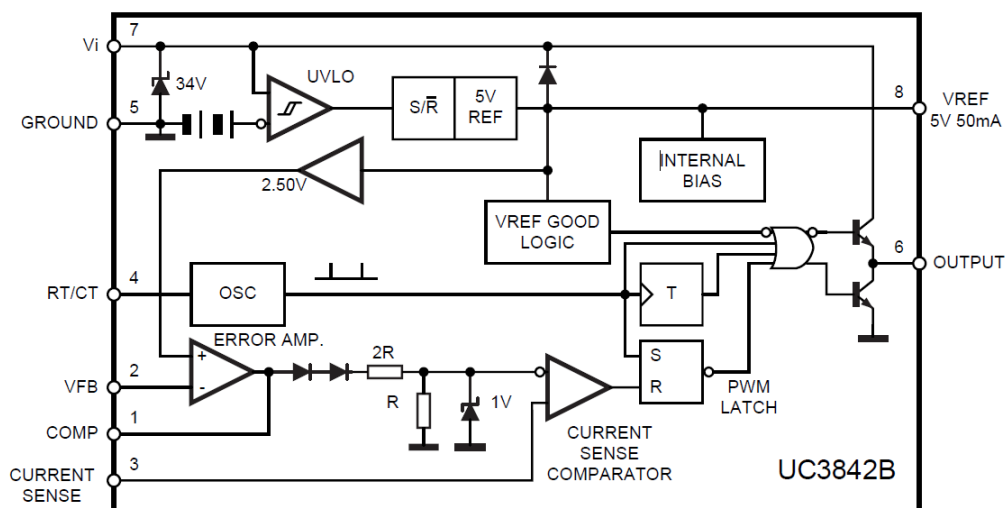


Figura 3.11: Schema a blocchi dell'integrato UC3842B.

Come accennato, il controllo hardware della PWM del convertitore boost è affidato all'integrato UC3842B della ON Semiconductor. L'integrato



fondamentalmente applica un controllo di corrente di picco sull'induttore, soluzione assai diffusa nella realizzazione dei convertitori. Sostanzialmente tramite un comparatore, quando la corrente di induttore misurata supera il riferimento di corrente, vengono spenti i MOSFET e la corrente quindi inizia a calare. Un opportuno oscillatore provvede a riaccendere i MOSFET con una cadenza determinata dai valori di una resistenza e di un condensatore. In questo modo si fissa un limite alla corrente di picco dell'induttore, proteggendo quest'ultimo da sovracorrenti e dalla possibile saturazione del materiale magnetico.

La Figura 3.11 rappresenta lo schema a blocchi dell'integrato ricavato dal suo datasheet. Il circuito integrato dispone di otto pin: i pin di alimentazione (7 e 5), un pin per il feedback di tensione (2) e uno di corrente (3), un pin per la compensazione del controllo (1), un pin che fornisce una tensione di riferimento  $V_{ref}$  (8), il pin dell'oscillatore che determina la frequenza di commutazione  $f_s$  del convertitore (4) e infine il pin d'uscita (6) che andrà a comandare i gate dei MOSFET, determinandone lo stato di ON o OFF. In Tabella 3.1 sono inoltre riportate le principali caratteristiche del circuito integrato quando alimentato a 15 V.

## Amplificatore d'errore

La prima cosa da osservare è che la tensione di riferimento per l'amplificatore d'errore è di 2,5 V, quindi per avere 400 V di tensione di uscita occorre che il feedback a tale tensione restituisca 2,5 V. Si sceglie di realizzare il feedback per mezzo di un partitore resistivo (Figura 3.12) il cui rapporto di partizione dovrà essere

$$\alpha = \frac{2,5 \text{ V}}{400 \text{ V}} = 6,25 \cdot 10^{-3}$$

Onde evitare che il partitore assorba troppa potenza, trattandosi di un carico resistivo, lo si renderà a impedenza relativamente alta sfruttando la bassa corrente di bias del segnale di ingresso. In particolare si è scelto di dare valore 1,41 M $\Omega$  (tre resistenze da 470 k $\Omega$  in serie, per ripartire l'alta tensione da misurare) alla resistenza  $R_{part1}$ . Ne segue che l'altra resistenza

<b>Riferimenti</b>		
Tensione di riferimento $V_{ref}$	[V]	5
<b>Amplificatore d'errore</b>		
Reference voltage	[V]	2,5
<b>Sensing di corrente</b>		
Massimo segnale di input	[V]	1
<b>Output</b>		
Livello basso	[V]	0,1
Livello alto	[V]	13,5
<b>Under-voltage lockout</b>		
Soglia di start	[V]	16
Tensione minima dopo accensione	[V]	10
Corrente d'alimentazione	[mA]	12

Tabella 3.1: Caratteristiche dell'integrato UC3842.

del partitore dovrà valere

$$R_{part2} = R_{part1} \frac{\alpha}{1 - \alpha} = 8,87 \text{ k}\Omega$$

che risulta anche essere un valore commerciale. Tuttavia si è preferito in-

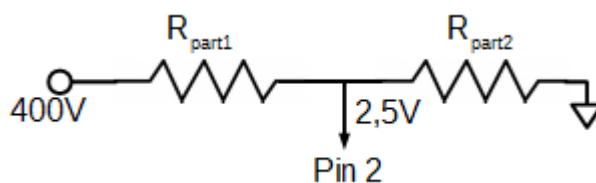


Figura 3.12: Partitore di feedback di tensione.

serire un trimmer da 5 k $\Omega$  nel partitore in modo da avere una tensione d'uscita regolabile manualmente, in modo da poter mantenere il progetto il piú aperto possibile ad applicazioni future.

Con questa aggiunta il range di tensioni potrà essere regolato da un minimo di 257 V a un massimo di 401 V circa.

## Sensing di corrente

L'amplificatore d'errore genera il riferimento di corrente, che quando viene superato dal segnale dato in ingresso al pin 3, porta a livello basso il pin OUT, spegnendo quindi i MOSFET. Come specificato in tabella e visibile nella figura il lato invertente del comparatore di corrente è limitato a 1 V, per cui il limite massimo di corrente di picco sarà quello per cui il circuito primario di rilevazione di corrente fornirà 1 V al pin 3 del nostro UC3842B. In sostanza il valore delle resistenze di shunt è determinato dalla corrente massima che si deciderà di far scorrere. Per avere un po' di margine con il convertitore e per non arrivare alla saturazione del nucleo magnetico si pone il limite massimo a 9 A a cui corrisponde un'induzione magnetica di circa 225 mT. La resistenza di shunt dovrà avere valore complessivo

$$R_{shunt} = \frac{1 V}{9 A} = 0,11 \Omega$$

La misura della corrente di induttore viene effettuata sul ramo del MOSFET, in quanto quest'ultimo in conduzione è attraversato dalla stessa corrente dell'induttore, e non essendo interessante l'andamento di corrente durante il tempo di OFF per quel che riguarda il controllo di corrente di picco. La corrente complessiva si divide equamente in tre rami, per cui le resistenze di shunt del singolo ramo dovranno essere

$$R_{sh} = 3R_{shunt} = 0,33 \Omega$$

Tutti e tre i segnali di shunt vengono collegati per mezzo di un sommatore resistivo al pin 3 come è riassunto in Figura 3.13 Le resistenze di sommatore, vengono scelte molto più grandi di quelle shunt, in modo da influenzare il meno possibile la misura di corrente. Si sceglie il valore di 330  $\Omega$ , 1000 volte più grande di quello di shunt.

## Compensatore per il controllo della corrente di picco

Per dimensionare la compensazione da inserire tra i pin 1 e 2 dell'amplificatore d'errore, si considerano i soli valori medie delle grandezze interessate. Il convertitore boost è un sistema a struttura variabile (VSS), ossia la cui

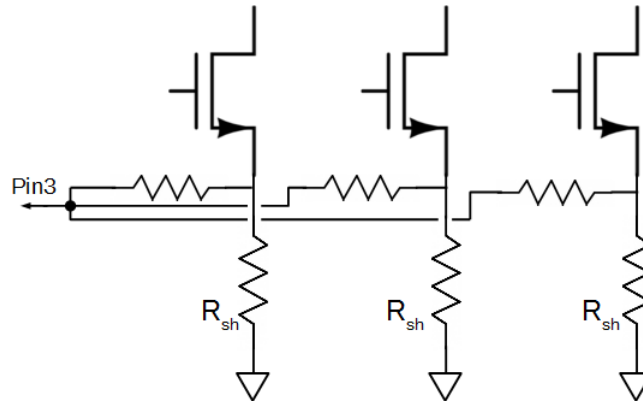


Figura 3.13: Schema del circuito di sensing di corrente.

topologia viene modificata periodicamente. Di conseguenza è anche un sistema non lineare e tempo variante, per cui occorre passare a un'analisi ai piccoli segnali dei valori medi delle grandezze coinvolte. In questo modo è possibile linearizzare il convertitore nell'intorno nel suo punto di lavoro a regime.

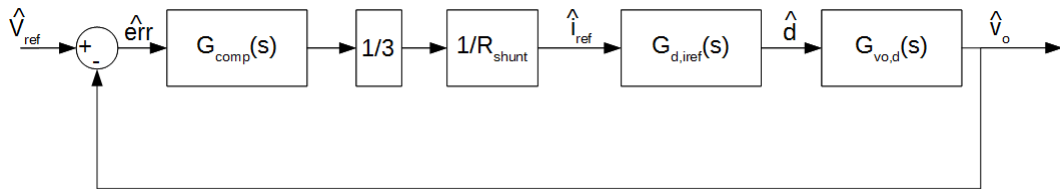


Figura 3.14: Schema a blocchi del sistema a retroazione per il controllo a corrente di picco.

La grandezza di cui si vuole effettuare il controllo è la tensione di uscita  $\hat{v}_O$  (piccolo segnale di  $V_O$ ), che viene confrontato con il segnale di riferimento ottenendo la stima dell'errore, processata successivamente dalla compensazione ( $G_{comp}(s)$ ), da dimensionare. Questo segnale viene poi ridotto di un fattore 3 (vedi partitore in Figura 3.11) e dividendolo per  $R_{shunt}$  si ottiene il riferimento di corrente  $\hat{i}_{ref}$ , la cui perturbazione determina una perturbazione del duty cycle  $\hat{d}$  secondo la legge

$$G_{d,iref}(s) = \frac{\hat{d}}{\hat{i}_{ref}}$$

La variazione di duty cycle implica di conseguenza una variazione della tensione di uscita data da

$$G_{vo,d}(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{d}}$$

In Figura 3.14 viene riassunto visivamente quanto sopra descritto. Il fattore  $\alpha$  del partitore di feedback non compare in quanto incluso nel blocco di compensazione che a livello pratico è realizzato dall'amplificatore d'errore e dalla rete di resistenze e condensatori ad esso collegati. Per il dimensionamento occorre ora quantificare ogni blocco (escluso quello di compensazione) in modo da individuare il tipo di regolatore necessario per soddisfare le specifiche del guadagno d'anello (frequenza di taglio e margine di fase).

Innanzitutto partiamo da  $G_{vo,d}(s)$ , funzione di trasferimento determinata unicamente dal convertitore boost. Dalla teoria ([1]), operando in funzionamento discontinuo, si ha che  $G_{vo,d}(s)$  è data da

$$G_{vo,d}(s) = \frac{2V_{IN}}{2M-1} \sqrt{\frac{M(M-1)}{k}} \frac{1}{1 + sR_O C_O \left(\frac{M-1}{2M-1}\right)} \quad (3.17)$$

con

$$M = \frac{V_O}{V_{IN}}, \quad k = \frac{2f_s L}{R_O}, \quad R_O = \frac{V_O^2}{P_{panel}} = 266,7 \Omega$$

Come si può osservare da 3.17 la funzione di trasferimento del boost è del primo ordine (singolo polo), quindi di complessità inferiore rispetto a quello in funzionamento CCM (di secondo ordine con un zero reale positivo). Questo fatto giustifica la scelta presentata a inizio capitolo di far funzionare il convertitore in DCM. Con questo funzionamento inoltre scompare il problema di instabilità statica presente nel funzionamento CCM, risolvibile solo con una rampa di compensazione da sommare al feedback di tensione, complessità circuitale ulteriore che ha spinto alla scelta del modello DCM.

Per quanto riguarda la funzione  $G_{d,iref}(s)$  si osserva che  $I_{ref}$  determina il valore di picco della corrente d'induttore, quindi si può affermare che

$$I_{ref} = i_{Lpk}$$

Con questa osservazione si può facilmente calcolare  $G_{d,iref}(s)$ , infatti possiamo scrivere

$$I_{ref} = i_{Lpk} = \frac{V_{IN}}{L f_s} D$$

passando ai piccoli segnali

$$\hat{i}_{ref} = \frac{V_{IN}}{Lf_s} \hat{d}$$

da cui

$$G_{d,iref}(s) = \frac{\hat{d}}{\hat{i}_{ref}} = \frac{Lf_s}{V_{IN}} \quad (3.18)$$

Ora sono calcolati tutti i blocchi necessari per la determinazione del regolatore, essendo il valore di  $R_{shunt}$  noto. La funzione da compensare è quindi

$$G_{v,ir}(s) = \frac{1}{3R_{shunt}} G_{vo,d}(s) G_{d,iref}(s) \quad (3.19)$$

il cui diagramma di Bode è visibile in Figura 3.15. La funzione di tra-

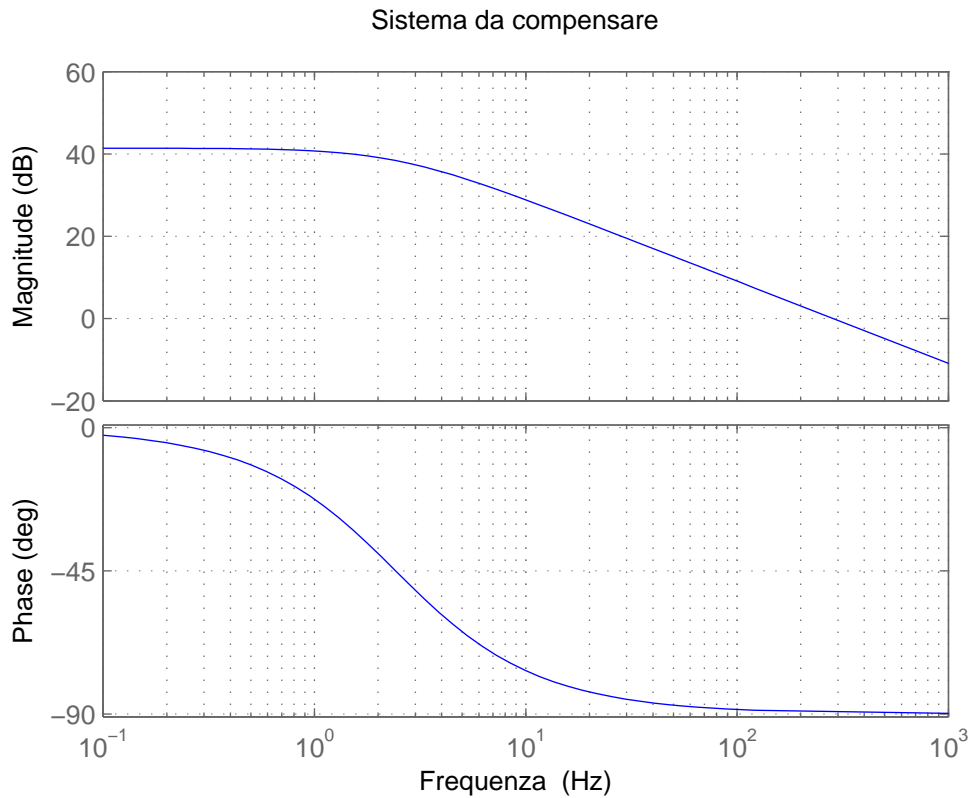


Figura 3.15: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento da compensare.

sferimento è rimasta del primo ordine, per cui è sufficiente utilizzare un

regolatore PI per la compensazione. Siccome il regolatore a livello pratico è realizzato dall'amplificatore d'errore, occorre aggiungere un polo in alta frequenza al PI in modo da renderlo realizzabile. La funzione di trasferimento tipica di un regolatore PI infatti è

$$PI_{ideal}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = G_{PI} \frac{s + \omega_{PI}}{s}$$

che in alta frequenza ( $s \rightarrow \infty$ ) tende ad un valore costante, mentre nella realtà deve tendere a zero; risultato ottenibile solo avendo un ulteriore polo, ossia

$$PI_{real}(s) = \frac{G_{PI}}{s} \frac{s + \omega_{PI}}{s + \omega_{polo}} \quad (3.20)$$

Si potrebbe sfruttare il polo che si genera a causa della banda limitata dell'amplificatore operativo, ma tipicamente questa ha a un valore troppo alto, mentre il nostro obiettivo è quello di fissarlo prima dei 32 kHz in modo da attenuare la sensibilità al ripple di tensione di uscita alla frequenza di commutazione, che per la stima dell'errore non interessa. Per questo si decide di posizionare il polo a 10kHz. Il sistema da compensare quindi è

$$G_{v,ir}(s) \frac{1}{s + \omega_{polo}}$$

il cui diagramma di bode è visibile in Figura 3.16.

Le specifiche scelte per il guadagno d'anello sono:

- Frequenza di taglio a 30 Hz;
- Margine di fase 80°.

La frequenza di taglio, che indicativamente è direttamente proporzionale alla velocità di risposta di un sistema retroazionato a una perturbazione, è così bassa perché appunto si desidera che il boost non intervenga significativamente alle sollecitazioni causate dal motore alle frequenze di oscillazione delle fasi. In questo modo il microcontrollore potrà rilevare in tempo se il motore sta assorbendo più energia di quella che il pannello può fornire, misurando il valore del segnale d'errore (pin 1). Se infatti l'amplificatore d'errore rimanesse saturo al livello di richiesta di massima corrente per un

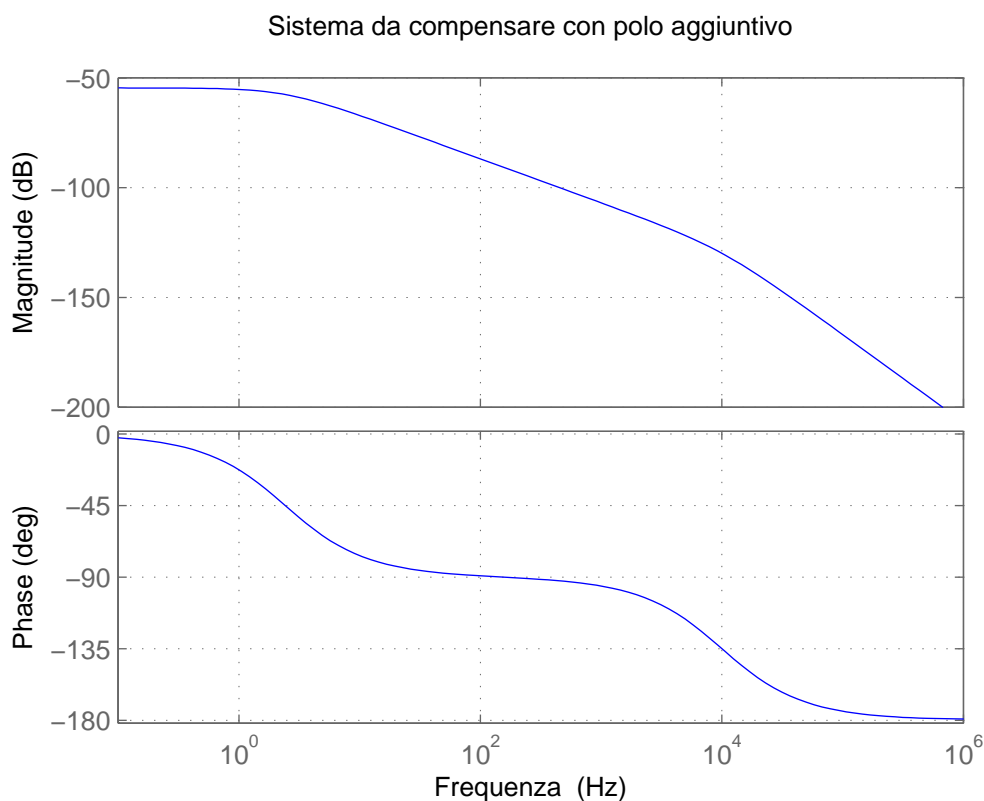


Figura 3.16: Diagramma di Bode del sistema da compensare con l'aggiunta del polo a 10 kHz.

tempo rilevante significherebbe che il pannello solare non è in grado di fornire la potenza necessaria a mantenere i 400 V sul bus. In questo caso il microcontrollore dovrà reagire riducendo la velocità del motore e quindi la potenza richiesta al pannello.

Per il margine di fase invece si è scelto un valore sufficientemente alto, in modo da avere una solida stabilità del sistema retroazionato, privo il più possibile di oscillazioni nelle risposte a perturbazioni.

Date queste specifiche si verifica che il PI è ancora sufficiente per ottenere il tipo di compensazione desiderato per cui si può ora procedere con il suo dimensionamento, determinando i valori  $G_{PI}$  e  $\omega_{PI}$ . Porre la frequenza di taglio  $f_c$  a 30 Hz e margine di fase  $m_\varphi$  a  $80^\circ$  significa fissare le seguenti due



uguaglianze:

$$|G_{v,ir}(j\omega_c)| \frac{G_{PI}}{\omega_c} |j\omega_c + \omega_{PI}| = 1 \quad (3.21)$$

$$\angle G_{v,ir}(j\omega_c) + \angle(j\omega_c + \omega_{PI}) + \frac{\pi}{2} = m_\varphi \quad (3.22)$$

che si possono riscrivere come

$$|G_{v,ir}(j\omega_c)| G_{PI} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{PI}}{\omega_c}\right)^2} = 1 \quad (3.23)$$

$$\pi + \angle G_{v,ir}(j\omega_c) + \arctan\left(\frac{\omega_{PI}}{\omega_c}\right) = m_\varphi \quad (3.24)$$

Mettendo a sistema si possono ottenere i parametri  $G_{PI}$  e  $\omega_{PI}$  in funzione delle specifiche di guadagno d'anello

$$G_{PI} = \frac{1}{|G_{v,ir}(j\omega_c)| \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{PI}}{\omega_c}\right)^2}} \quad (3.25)$$

$$\omega_{PI} = \omega_c \tan(m_\varphi - \angle G_{v,ir}(j\omega_c) - \pi) \quad (3.26)$$

Dal diagramma di bode di Figura 3.16 si ricavano

$$|G_{v,ir}(j\omega_c)| = 1,508 \cdot 10^{-4}, \quad \angle G_{v,ir}(j\omega_c) = -1,493 \text{ rad}$$

che inseriti nelle equazioni 3.25 e 3.26 restituiscono

$$G_{PI} = 6,422 \cdot 10^3$$

$$\omega_{PI} = 48,556 \text{ rad/s}$$

Con tali valori si ottiene il guadagno d'anello di Figura 3.17 in cui è facilmente visibile che le condizioni di frequenza di attraversamento e margine di fase sono verificate e rispettate.

Per realizzare elettronicamente la funzione di trasferimento del regolatore PI si utilizza la rete di compensazione di Figura 3.18 in cui è visibile l'intero schema elettrico che realizza la funzione  $G_{comp}(s)$ . La funzione di trasferimento che realizza tale circuito è

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{\alpha}{s(C_{comp1} + C_{comp2})R_A // R_B} \cdot \frac{1 + sR_{comp}C_{comp2}}{1 + sR_{comp} \frac{C_{comp1}C_{comp2}}{C_{comp1} + C_{comp2}}}$$

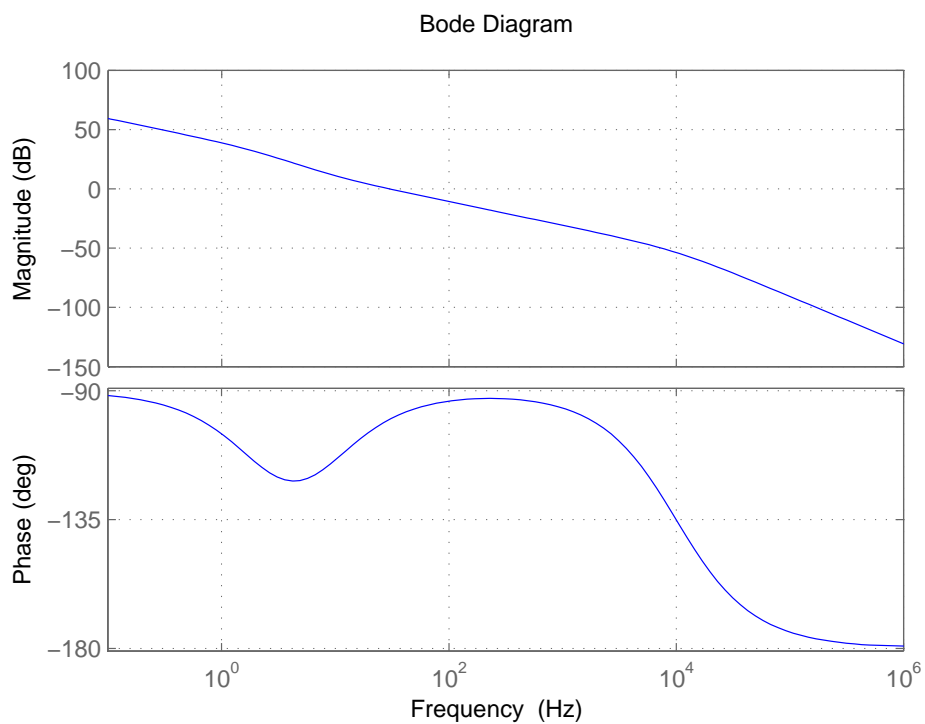


Figura 3.17: Diagramma di Bode del guadagno d'anello.

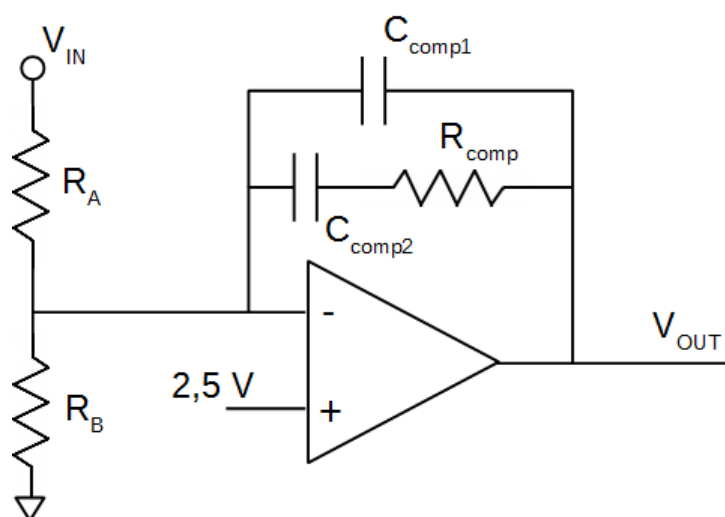


Figura 3.18: Schema elettrico del regolatore PI.

dove  $R_A//R_B$  indica la resistenza equivalente del parallelo tra  $R_A$  e  $R_B$ . Imponendo l'uguaglianza tra la funzione di trasferimento appena ricavata, trascurandone il segno meno, e la 3.20 si ottiene il sistema 3.27 che permette di calcolare i valori di  $R_{comp}$ ,  $C_{comp1}$  e  $C_{comp2}$ .

$$\begin{cases} G_{PI} \frac{\omega_{PI}}{\omega_{polo}} = \frac{\alpha}{R_A//R_B(C_{comp1}+C_{comp2})} \\ \omega_{PI} = \frac{1}{R_{comp}C_{comp2}} \\ \omega_{polo} = \frac{C_{comp1}+C_{comp2}}{R_{comp}C_{comp1}C_{comp2}} \end{cases} \quad (3.27)$$

Che risolto diventa

$$\begin{cases} C_{comp1} = \frac{\alpha}{G_{PI}R_A//R_B} = 51,73 \text{ pF} \\ C_{comp2} = \frac{\alpha\omega_{polo}}{G_{PI}\omega_{PI}R_A//R_B} - C_{comp1} = 66,88 \text{ nF} \\ R_{comp} = \frac{1}{\omega_{PI}C_{comp2}} = 307,92 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

I valori ottenuti saranno riportati ai valori commerciali più vicini, rispettivamente 56 pF, 68 nF e 270 k $\Omega$ .

## Accensione e spegnimento del boost

In previsione del sistema in cui verrà utilizzato il boost e prevedendo alcune interazioni col microcontrollore PIC24, si è pensato di aggiungere la possibilità di attivare e disattivare il boost in base alla necessità.

Per riuscire in ciò si è pensato di agire esternamente tramite l'uscita dell'amplificatore d'errore. Collegando a massa l'uscita dell'amplificatore d'errore infatti si costringe il convertitore ad operare con duty cycle nullo e quindi spegnendo di fatto il convertitore boost. Il BUS rimarrà alimentato alla sola tensione di uscita del pannello. Quando invece si vuole l'avvio del boost non si fa altro che disattivare il collegamento esterno. A questo punto il controllo a feedback riprenderà il suo normale funzionamento.

Il circuito cui si è pensato per svolgere questa funzione è visibile in Figura 3.19. Nel circuito si comprende che quando il microcontrollore dà un segnale alto causa la conduzione del transistor bipolare portando il segnale d'errore del pin1 a zero. In questo modo si mantiene il boost spento (guadagno di tensione unitario). Quando invece il microcontrollore fornisce un

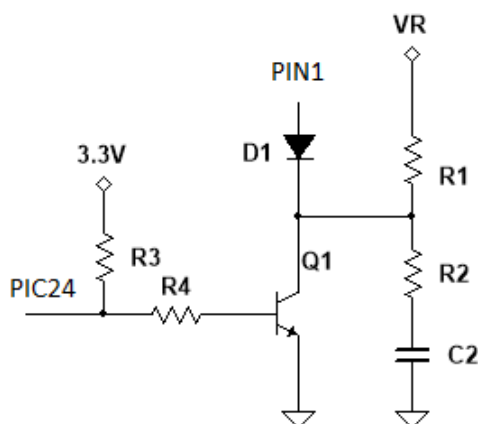


Figura 3.19: Schema elettrico del circuito per l'accensione e lo spegnimento del boost.

livello logico basso, il transistor rimane interdetto, causando la carica del condensatore  $C_1$  al valore di tensione  $V_R$ , tensione di riferimento fornita dall'UC3842. Come si osserva, il diodo poi impedisce che una volta che il convertitore è avviato la misura d'errore non sia influenzata dal circuito d'accensione. Altra caratteristica da evidenziare è che in questa maniera nel transitorio d'accensione la crescita di tensione è determinata dal tempo di carica di  $C_1$ , finché il diodo non si porta in polarizzazione inversa.

Come valori si assumono:

$$R_1 = 22 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 100 \Omega, \quad C_1 = 47 \mu\text{F}, \quad R_3 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

Con tali valori si ha una costante di tempo di carica del condensatore abbastanza lunga, in modo da avere una crescita sufficientemente lenta durante il transitorio di accensione.  $R_2$  (che limita la corrente di scarica di  $C_1$ ) si è scelta sufficientemente piccola invece in modo da avere una rapida scarica del condensatore quando è richiesto lo spegnimento del convertitore.

## Generazione della frequenza di switching

Il classico circuito RC consigliato per determinare la frequenza di commutazione dell'integrato UC3842B causa la tolleranza dei componenti, non garantisce un valore preciso. Sostanzialmente la rete RC continua a caricarsi

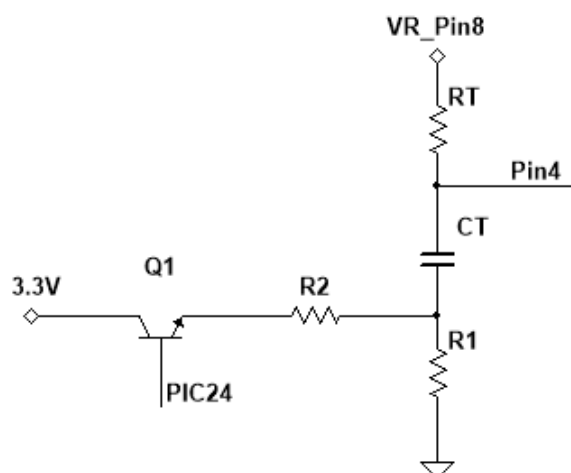


Figura 3.20: Circuito per la determinazione della frequenza di switching.

finché raggiunto un valore determinato inizia a scaricarsi. Il tempo di carica e scarica determina il periodo dell'oscillatore. Al fine di avere una frequenza ben determinata e regolabile è stato sfruttato il PIC24 e una rete esterna che sincronizza l'oscillatore con la frequenza generata dal microcontrollore. Il circuito è visibile in Figura 3.20.

Con questo circuito possiamo far giungere dall'esterno il valore di soglia quando lo desideriamo. Per riuscire in questo la rete RC deve oscillare a una frequenza più bassa di quella desiderata, in modo che sia l'impulso esterno generato dal PIC24 a far raggiungere la soglia dell'oscillatore. Siccome si desidera un sistema il più aperto possibile ad applicazioni diverse, nel caso si voglia utilizzare un motore collegato a triangolo, per mantenere il boost in funzionamento DCM (con motore collegato a triangolo la tensione di bus da generare può essere più bassa) occorre utilizzare una frequenza di switching inferiore, pari a 16 kHz. Per garantire il funzionamento anche in questa configurazione occorre che la rete RC sia dimensionata con  $R_T$  di 33 k $\Omega$  e  $C_T$  di 4,7 nF (circuito simulato e verificato con Multisim).

La resistenza  $R_1$  vale 47  $\Omega$  come suggerito dal datasheet, mentre  $R_2$  corrisponde a 47  $\Omega$  per fare da partitore di tensione ai 3,3 V generati dal pin del PIC24 utilizzato allo scopo.

### Alimentazione dell'UC3842B

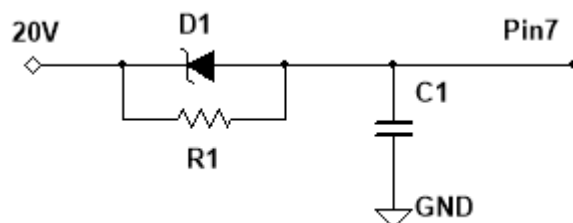


Figura 3.21: Circuito di alimentazione dell'UC3842B.

Per concludere ci concentriamo sull'alimentazione del circuito integrato. In Figura 3.21 è presentato il circuito pensato per tale scopo. Come si osserva si parte da una tensione di 20 V forniti dall'alimentazione principale (di cui parleremo nei paragrafi successivi), che risultano troppo elevati per la nostra applicazione, infatti la tensione cui è alimentato l'UC3842B si traduce nella tensione di gate fornita ai MOSFET. Questi sopportano al più 25 V, ma sono specificati per una tensione di gate di ON di 10 V tipici. Si preferisce quindi alimentare il nostro integrato a circa 15 V, da cui avremo in uscita una tensione di gate massima di 13,5 V. Per ottenerlo si è inserito un diodo zener con tensione di breakdown di 5 V circa in serie all'alimentazione. Per rendere operativo l'integrato, dal datasheet si evince che occorre superare la soglia di 16 V di tensione, prima di ciò la corrente assorbita è però minima. Abbiamo inserito quindi una resistenza  $R_1$  di valore 4,7 k $\Omega$  che prima dell'accensione fornisce la corrente richiesta, portando la tensione sul pin 7 al di sopra della soglia dei 16 V. A questo punto la corrente di supply aumenta e si attiva il diodo zener portando la tensione al livello scelto.

Il condensatore  $C_1$  funge da serbatoio di energia locale per fornire gli impulsi di corrente durante le commutazioni (bisogna caricare rapidamente le capacità di gate dei MOSFET). Come valore si è scelto quello di 1  $\mu$ F. Nella realtà abbiamo utilizzato due condensatori in parallelo, uno del valore stabilito e uno di 10 nF, per migliorare il comportamento capacitivo anche a frequenze alte.

Di seguito (Figura 3.22) si riporta il circuito complessivo progettato per il convertitore in cui si osservano delle aggiunte rispetto a quanto sopra esposto. Il diodo  $D_7$  che collega direttamente ingresso e uscita è inserito perché potrebbe essere utile durante i test di laboratorio. Inoltre sono aggiunti dei partitori e filtri RC del primo ordine alla tensione d'ingresso e al segnale d'errore. Questi due segnali saranno campionati dal microcontrollore per implementare l'algoritmo MPPT.

In Appendice A.3 si riporta il codice MATLAB per le considerazioni sfruttate in questo capitolo.

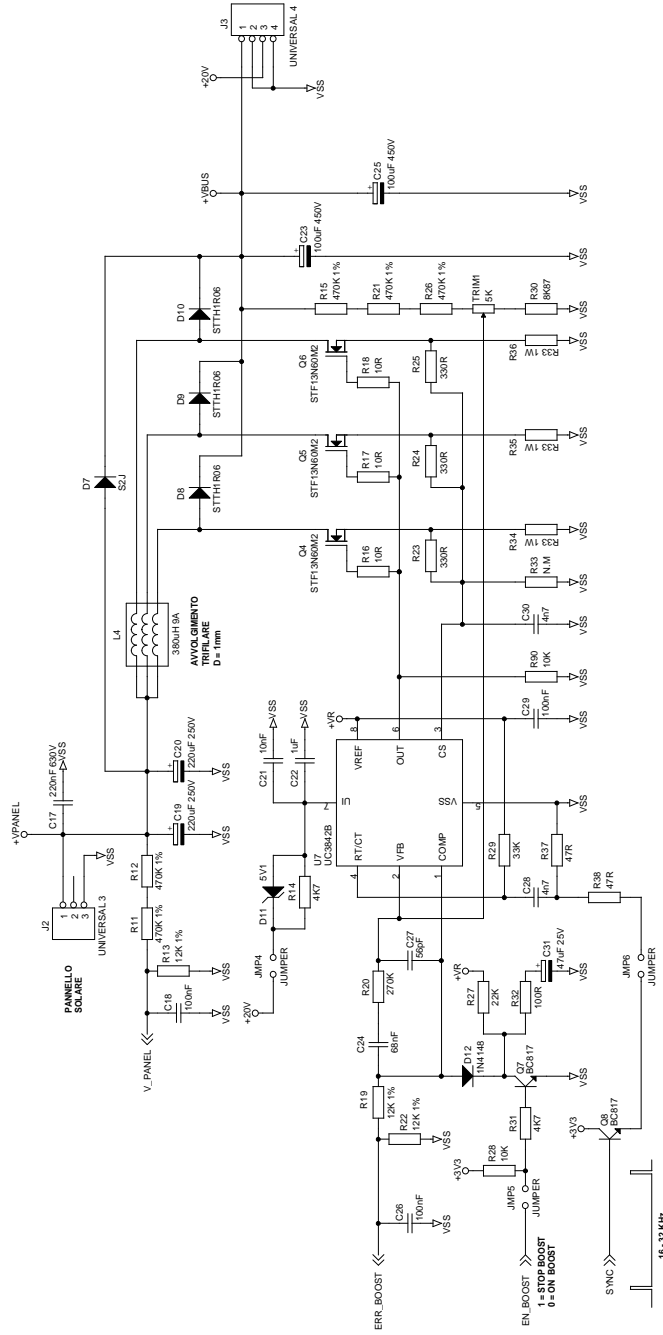


Figura 3.22: Schema generale del convertitore boost.



# Capitolo 4

## Circuiti di alimentazione interna

Il progetto necessita di alimentazioni interne a vari valori di tensione, e più precisamente a 20 V, 5 V e 3,3 V. I vari integrati che vengono utilizzati all'interno del progetto infatti necessitano di ricevere una tensione di alimentazione per poter funzionare in modo corretto.

Come già accennato nel primo capitolo l'alimentazione interna fornisce potenza ai vari integrati assorbendo dai pannelli solari quella necessaria. In questo capitolo si presentano i vari stadi di alimentazione che si sono realizzati. Come idea iniziale si è pensato di realizzare il circuito come cascata di tre convertitori, la cui tensione di ingresso è quella di uscita del precedente.

### 4.1 Alimentazione 20 V

Il primo alimentatore che si realizza è quello che fornisce la tensione di 20 V a partire dalla tensione di bus fornita dal convertitore boost se attivo, altrimenti direttamente dai pannelli per mezzo del diodo D7 di Figura 3.22. Il circuito è stato realizzato per mezzo di un convertitore buck sintetizzato per mezzo dell'integrato VIPER26LD di STMicroelectronics le cui caratteristiche elettriche sono riportate in Tabella 4.1 Tale componente consiste

Massima tensione drain source	[V]	800
Massima Potenza dissipata per $T_j 60^\circ\text{C}$	[W]	1,5
Tensione di riferimenti di feedback	[V]	3,3
Limite minimo di corrente di drain	[A]	0,66
Frequenza di switching	[kHz]	60
Tempo di sovraccarico	[ms]	50
Corrente di alimentazione (drain a 120 V)	[mA]	2,5

Tabella 4.1: Caratteristica elettrica del VIPER26LD.

essenzialmente di un MOSFET interno che si interfaccia esternamente solo con i terminali di drain e source mentre il gate è comandato internamente. Inoltre sono a disposizione i pin per il feedback di tensione, la compensazione del controllo e l'alimentazione dello stesso integrato. In Figura 4.1 viene presentato lo schema circuitale tipico suggerito dal datasheet per realizzare un convertitore buck con questo componente. Il diodo D3 è stato inseri-

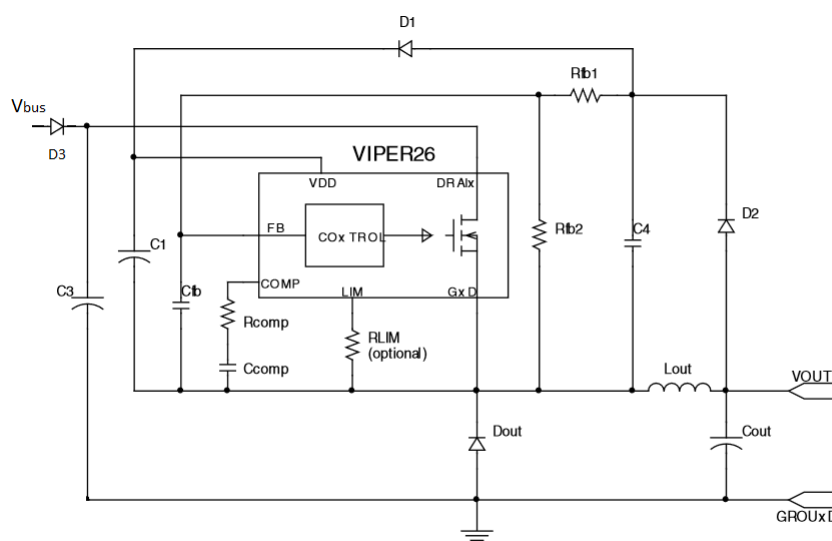


Figura 4.1: Schema applicativo del VIPER26LD come convertitore buck.

to perché in fase d'installazione dei pannelli, in caso di collegamento con modalità errata, non si vada a danneggiare l'intero sistema di alimentazione interna e i componenti a loro connessi. Il diodo D2 è inserito affinché durante la fase di ricircolo di corrente trasferisca la tensione di uscita sul

condensatore C4 e, attraverso il diodo D1, al condensatore C1 che mantiene alimentato il circuito integrato. Per il diodo D2 e D3, che devono sopportare il medesimo stress di tensione inversa di 400 V, si sceglie il modello STTH1R06, lo stesso usato per i diodi del boost.

Il feedback viene realizzato a partire dalla tensione ai capi di C4, che è data da

$$V_{C4} = 20 \text{ V} + V_{Dout} - V_{D2}$$

Nell'ipotesi che le tensioni di caduta diretta  $V_{Dout}$  e  $V_{D2}$  siano circa uguali avremo che il regolatore del viper reagirà per avere

$$V_{C4} = V_{out} = 20 \text{ V}$$

Da questa considerazione possiamo calcolare il partitore del circuito di feedback del VIPER26. Il partitore deve effettuare un'attenuazione di

$$\alpha = \frac{3,3 \text{ V}}{20 \text{ V}} = 0.165$$

valore che si ottiene circa con i valori di resistenza

$$R_{fb1} = 112 \text{ k}\Omega \quad R_{fb2} = 22 \text{ k}\Omega$$

Il condensatore C4 viene dimensionato in modo da avere un ripple di tensione ai sui capi sufficientemente piccolo. Considerando la corrente assorbita dal pin di feedback trascurabile ( $1\mu\text{A}$ ), la corrente media che scarica C4 è di circa  $150 \mu\text{A}$  che alla frequenza di switching di 60 kHz vuol dire una variazione di carica di circa 2,5 nC. Scegliendo 100 nF come valore si ottiene un ripple sovrastimato di 25 mV. La costante di tempo che si ottiene è di circa 13,4 ms. A questo punto si può dimensionare anche il condensatore  $C_{out}$  la costante di tempo che crea a carico massimo infatti deve essere maggiore o uguale di quella di C4, altrimenti quest'ultimo non si accorgerebbe di eventuali perturbazioni di  $V_{out}$ . Stimando la potenza da trasferire al più di 10 W si ha che in uscita il carico massimo è di 40  $\Omega$ . Ne segue che il condensatore  $C_{out}$  deve essere almeno di 375  $\mu\text{F}$ , come valore si sceglie di utilizzare 470  $\mu\text{F}$ . A questo si aggiungono in parallelo altri 2,2 $\mu\text{F}$  per mantenere un buon comportamento capacitivo anche in alta frequenza

Per il condensatore C1 invece abbiamo scelto di assegnare un valore di  $2,2 \mu\text{F}$ , in questo modo il ripple di tensione ai suoi capi è, sovrastimato, di  $17,42 \text{ mV}$  essendo la corrente di alimentazione al più di  $2,5 \text{ mA}$ .

Per quanto riguarda l'induttore  $L_{out}$ , considerando una corrente media di uscita di  $0,5 \text{ A}$  ( $10 \text{ W}$  a  $20 \text{ V}$ ) si ha che il massimo ripple di corrente d'induttore è di

$$\Delta i_L = 2(0,66 - 0,5) \text{ A} = 0,32 \text{ A}$$

Il duty cycle a regime è di

$$D = \frac{20}{400} = 0.05$$

per cui il minimo valore di induttanza per avere tale ripple a tale tensione d'ingresso è di

$$L = \frac{V_{bus} - V_{out}}{\Delta i_L f_s} D = 990 \mu\text{H}$$

Si sceglie come valore commerciale di induttanza quello di  $1 \text{ mH}$  e valore efficace di corrente di  $0,61 \text{ A}$ , disponibile presso la Copper Bussmann (DR127-102). Per concludere si dimensionano  $R_{comp}$  e  $C_{comp}$ . Per raggiungere tale obiettivo si è considerato lo schema a blocchi di Figura 4.2.

Il blocco  $G_m$  rappresenta la transconduttanza dell'amplificatore d'errore e

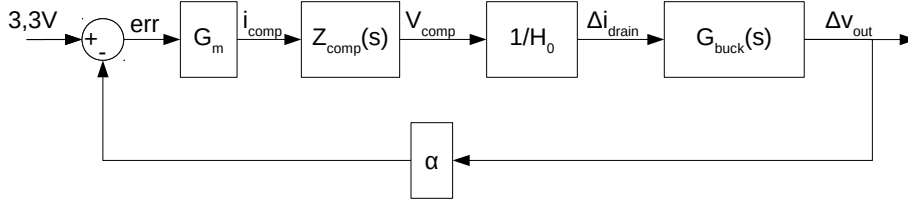


Figura 4.2: Schema a blocchi per la compensazione del VIPER26LD.

il suo valore da datasheet è di  $2 \text{ mA/V}$ , mentre  $H_0$  rappresenta il rapporto  $\Delta V_{comp}/\Delta i_{drain}$  e vale  $3 \text{ V/A}$ . Sfruttando MATLAB (vedi Appendice A.4) per l'analisi e considerando

$$G_{buck}(s) = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta i_{drain}} = \frac{R_{out}(1 + sESRC_{out})}{1 + s(R_{out} + ESR)C_{out}}$$

con ESR che rappresenta la resistenza serie del condensatore e fissando la frequenza di taglio a 1 kHz e il margine di fase a  $80^\circ$  del guadagno d'anello, si ottengono i valori della rete RC:

$$R_{comp} = 22 \text{ k}\Omega \quad C_{comp} = 33 \text{ nF}$$

Direttamente ai 20 V si è collegato un LED rosso per indicare visivamente che i condensatori di potenza sono carichi a tensioni potenzialmente pericolose. Il LED si spegne solo dopo lo scaricamento praticamente completo di tutti i condensatori.

## 4.2 Alimentazione 5 V

L'alimentatore per i 5 V è inserito in cascata a quello che genera i 20 V ed è realizzato utilizzando l'integrato LM22674-5.0 della Texas Instruments. L'integrato consente la realizzazione di un convertitore buck e fornisce una tensione di uscita di 5 V con feedback diretto, ovvero ha il partitore resistivo interno (vedi Figura 4.3). La frequenza di switching tipica è di 500 kHz e il limite di corrente di uscita è di 0,7 A.

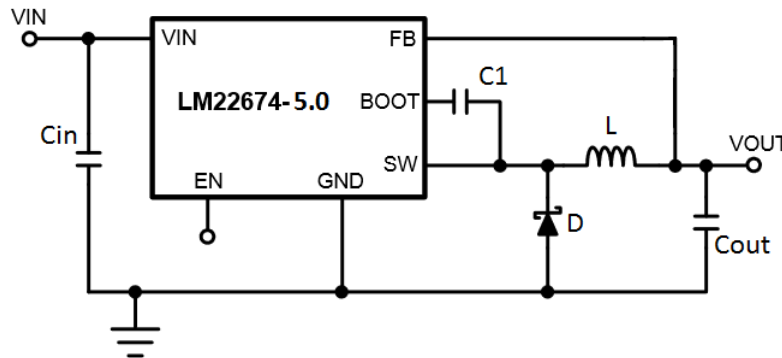


Figura 4.3: Schema alimentatore 5V.

Considerando di desiderare 0,5 A medi in uscita, si calcola che il ripple di corrente nell'induttore è di 0,4 A. Ne deriva un valore di induttanza  $L$  minimo di

$$L = \frac{V_{in} - V_{out}}{\Delta i} \frac{V_{in}}{f_s} = 18,75 \mu\text{H}$$

Per ragioni di disponibilità commerciale si è optato per un induttore da  $150 \mu\text{H}$  e corrente efficace di  $1,59 \text{ A}$  della Cooper Bussmann.

Per il diodo invece si è optato per un diodo Schottky, modello STPS2L60 della STMicroelectronics, in grado di sostenere  $60 \text{ V}$  di tensione inversa e  $2 \text{ A}$  di corrente diretta. Trattandosi di un diodo Schottky le perdite di commutazione e di conduzione sono ridotte.

Per quanto riguarda i condensatori scegliamo di fissare  $C_1$  a  $100 \text{ nF}$  come suggerito da datasheet,  $C_{in}$  da  $100 \text{ nF}$  visto che sarà in parallelo al condensatore di uscita dell'alimentatore a  $20 \text{ V}$ , mentre per  $C_{out}$  scegliamo di inserire due condensatori in parallelo, uno da  $47 \mu\text{F}$  elettrolitico per ridurre il ripple di tensione in uscita e uno da  $10 \mu\text{F}$  ceramico per migliorare il comportamento capacitivo in alta frequenza.

### 4.3 Alimentazione 3,3 V

L'ultimo alimentatore, in cascata a quello da  $5 \text{ V}$ , fornisce in uscita una tensione di  $3,3 \text{ V}$  ed è costituito dal regolatore lineare di tensione LD1117S33TR della STMicroelectronics. Quest'ultimo è un regolatore serie dissipativo in quanto la differenza di tensione tra i  $5$  e  $3,3 \text{ V}$  non giustifica l'utilizzo di un alimentatore switching per migliorare il rendimento che comunque rimane del  $66\%$ . A questo integrato, come suggerito dal datasheet, è sufficiente inserire in ingresso e in uscita due condensatori da  $10 \mu\text{F}$  ciascuno.

I  $3,3 \text{ V}$  avranno il compito di alimentare la parte di controllo del sistema, ovvero il microcontrollore PIC24. Per questo motivo tra l'alimentatore dei  $5 \text{ V}$  e quello di  $3,3 \text{ V}$  è stato inserito in serie un filtro EMI per contribuire a filtrare l'eventuale rumore residuo presente alle alte frequenze.

Di seguito è inserito lo schema circuitale completo della sezione di alimentazione appena descritta.

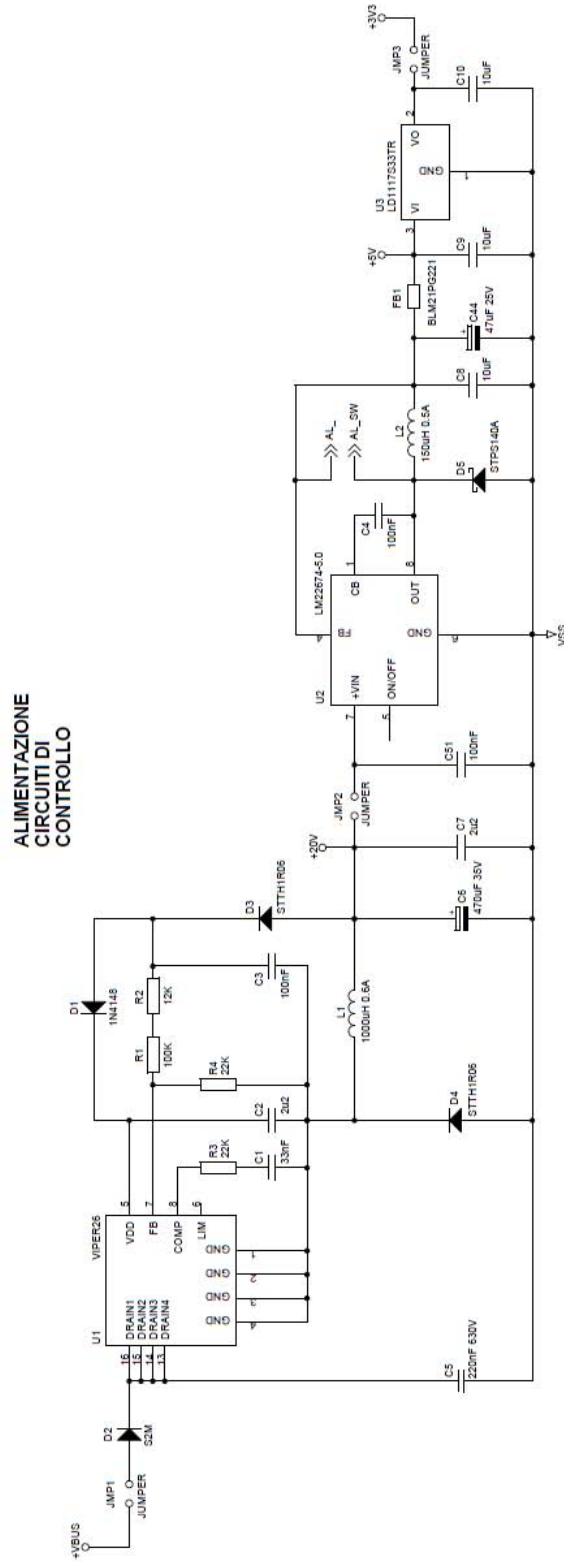


Figura 4.4: Schema del circuito di alimentazione completo del sistema.

# Capitolo 5

## Microcontrollore PIC24

Il microcontrollore scelto per questo progetto è il PIC24FJ32MC104 prodotto dalla Microchip. Il processore contiene una CPU a 16 bit ed è dotato di una memoria flash programmabile da 32 KByte e una memoria RAM di 2 KByte. Il dispositivo è dotato di 44 pin di cui 35 utilizzabili come porte di input/output.

La caratteristica principale che ha portato alla scelta di questa famiglia di microprocessori è la disponibilità di un modulo per il controllo PWM degli inverter trifasi, con gestione interna dei tempi morti di commutazione.

Inoltre questo modello è provvisto di 14 pin con convertitori analogico-digitali a 10 bit con velocità di 1,1 Msps, alcuni dei quali saranno impiegati per la misura di alcune grandezze fondamentali del sistema per il controllo. Si è preferito utilizzare il dispositivo della famiglia con il maggior numero di pin per rendere disponibile il processore anche ad altre applicazioni non implementate in questo progetto, come ad esempio l'interfaccia con un display LCD, dei pulsanti e un canale di comunicazione seriale RS-232 optoisolato.

Il processore è alimentato a 3,3 V su un totale di 6 pin (3 per V<sub>dd</sub>, 3 per il ground), e a ciascun pin abbiamo posto in parallelo un condensatore da 100 nF come indicato dal datasheet. Sempre su indicazione del datasheet, al terminale etichettato  $V_{CAP}$  abbiamo collegato un condensatore da 10  $\mu$ F che serve per la stabilità dell'alimentatore interno della CPU (che lavora a 1,8 V circa).



44-Pin TQFP

■ = Pins are up to 5V tolerant

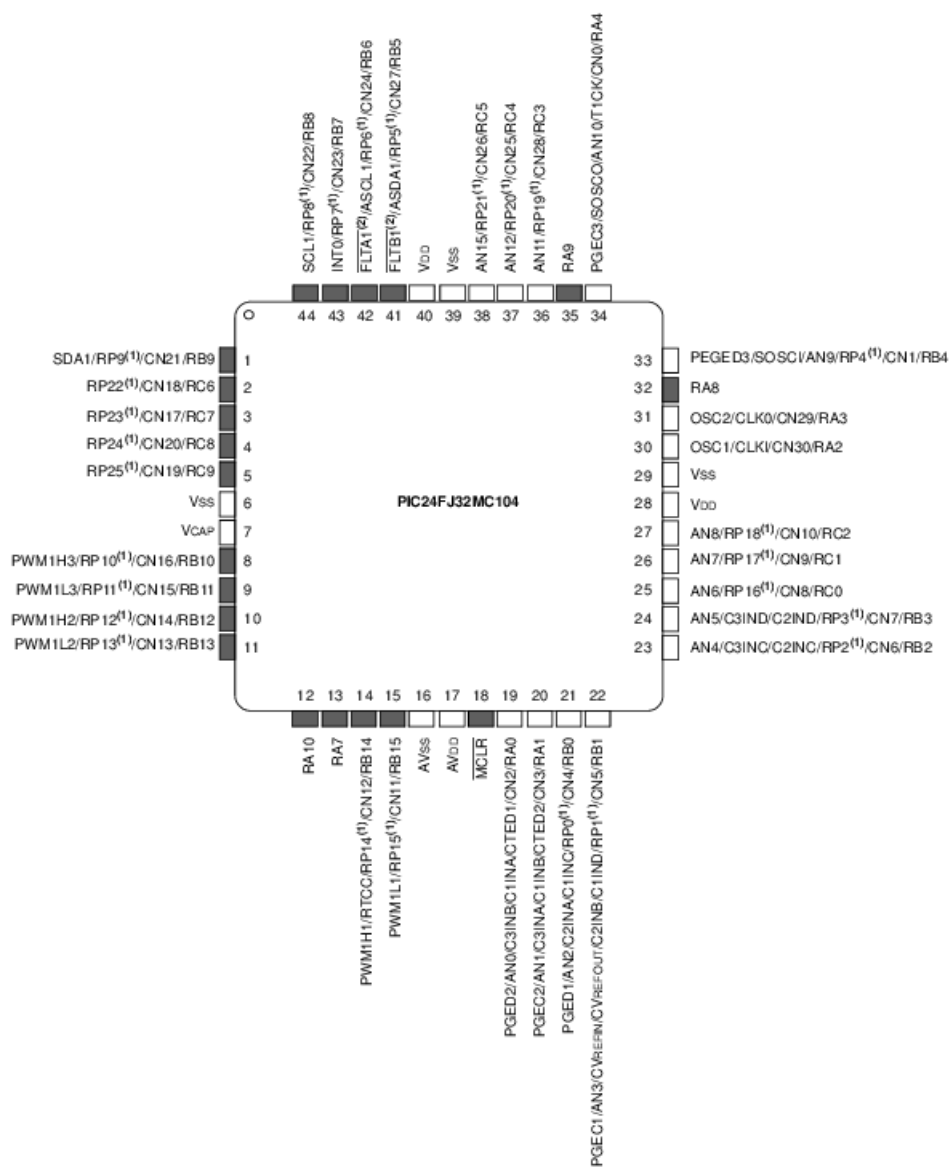


Figura 5.1: Schema dei pin del PIC24FJ32MC104.

## 5.1 Frequenza di clock

Il processore ha a disposizione al suo interno un oscillatore operante alla frequenza di 7,37 MHz che può essere quadruplicata in fase di programmazione attraverso un PLL. La frequenza di clock a cui opererà il PIC sarà metà di quella dell'oscillatore con l'eventuale moltiplicazione del PLL. L'oscillatore interno tuttavia possiede una incertezza tipica dello 0,25% della frequenza nominale. Nel caso si necessiti di una maggiore precisione, è possibile affidarsi a un oscillatore esterno. Nel nostro caso si è scelto di sfruttare un oscillatore al quarzo alla frequenza di 8 MHz e moltiplicarlo con l'utilizzo del PLL interno al PIC. La frequenza di clock del dispositivo quindi sarà di

$$F_{clk} = \frac{4 \cdot 8 \text{ MHz}}{2} = 16 \text{ MHz}$$

Per consentire il corretto funzionamento dell'oscillatore, si sono inseriti due condensatori da 22 pF ciascuno ai capi del quarzo, come richiesto dal suo datasheet.

## 5.2 Circuiti per la programmazione

Per programmare la memoria flash di programma del processore è necessario connettere correttamente i terminali MCLR, PGECx e PGEDx (pin 18, 20, 19 rispettivamente) all'unità di programmazione. Il connettore MCLR deve essere connesso tramite una resistenza di al più 470  $\Omega$  (nel nostro caso si sceglie 330  $\Omega$ ) tra un condensatore da 100 pF connesso a ground e un resistore da 10 k $\Omega$  connesso all'altro capo ai 3,3 V. Per gli altri due pin invece è sufficiente connettere verso massa un resistore da 10 k $\Omega$  ciascuno. Questi segnali assieme alla massa e ai 3,3 V sono stati portati per comodità ad un opportuno connettore a 6 vie (J6).

### 5.3 Comandi al circuito di boost e all'inverter

Come già accennato nella progettazione del boost, il microcontrollore invia due segnali di comando: quello di accensione e spegnimento del convertitore e quello di sincronizzazione della frequenza, rispettivamente collegati ai pin 35 e 36. Entrambi i segnali vengono forniti per via digitale, con un valore logico alto di 3,3 V circa e uno basso di 0 V circa.

Per quanto riguarda la gestione della PWM dell'inverter ci si affida al modulo interno del microcontrollore che permette di determinare via software periodo di commutazione, duty cycle e tempi morti tra le commutazioni. I sei pin che forniscono i segnali di comando agli switch dell'inverter forniscono in modo digitale, con valore alto di 3,3 V cui corrisponde lo stato ON dello switch comandato e basso di 0 V cui corrisponde lo stato OFF. Il valore alto tuttavia non è adatto per il comando del modulo IGBT dell'inverter.

Quest'ultimo infatti per accendere i vari switch, richiede una tensione alta di 5 V. Per questo motivo abbiamo aggiunto un buffer non invertente che porta il segnale alto dai 3,3 V ai 5 V necessari. Questo compito è svolto dall'integrato 74HCT07 della Texas Instruments, alimentato a 5 V con condensatore da 100 nF in parallelo al pin di alimentazione. I pin di ingresso dell'integrato ricevono i segnali di uscita del PIC (pin 8, 9, 10, 11, 14 e 15), e sono collegati a massa con un resistore da 10 k $\Omega$  che dà un riferimento basso anche durante la fase di reset del microcontrollore. I segnali in uscita hanno in serie una resistenza di protezione da 100  $\Omega$  e sono collegati a un connettore flat a 34 pin che collegherà la scheda del boost a quella dell'inverter.

Per verificare la presenza dei tempi morti durante la fase di debug, si è pensato di mandare ciascuna coppia dei segnali PWM, switch alto e switch basso dello stesso ramo dell'inverter, in ingresso a una porta NOR. In questo modo il segnale di uscita sarà alto solo quando entrambi segnali saranno bassi ossia con entrambi gli switch spenti (condizione di tempo morto). Allo scopo, abbiamo utilizzato l'integrato 74HC02N della NXP.

Un altro segnale che si monitora al pin 42 del PIC è il segnale di fault proveniente dal modulo di potenza dell'inverter. Questo segnale è tipicamente alto e a seguito di una sovracorrente severa viene portato basso. Il microcontrollore una volta rilevato il segnale basso interverrà spegnendo tutti gli switch (tutte le uscite basse) interrompendo così il passaggio di corrente. Per garantire il corretto funzionamento, il pin di fault (FLTA, pin 42) è connesso a un partitore resistivo alimentato a 5 V. In questa maniera il segnale è tenuto alto. Questo partitore è inoltre collegato al segnale di fault proveniente dal modulo di potenza dell'inverter, per interrompere la PWM in caso di necessità.

## 5.4 Misura dei segnali di sistema

Abbiamo deciso di misurare tramite il convertitore AD i segnali che sono più rilevanti per l'algoritmo principale che deve implementare il PIC, ossia l'algoritmo MPPT. I segnali che misuriamo sono: la tensione fornita dai pannelli, la tensione di uscita del convertitore boost, il segnale di uscita del suo amplificatore d'errore e la corrente assorbita dall'inverter.

Per ciascuna di queste grandezze si è dovuto applicare un partitore resistivo per adattare i livelli di tensione e un filtro RC dove necessario per eliminare le componenti di segnale legate alle frequenze di commutazione. Il partitore è necessario in quanto il convertitore analogico-digitale campiona i segnali solo nel range di tensioni che vanno da 0 V a 3,3 V.

Per la misura della corrente assorbita dal motore, si sfrutta il sistema di misura già predisposto nello schema dell'inverter. Su ciascun ramo dell'inverter è posta una resistenza di shunt da  $0,05\Omega$  che restituisce un valore di tensione proporzionale alla corrente del rispettivo ramo, che a sua volta viene processato da un filtro RC attivo che fornisce 2,5 V medi in caso di corrente nulla. I tre segnali sono prelevati tramite la connessione flat a 34 pin e vengono dati in ingresso a un sommatore analogico realizzato appositamente.

Oltre ai segnali sopra citati si misurano i 20 V di alimentazione in modo da avere la certezza che non vi siano anomalie durante il funzionamento.

## Sommatore analogico

Il sommatore è realizzato per mezzo dell'operazionale LM358A. In Figura 5.2 è raffigurato lo schema.

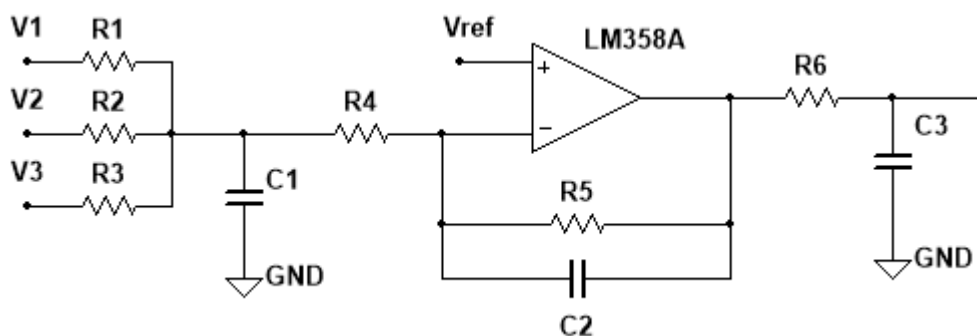


Figura 5.2: Schema elettrico del sommatore di corrente.

Si può osservare che oltre al semplice sommatore, si è scelto di sintetizzare anche dei filtri RC (due passivi e uno attivo) per filtrare la componente a 10 kHz della corrente misurata, frequenza di commutazione a cui opera l'inverter. Si è scelto di fissare il valore dei resistori  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  a 4,7 k $\Omega$ . A ciascuna resistenza si deve aggiungere 1 k $\Omega$  perché presente in serie sulla scheda dell'inverter. Il condensatore  $C_1$  di conseguenza si fissa a un valore di 100 nF in modo che il polo del primo filtro sia a una frequenza di 840 Hz circa.  $R_4$  è fissata a 4,7 k $\Omega$ . Per avere un guadagno adeguato abbiamo fissato  $R_5$  a 120 k $\Omega$ , per cui si fissa il condensatore  $C_2$  a 2,2 nF in modo da attenuare frequenze superiori ai 600 Hz. Per concludere si pone l'ultimo filtro RC con  $R_7$  di 4,7 k $\Omega$  e  $C_3$  di 47 nF, filtrando le frequenze superiori ai 720 Hz.

La tensione di riferimento  $V_{ref}$  è dimensionata in modo tale da eliminare l'offset di 2,5 V presente nel ramo invertente a corrente nulla. Per riuscire in questo è sufficiente che la rete equivalente vista al pin non invertente sia uguale a quella vista dal pin non invertente. Il pin invertente vede un generatore di 2,5 V con in serie una resistenza equivalente di

$$\frac{5,7 \text{ k}\Omega}{3} + 4,7 \text{ k}\Omega = 6,6 \text{ k}\Omega$$

a questa collegata a massa vi è la resistenza da 47 k $\Omega$ . Per realizzare la medesima rete sul pin non invertente si realizza un partitore con due resistenze da 12 k $\Omega$  ciascuna alimentato a 5 V. In parallelo al pin poi si inserisce un resistore da 120 k $\Omega$  e un condensatore 100 nF per eliminare i disturbi.

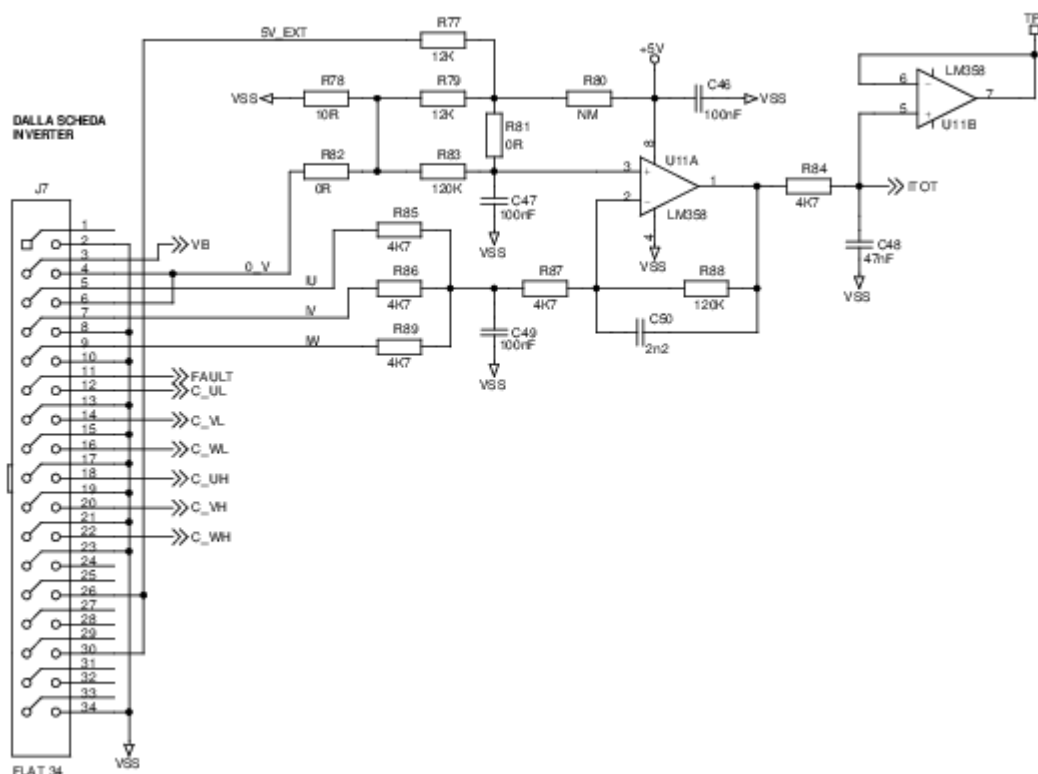


Figura 5.3: Schema del sommatore finale con generazione del riferimento.

Si può osservare in Figura 5.3 lo schema completo, in cui si nota che si è inserita la possibilità di utilizzare per il riferimento i 5 V dell'alimentazione progettata o provenienti dall'inverter, infatti anche in questa scheda sono generati dei riferimenti di tensione per le alimentazioni. Può essere più indicato sfruttare quest'ultimi in quanto gli shunt dell'inverter fanno riferimento ai 5 V forniti dal scheda dell'inverter. Con i valori indicati in assenza di corrente sull'inverter possiamo calcolare l'offset residuo in ingresso al convertitore AD come pari a circa 216 mV che sarà misurato e tolto

alle misure successive. Con la corrente nominale di 1,5 A forniti dal boost l'uscita sarà di circa 2,3 V quindi ampliamene entro il range ammesso di misura.

Il segnale di uscita per poter essere misurato da uno strumento esterno è stato dato in ingresso a un buffer non invertente sfruttando la sezione libera dello stesso integrato.

## 5.5 Interfacce per sviluppi futuri

Si è pensato di aggiungere altre funzioni che potranno essere sfruttate in futuro. Innanzitutto si sono inseriti tre LED pilotati da BJT comandati dai pin 12, 19 e 20 del PIC.

Un'altra funzione è quella della trasmissione di dati seriale a un calcolatore esterno secondo il protocollo RS-232. Per proteggere i dispositivi collegati si è realizzato un circuito elettricamente isolato. Questo si è ottenuto utilizzando due fotoaccoppiatori (uno per la ricezione, l'altro per la trasmissione dei dati) e un trasformatore 1:1 che fornisce l'alimentazione all'integrato ST3232B. Quest'ultimo funge da porta seriale sia per i dati trasmessi che per quelli ricevuti. Consiste sostanzialmente in quattro buffer invertenti che adattano i segnali ai livelli presenti nella linea RS-232.

Un'altra applicazione che si è aggiunta, è la possibilità di collegare un display LCD 2×20 (pin da 1 a 16 del connettore J4) e/o un pannello in cui si possono inserire altri led e due pulsanti (pin 34, 41 del microcontrollore).

Infine si è aggiunta una memoria EEPROM (U8) nel caso in cui in futuro vi sia bisogno di mantenere in memoria permanente alcuni dati. Di seguito si riporta lo schema completo del PIC e delle varie interfacce.

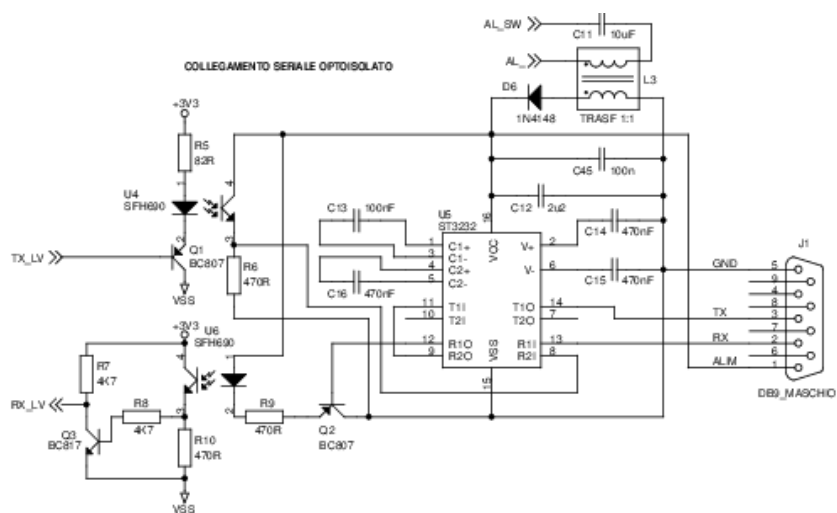


Figura 5.4: Schema per trasmissione dati RS-232, con collegamento a Figura 4.4



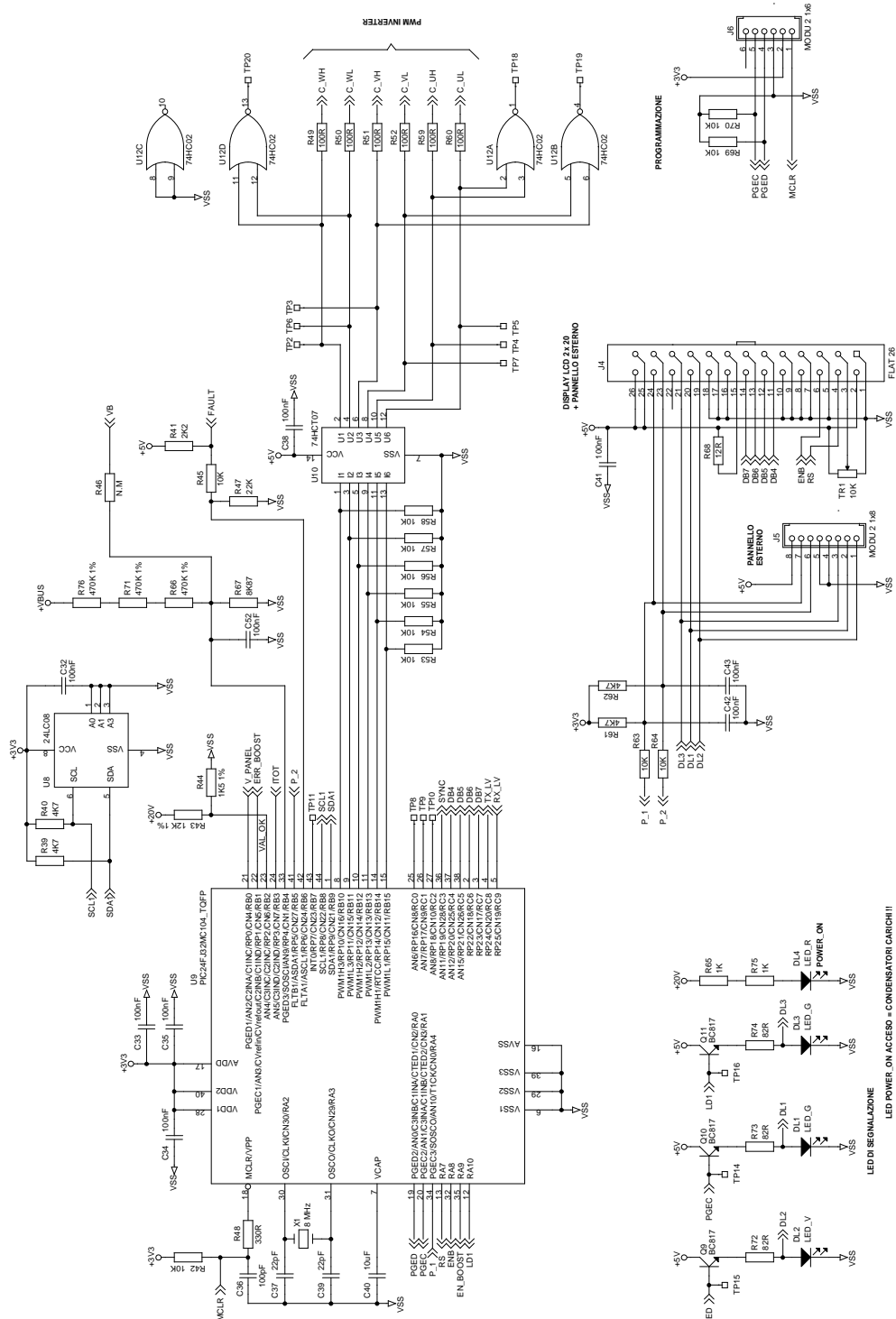


Figura 5.5: Schema microcontrollore PIC24 e applicazioni varie.

# Capitolo 6

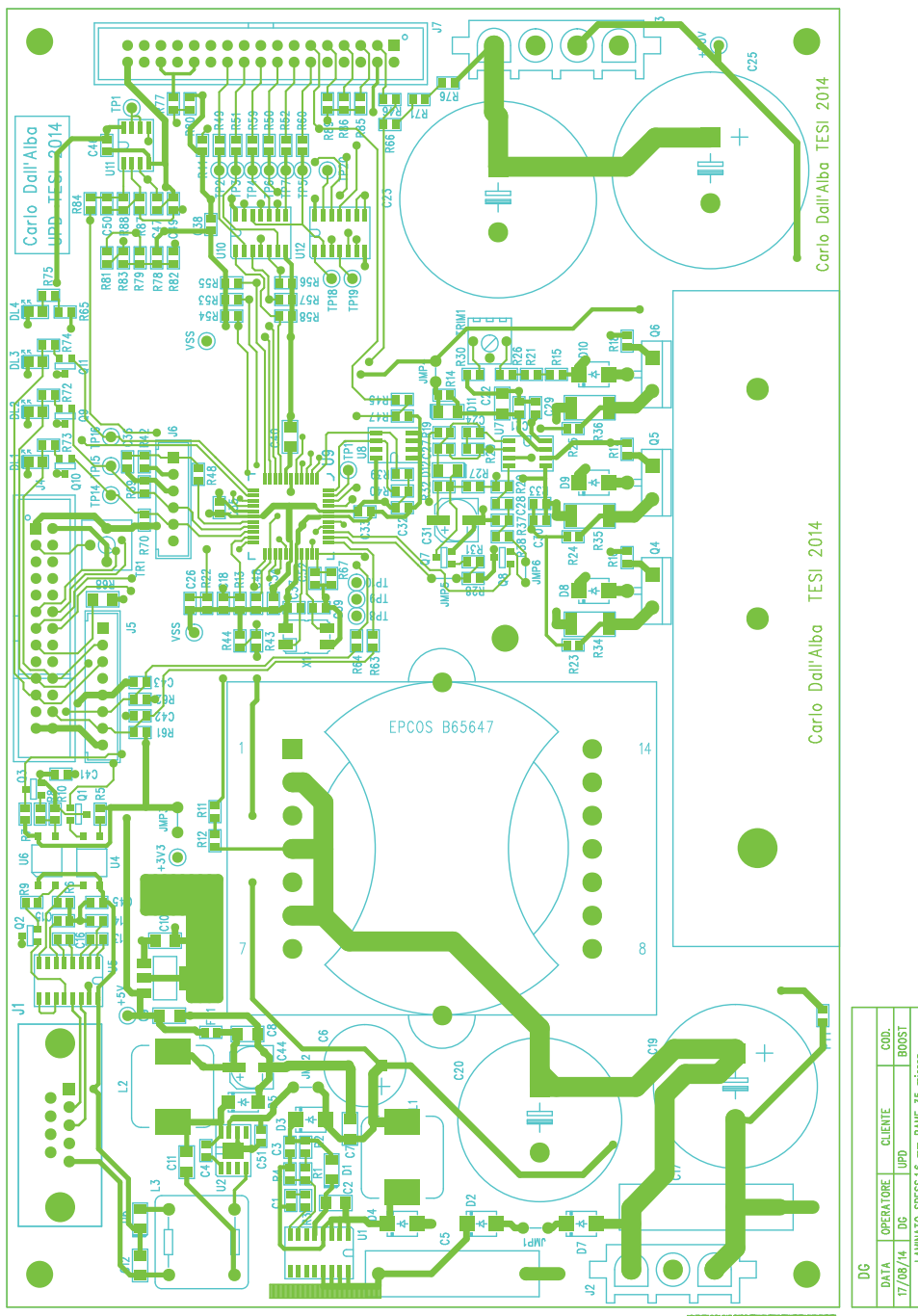
## Test del sistema

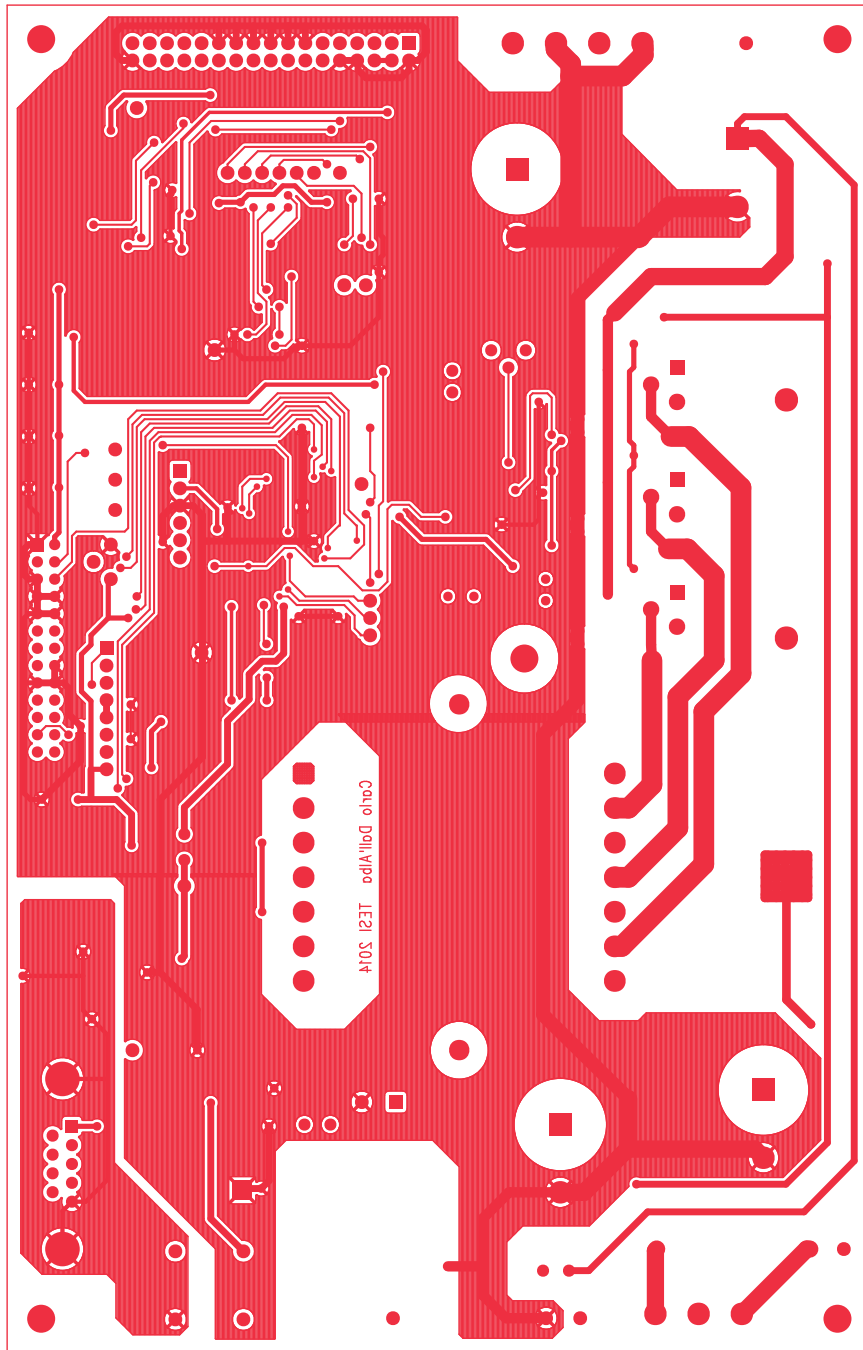
Negli schematici inseriti in precedenza, realizzati con ORCAD, si può osservare l'inserimento di alcuni jumper. Questi permettono di estromettere parti del circuito durante la fase di test del sistema, rendendone più semplice e sicuro il controllo del corretto funzionamento in fase di collaudo. I jumper 1, 4, 5, 6 (Figura 4.4 e Figura 3.22) separano il circuito di potenza del boost da quello di controllo. I jumper 2 e 3 (Figura 4.4) invece servono per isolare le alimentazioni dal resto del circuito.

### 6.1 Realizzazione del circuito

Il circuito è stato realizzato su PCB principalmente con dispositivi SMD visto che ormai molti componenti si trovano solo in questo formato. La sbrogliatura e i file gerber sono stati realizzati col software PADsLayout. Di seguito si riportano le immagini dei file gerber del PCB e l'immagine del circuito completo montato.

L'induttore è stato realizzato con 39 spire di avvolgimento trifilare fatto a mano. Come descritto nel relativo paragrafo, presenta una induttanza misurata di circa  $400 \mu\text{H}$ , valore comunque accettabile per il funzionamento del circuito. Per le misure si è utilizzato un oscilloscopio TDS200 2C della Tektronix (70 MHz di banda e campionamento massimo di 1 Gs/s) e il generatore di tensione Delta Elektronika SM330-AR-22.





DG	OPERATORE	CLIENTE	COD.
DATA	UPD	BOOST	
17/08/14	DG		
LAMINATO SPESS.16 mm RAME .35 micron			



Figura 6.1: Scheda elettronica del boost e controllo montata.

## 6.2 Alimentazioni

La prima parte del circuito ad essere testata è stata la sezione di alimentazione, parte fondamentale per garantire il corretto funzionamento di tutto il resto. Per il test si è impostato il generatore a 50 V con applicazione della tensione ai capi del condensatore C5 e jumper 1 scollegato. Una volta verificato il funzionamento del viper26 a vuoto, con jumper 2 e 4 scollegati (non alimentando l'integrato per i 5 V e l'UC3842B) lo si è verificato anche collegando il buck per i 5 V (chiudendo jumper 2). Quello che si è ottenuto è visibile dalla capture dell'oscilloscopio in Figura 6.2.

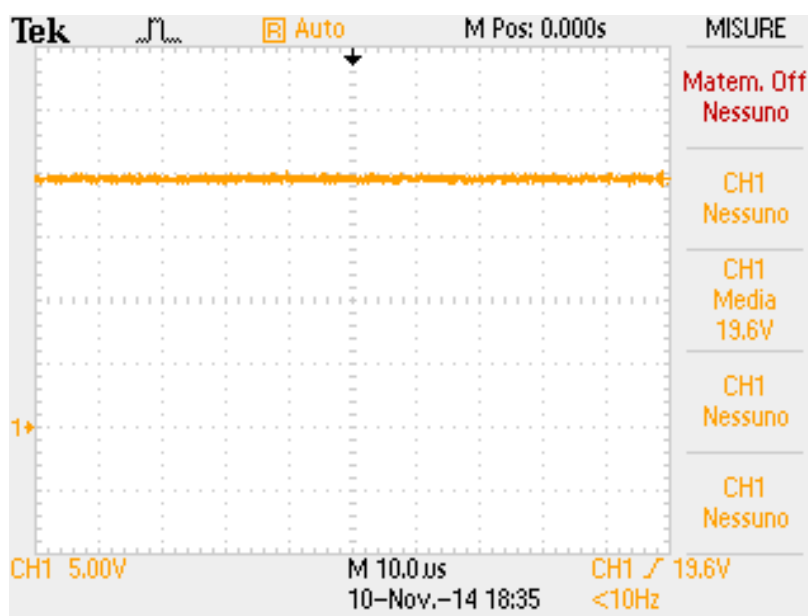
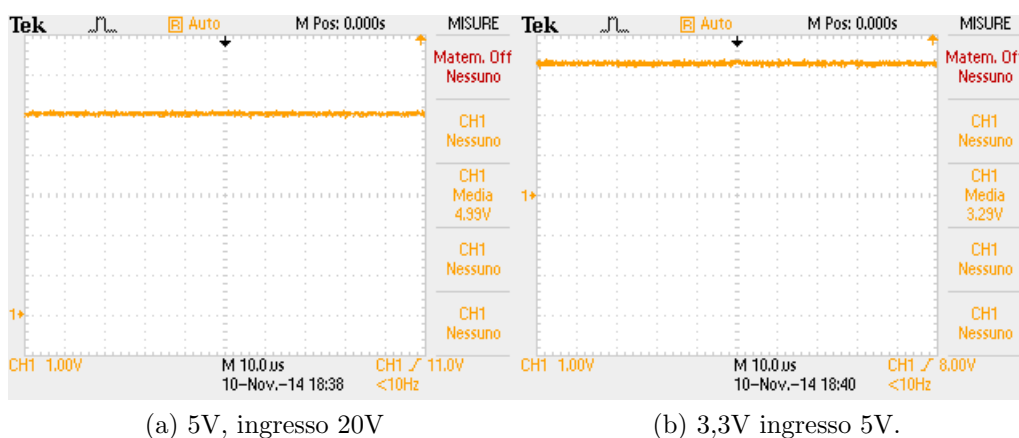


Figura 6.2: Tensione in uscita del buck realizzato col viper26ld.

Come si può osservare la tensione in uscita non è esattamente di 20 V ma un valore leggermente più basso che non va a compromettere il funzionamento del circuito. Questo effetto principalmente è causato dalle tolleranze del 5% usate nel partitore di feedback. In seguito alla chiusura del jumper 2 si è potuto verificare anche il corretto funzionamento dell'alimentatore a 5 V e 3,3 V, Figura 6.3a e Figura 6.3b. Questi ultimi due livelli di tensione sono praticamente coincidenti con quelli fissati.



(a) 5V, ingresso 20V

(b) 3,3V ingresso 5V.

Figura 6.3: Tensioni di 5V e 3,3V ottenute a partire dai 20V.

### 6.3 Frequenza di switching del boost

Verificate le alimentazioni, si sono collegati i jumper 3 e 4 in modo da testare l'operatività del microcontrollore e dell'integrato UC3842B. Per quest'ultimo si è scelto di osservare l'operatività della rete  $R_T$  e  $C_T$  per generare la frequenza di switching del convertitore. Con il jumper 6 scollegato la frequenza generata è di 15,5 kHz come visibile in Figura 6.4. Questo soddisfa quanto desiderato in fase di progettazione.

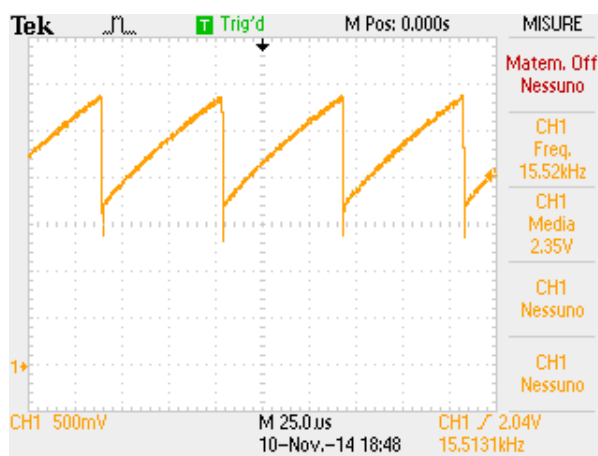
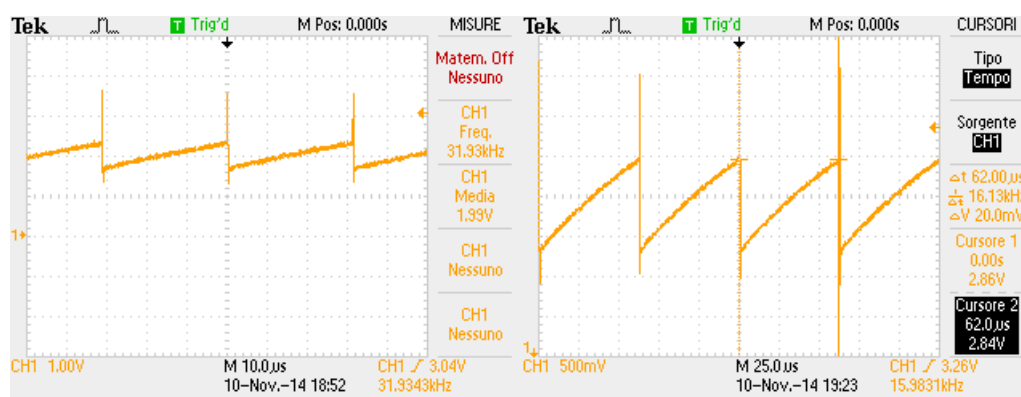


Figura 6.4: Segnale che genera la frequenza di switching senza intervento del microcontrollore.

Dopo la scrittura di un breve programma in linguaggio C per la programmazione del PIC24 si è verificato il corretto funzionamento della sincronizzazione che il microcontrollore dovrà fornire al boost. Dalla Figura 6.5a e Figura 6.5b si evince facilmente il funzionamento corretto del sistema di sincronismo oltre che indirettamente, per come si è realizzato il software, dell'esattezza dell'oscillatore al quarzo del controllore pensato per fornire una frequenza di 8 MHz e far operare il controllore alla frequenza di clock di 16 MHz.



(a) Sincronismo a 32 kHz

(b) Sincronismo a 16 kHz

Figura 6.5: Segnali di sincronismo per l'oscillatore interno all'UC3842B.

Un elemento fondamentale, ma che può sfuggire a una prima analisi, è la durata dell'impulso di sincronizzazione fornito dal PIC. Il duty cycle infatti deve essere il più piccolo possibile, anche minore dell'1 %. In particolare la durata dell'impulso deve essere più breve del tempo di scarica del condensatore  $C_T$  effettuata dall'integrato stesso quando la tensione su  $C_T$  raggiunge il valore di soglia di 3 V. Questa condizione si può verificare in Figura 6.6.

Come si può osservare, la carica del condensatore riprende una volta che la tensione è scesa a 1,5 V circa. Se l'impulso dura più della scarica necessaria, il condensatore una volta rimosso l'impulso si trova a caricarsi a partire da una tensione più bassa di 1,5 V per cui può avvenire che l'impulso successivo sia insufficiente a innescare la nuova scarica (ossia raggiungere i



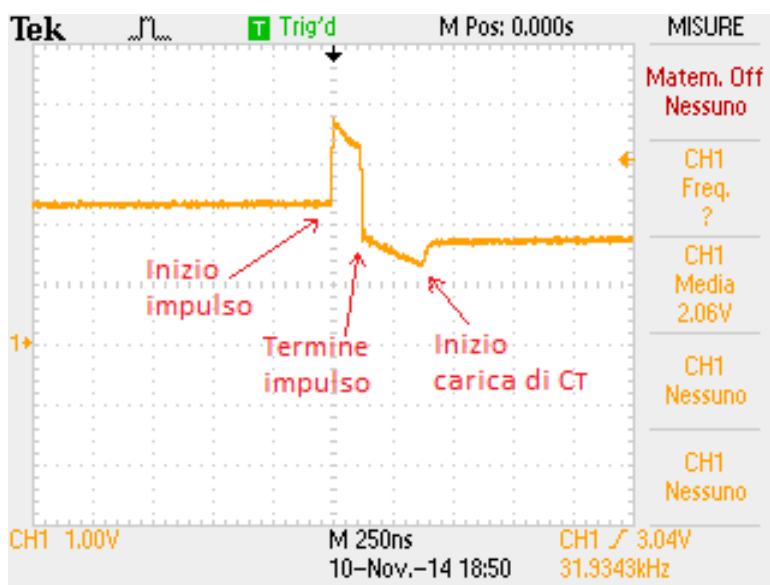


Figura 6.6: Durata corretta dell'impulso di tensione del microcontrollore.

3 V), causando quindi la perdita dell'impulso e quindi del sincronismo. Il fenomeno è visibile in Figura 6.7.

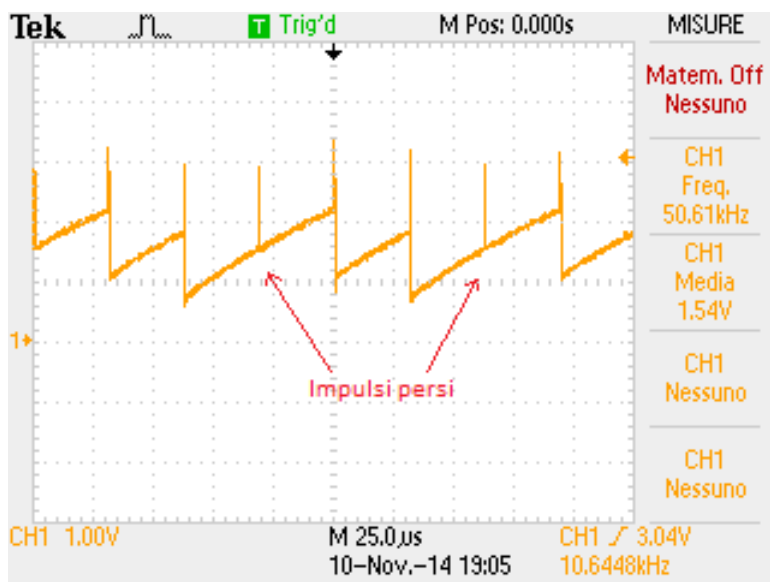


Figura 6.7: Frequenza di switching sbagliata a causa di una ampiezza eccessiva del segnale di sincronismo.

## 6.4 Convertitore boost

Si è testato il convertitore boost a vari valori di carico, più precisamente per 200 W e 600 W.

### Carico da 200 W

Per il carico da 200 W, utilizzato nelle prime prove, si sono usate due lampadine a incandescenza in serie da 230 V e 100 W di potenza. Fornita una tensione di ingresso al circuito di 150 V si è acceso il convertitore osservando la corrente misurata dai tre shunt. Imponendo la tensione massima di uscita, 400 V, si è ottenuto il risultato di Figura 6.8. Si può osservare

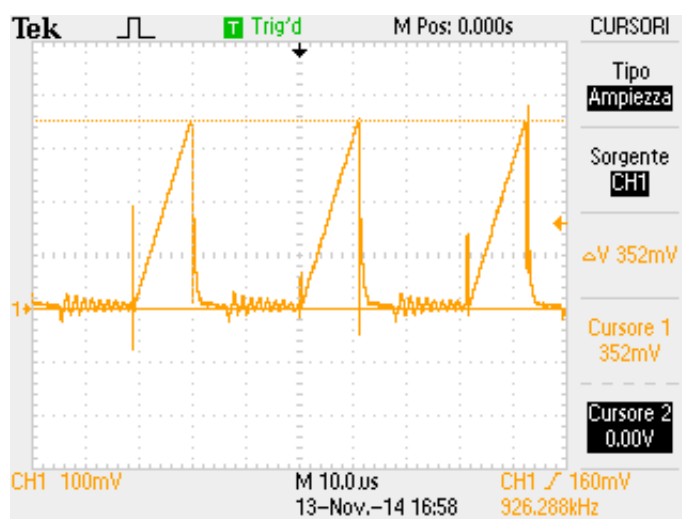


Figura 6.8: Andamento della corrente nei tre MOSFET, all'uscita del sommatore, con tensione di uscita di 400 V.

l'andamento a onda triangolare della corrente, dal quale si può facilmente verificare il corretto funzionamento in DCM del convertitore. Ad ogni periodo infatti la corrente riparte da zero per poi crescere. Si può inoltre individuare l'istante in cui la corrente dell'induttore raggiunge il valore nullo, precisamente nell'istante in cui si innescano le oscillazioni attorno allo zero. Queste ultime sono dovute al fatto che la capacità parassita del MOSFET tra drain e source passa da una tensione ai suoi capi pari a quella di

uscita, al valore di quella di ingresso, quando il diodo si spegne. L'energia in eccesso quindi viene scambiata tra le capacità e l'induttore, innescando le oscillazioni il cui riflesso sugli shunt è visibile in figura.

La medesima misura si è poi applicata imponendo in uscita la tensione minima possibile, pari a 259 V circa. In Figura 6.9 è riportato l'andamento della corrente nei tre MOSFET. Il picco di corrente è giustamente diminuito,

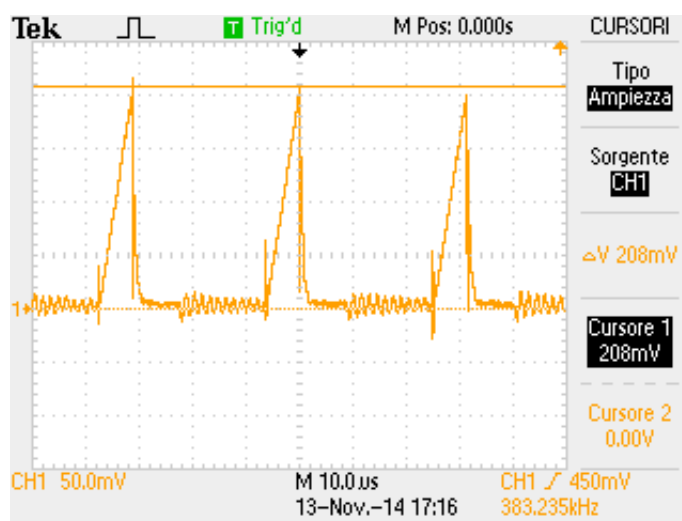


Figura 6.9: Andamento della corrente nei MOSFET con tensione di uscita di 259 V.

in quanto a parità di carico con una tensione inferiore si assorbe una corrente minore.

Per concludere si inseriscono i transistori della tensione di uscita all'accensione del convertitore (Figura 6.10). Come si osserva si ha una buona risposta da parte del controllo che al più in 100 ms esaurisce il transitorio con una sovratensione di al massimo 10 V circa rispetto al valore nominale. Si ricorda che parte del transitorio in questo caso è determinato dal circuito di accensione del boost, legato alla carica del condensatore C31 nello schematico di Figura 3.22.

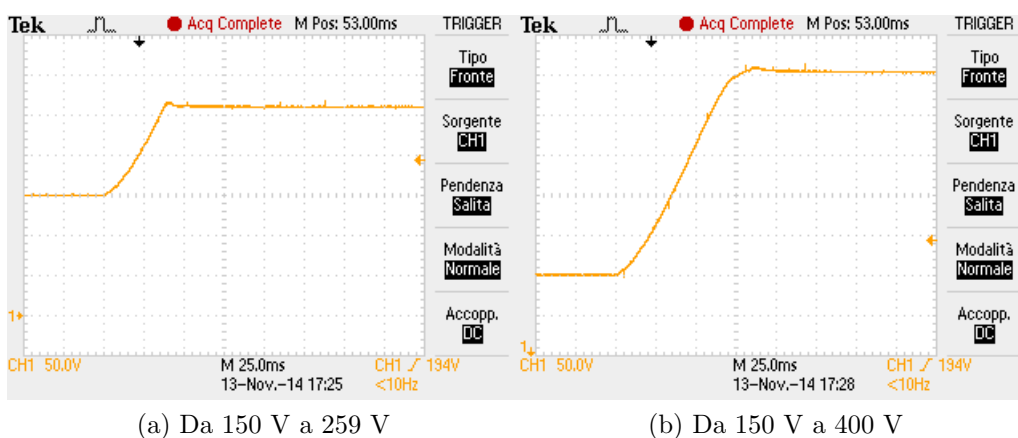


Figura 6.10: Segnali di sincronismo per l'oscillatore interno all'UC3842B.

## Carico da 600 W

Per il carico da 600 W si è utilizzato un reostato da 1,1 kW con corrente massima di 1,75 A disponibile presso il laboratorio di azionamenti elettrici del DIE. A causa delle caratteristiche del reostato le misure che seguono sono state effettuate solo per la tensione di uscita di 400 V, in quanto con 259 V si avrebbe una corrente media sul carico superiore a quella massima consentita. Come fatto per il carico da 200 W si riportano gli andamenti di corrente negli shunt e la corrente di uscita sul carico in Figura 6.11. In questo caso la tensione di ingresso è stata fissata a 167 V e la corrente media in ingresso è di 3,67 A, mentre in uscita si hanno 400 V e 1,51 A. Con questi dati si può fare una stima dell'efficienza, che si attesta al 98% circa. In realtà il rendimento della sola parte di potenza è un po' superiore in quanto parte della potenza in ingresso è assorbita dal circuito di controllo.

Anche per questo carico si riporta il transitorio di accensione del convertitore, partendo dai 167 e raggiungendo i 400 V. Si può osservare che la sovratensione non supera i 10 V.

I transitori riportati, nonostante siano indicativi per verificare la buona risposta del controllo, non sono quelli realistici che avverranno quando l'intero sistema sarà collegato. In quella condizione infatti l'accensione del boost avverrà a vuoto (motore fermo) e solo successivamente si attiverà il carico

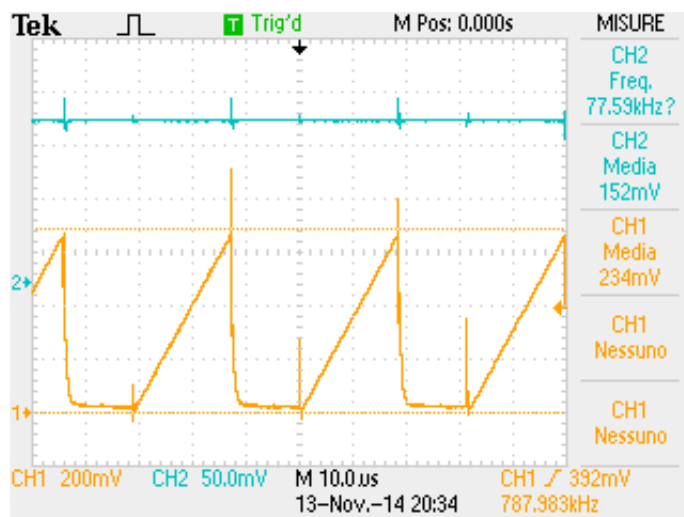


Figura 6.11: Andamento della corrente nei MOSFET (giallo) e corrente di uscita sul carico (azzurro). Sonda amperometrica da 100 mV/A.

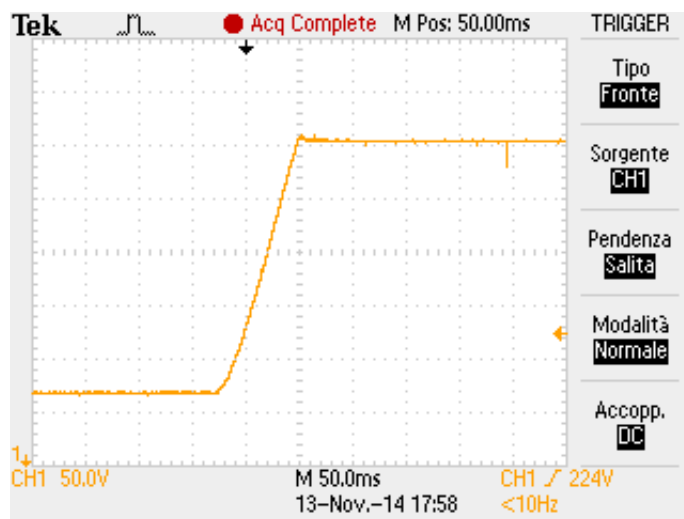


Figura 6.12: Transitorio di accensione del convertitore boost con carico da 600W. Da 167 V a 400 V.

(accensione dl motore). Per questo motivo abbiamo verificato il transitorio con commutazione da a vuoto a carico da 600 W, riportato in Figura 6.13.

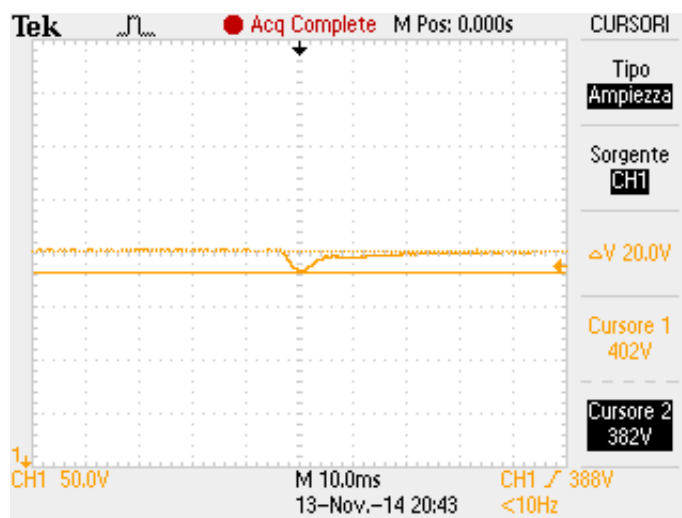


Figura 6.13: Transitorio di commutazione di carico da vuoto a 600 W.

In questo caso si osserva che il sistema risponde alla perturbazione avendo però un calo di tensione in uscita di circa 20 V. Questa condizione tuttavia si può ritenere tollerabile in quanto il transitorio ha una durata di soli 20 ms circa, per cui il motore poco risentirà di tale effetto.

## 6.5 Inverter e relativo controllo

Per generare la PWM dell'inverter con iniezione della terza armonica si è realizzato un array contenente i valori di un periodo di una sinusoide con terza armonica. I campioni totali sono 48 per periodo, perché si è ritenuta un risoluzione sufficiente e che non va a impegnare troppo spesso la CPU del processore. Il duty cycle della PWM che genera la sinusoide infatti, per come si è pensato il software, deve essere cambiato a una frequenza 48 volte superiore a quella della frequenza fondamentale della modulante (variabile da 10 Hz a 60 Hz) quindi con cadenza massima di 2880 Hz.

Per il controllo in velocità del motore, si sono anche calcolati i coefficienti d'ampiezza corrispondenti a ogni frequenza. Per applicarli al campione di sinusoide, lavorando con variabili di tipo intero per semplicità, si è scelto di definire il fattore d'ampiezza  $Amp$  come

$$Amp = m_a \cdot 256$$

$m_a$  varia da 0 a 1, quindi  $Amp$  varia da 0 a 256. Per tutti i calcoli del duty cycle utilizzeremo  $Amp$ , in questa maniera effettueremo un prodotto tra interi (operazione rapida per la CPU) e poi la divisione per 256 si effettuerà semplicemente con uno shift logico di 8 bit.

Per verificare la corretta forma d'onda della modulante realizzata dal modulo PWM del PIC abbiamo applicato un filtro RC su uno dei sei comandi dell'inverter. Il filtro RC è stato dimensionato per filtrare le frequenze inferiori ai 180 Hz (triplo dei 60 Hz massimi), per ricostruire così la modulante della PWM. In Figura 6.14 è presentato il segnale che si ottiene imponendo via software alla modulante la frequenza massima di 60 Hz e fattore d'ampiezza massimo. Si osserva che la forma d'onda più o meno è verosimile a quella attesa.

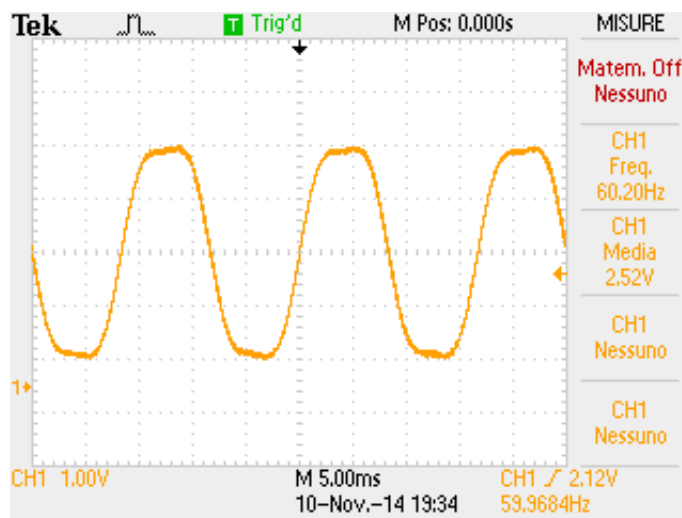


Figura 6.14: Segnale modulante della PWM dell'inverter.

Altro fattore importante che si deve controllare prima del collegamento all'inverter dei comandi di gate degli IGBT è quello della verifica dei tempi

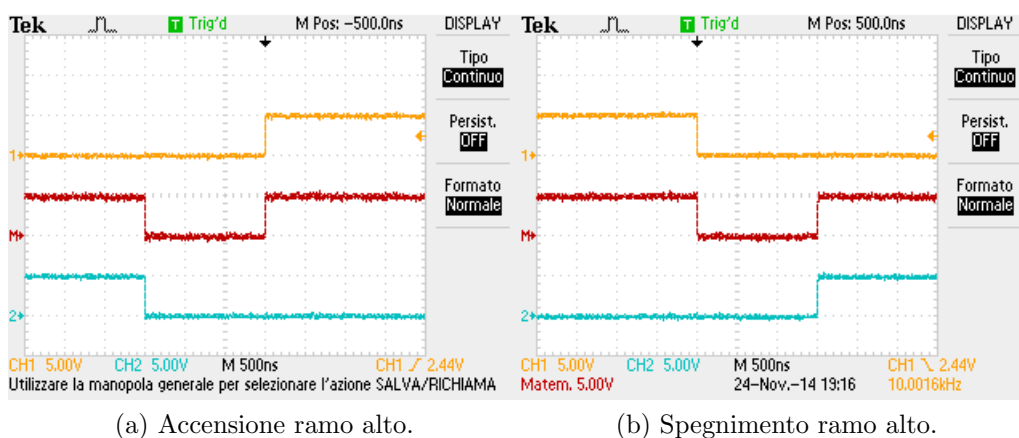


Figura 6.15: Tempi morti di protezione dell'inverter tra accensione dello switch alto (giallo) e accensione dello switch basso (blu).

morti. Bisogna avere infatti la sicurezza che tra lo spegnimento e l'accensione degli switch di uno stesso ramo vi sia un intervallo di tempo, detto tempo morto, nel quale entrambi gli interruttori sono spenti. In questo modo si evita di creare corto circuiti sulle fasi dell'inverter. Via software vi è la possibilità di impostare su degli appositi registri la durata desiderata dei tempi morti. Nel nostro caso si è scelta una durata di  $1,5 \mu\text{s}$ , come si può vedere in Figura 6.15.

A questo punto è possibile collegare l'inverter all'alimentazione e al controllo per verificarne il funzionamento. Inizialmente si è preferito testarlo con una tensione di bus più bassa di quella che fornirà il boost in modo che in caso di malfunzionamento si abbia a che fare con grandezze meno distruttive, inoltre l'inverter è stato fatto operare senza carico. In Figura 6.16 si può vedere come si comporta l'uscita dell'inverter in funzione del comando di gate dello switch alto. Come si può notare vi è un certo ritardo rispetto al segnale di comando, dovuto ai tempi di accensione e spegnimento dell'IGBT. Nella fase di spegnimento, in particolare, parte del ritardo nello spegnimento è causato dal tempo morto. Infatti l'uscita va a zero solo una volta che l'IGBT basso si è acceso.

In seguito si è verificato il corretto funzionamento dell'inverter a vuoto con il convertitore boost attivo. Si è analizzato il transitorio della tensio-



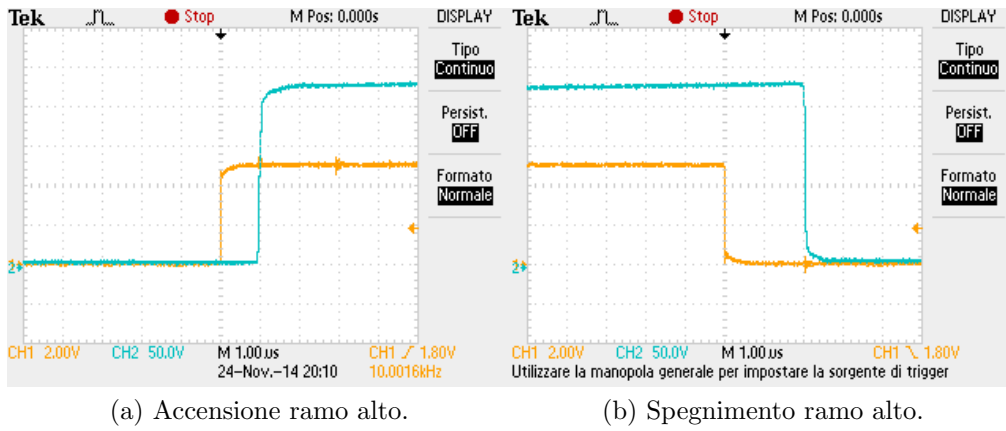


Figura 6.16: Uscita di un ramo dell’inveretr (blu) e relativo segnale di comando dell’IGBT alto (giallo).

ne di bus all’accensione del convertitore a motore fermo, ossia con la PWM dell’inverter disabilitata, evento che si verificherà sempre all’avviamento del sistema. Collegando l’inverter infatti si aggiunge in parallelo ai condensatori di uscita della scheda del boost un ulteriore capacità di  $470 \mu\text{F}$ , filtro d’ingresso della scheda dell’inverter. Occorre quindi verificare che la sovratensione del transitorio non sia eccessiva. Il risultato della misura è visibile in Figura 6.17 dove si osserva che il transitorio si risolve in 450 ms circa con una sovratensione inferiore ai 15 V rispetto al valore nominale dei 400 V.

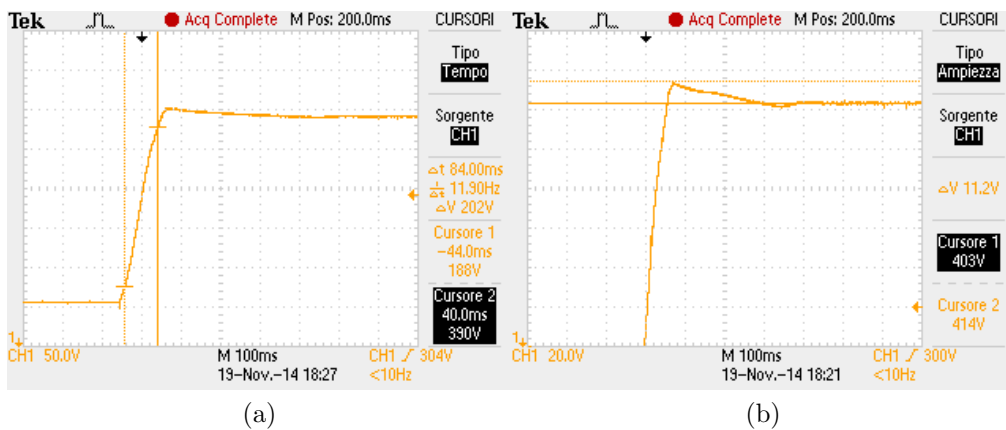


Figura 6.17: Transitorio all’accensione del boost con inverter spento. La tensione di uscita passa da 167 V a 400 V

## 6.6 Motore asincrono trifase

Con il sistema boost-inverter funzionante, si è proceduto con il collegamento del motore asincrono trifase, in assenza di carico, all'inverter. Al motore viene applicata una rampa di velocità crescente identica a quella che sarà poi applicata per il controllo in velocità del motore.

Il controllo consiste nell'implementare una relazione lineare tra tensione (quindi indirettamente fattore d'ampiezza) e frequenza del segnale modulante della PWM dell'inverter per frequenze inferiori a quella nominale, nel nostro caso 50 Hz. In questa maniera si ha l'applicazione di una coppia costante da parte del motore, mentre la potenza assorbita cresce proporzionalmente alla velocità del motore (legata alla frequenza della modulante). Per frequenze superiori alla nominale invece il fattore d'ampiezza rimane fissato a quello nominale, in questa condizione la potenza assorbita rimane costante, mentre la coppia cala.

In Figura 6.18 viene presentata visivamente la curva del controllo in velocità dove al posto della tensione vi sono i fattori d'ampiezza, essendo queste due grandezze strettamente legate fra loro. Come si può osservare la rampa è stata suddivisa in due rette con pendenze diverse, questo perché a frequenze più basse è suggeribile utilizzare un fattore d'ampiezza maggiore di quello che si avrebbe applicando il semplice rapporto tra fattore d'ampiezza e frequenza a 50 Hz (retta passante per l'origine). A frequenze basse infatti le perdite del motore sono più rilevanti, quindi per garantire l'avviamento è meglio applicare una tensione maggiore. il punto di incontro tra le due rampe è stato posto arbitrariamente a 25 Hz.

Come intervallo di frequenze si è scelto di partire da 5,5 Hz, in quanto considerata una velocità sufficientemente bassa per far partire il motore, e arrivare a 60 Hz velocità del 20% superiore a quella nominale.

Una volta avviato il sistema e il motore è arrivato alla velocità massima di circa 1800 giri al minuto (modulante a 60 Hz) si sono misurate le tensioni concatenate e stellate tra due fasi del motore per verificarne il corretto sfasamento e funzionamento come visibile in Figura 6.19. I segnali sono stati misurati con una sonda differenziale con un rapporti di attenuazione 1/200,

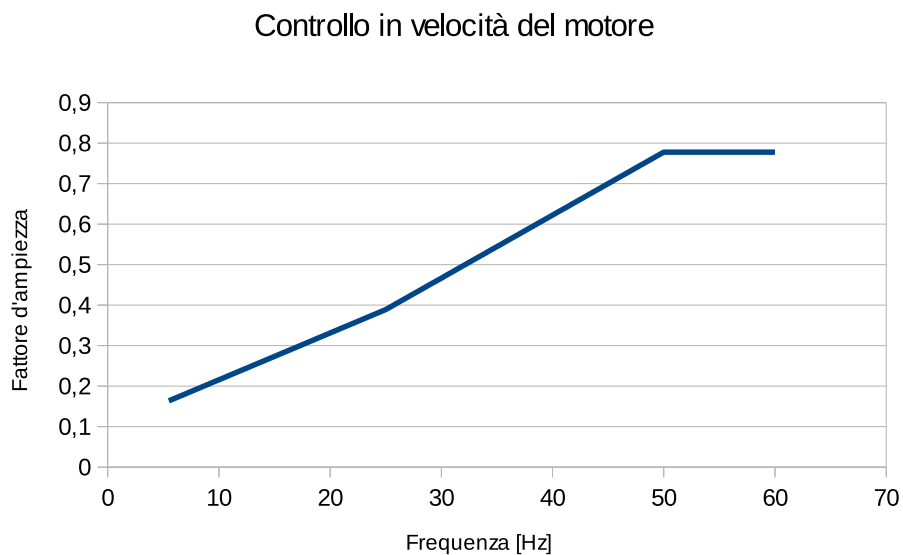
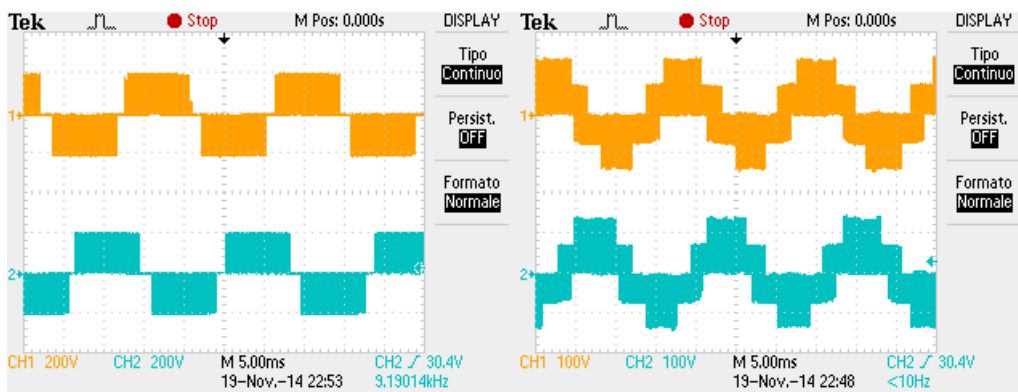


Figura 6.18: Curva che descrive il controllo in velocità del motore implementato via software.



(a) Tensioni concatenate tra due fasi.

(b) Tensioni stellate tra due fasi.

Figura 6.19: Confronto fra due fasi per verificarne lo sfasamento (60 Hz).

i valori misurati sull'oscilloscopio devono essere raddoppiati per leggere il valore reale. In particolare si osservano i 5 livelli di tensione tipici della tensione stellata realizzata dall'inverter. Dal generatore si misura, con 167 V forniti una corrente assorbita di circa 0,96 A, per cui la potenza assorbita dal sistema col motore senza carico e a velocità massima è di circa 160 W.

Infine si misura con una sonda amperometrica la corrente di una singola fase, come si prevedeva la corrente di fase è praticamente sfasata di  $90^\circ$  rispetto alla corrispondente tensione stellata infatti in assenza di carico il motore è visto su ciascuna fase dell'inverter come una impedenza praticamente induttiva.

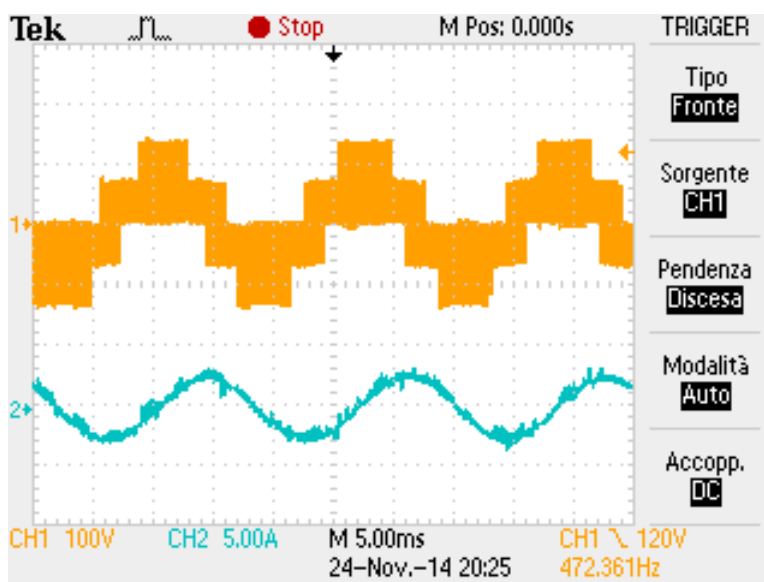


Figura 6.20: Tensione stellata e corrente della medesima fase.

## 6.7 Pompa idraulica

Il sistema generatore-boost-inverter-motore è stato collegato alla pompa idraulica ed è stato verificato il funzionamento alla frequenza nominale del motore di 50 Hz per diversi valori di prevalenza e portata della pompa. Per regolare la prevalenza del circuito idraulico si è agito utilizzando un parzializzatore, che genera perdite di carico modificando quindi portata e

pressione di mandata della pompa. Dalla pressione di mandata, misurata per mezzo di un misuratore di pressione, è facilmente ottenibile la prevalenza a cui opera la pompa secondo la relazione:

$$H = \frac{p}{\rho g} + \frac{Q^2}{2gS^2}$$

dove  $Q$  è la portata,  $S$  la sezione del tubo su cui scorre l'acqua (diametro 3 cm),  $\rho$  la densità dell'acqua (1000 kg/m<sup>3</sup>) e  $g$  l'accelerazione di gravità. Dalle misure effettuate (tensioni di ingresso e uscita al boost, corrente di fase del motore,  $\cos \phi$  e portata della pompa) sono state calcolate le potenze in ingresso e uscita a ciascuno stadio del sistema. In Tabella 6.1 sono riportati i risultati ottenuti. Dai dati misurati è possibile calcolare i rendi-

Prevalenza [m]	Portata [m <sup>3</sup> /h]	Potenze fornita da [W]				
		Generatore	Boost	Inverter	Motore	Pompa
10,237	2,346	515,721	502,74	486,843	232,305	65,444
15,324	2,052	524,066	514,71	480,691	243,792	85,685
17,868	1,926	530,742	518,70	486,072	251,16	93,778
20,412	1,776	532,411	518,70	482,485	251,666	98,787
22,956	1,62	530,742	522,690	482,485	250,038	101,341
25,501	1,446	530,742	518,700	480,691	244,827	100,482
28,046	1,32	529,073	514,710	484,278	247,198	100,883
30,592	1,164	525,735	514,710	482,485	243,595	97,034
33,136	0,936	515,721	506,730	469,331	228,297	84,518
35,681	0,667	500,7	490,770	463,623	205,351	64,854

Tabella 6.1: Potenze in vari punti del sistema per vari valori di prevalenza e portata a 50 Hz nominali.

menti parziali e totali del sistema, riportati in Figura 6.21. Il rendimento della pompa idraulica invece è stato ricavato dai dati di tabella forniti dal costruttore per i diversi valori di portata.

Si può osservare che i rendimenti del boost e dell'inverter sono sostanzialmente costanti al variare della prevalenza, pari mediamente al 97,85% per il boost e al 93,68% per l'inverter. Il sistema complessivo tuttavia ha un'efficienza al più del 20%, infatti a pesare negativamente sulle presta-

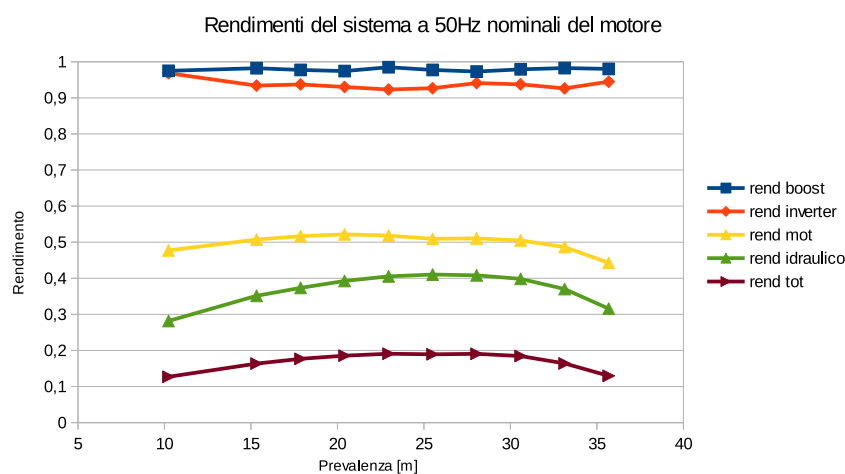


Figura 6.21: Rendimenti dei vari elementi del sistema a 50 Hz nominali e per vari valori di portata e prevalenza.

zioni sono il motore asincrono e la pompa idraulica. Questi ultimi infatti possiedono efficienze rispettivamente di circa il 50% e 40%.

Analoghe misure sono state effettuate a vari valori di frequenza del motore mantenendo la prevalenza costante a 20 m. Ancora una volta sono stati calcolati i rendimenti di ciascun elemento del sistema e quello totale. I risultati sono riportati in Figura 6.22.

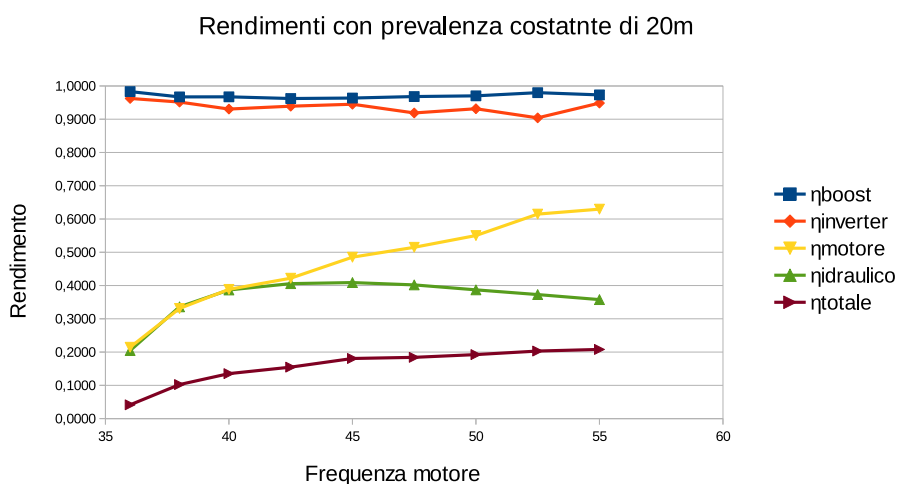


Figura 6.22: Rendimenti a vari valori di frequenza e prevalenza di 20 m.

Come evidenziato in precedenza il rendimento della parte elettronica del sistema si mantiene circa costante per ogni valore di frequenza. Questo non fa altro che confermare il buon funzionamento del convertitore boost progettato il cui rendimento si attesta a un valore che va dal 97% al 98%. Dalla Figura 6.22 inoltre si può notare come, ad esclusione della pompa, l'elemento determinante dell'efficienza complessiva del sistema sia il motore asincrono trifase. Quest'ultimo aumenta l'efficienza all'aumentare della potenza in gioco nel sistema (a frequenza crescente a parità di prevalenza si ha un aumento di potenza assorbita), ma anche nel caso migliore riesce a superare solo di poco il 60%.

# Capitolo 7

## Conclusioni

Nell'ultimo capitolo si è potuto constatare che il circuito realizzato rientra nei parametri prefissati a livello teorico in fase di progettazione.

La potenza teorica che i pannelli dovranno fornire coincide con quella che effettivamente l'alimentatore utilizzato per il test ha fornito durante le prove. Dai 525 W stimati inizialmente si è passati ai circa 530 W reali misurati.

Il convertitore boost realizzato si comporta in linea con quanto calcolato in fase di dimensionamento. Nei vari punti di lavoro ha sempre operato in DCM come desiderato e il controllo di tensione reagisce in maniera corretta alle perturbazioni. Anche il controllo dell'inverter è risultato efficace anche se in fase di test si è dovuto aumentare la durata dei tempi morti di commutazione a  $2 \mu\text{s}$  per evitare l'attivazione del circuito di protezione della scheda inverter (segnale di fault). Questa modifica tuttavia non incide in maniera significativa sul funzionamento complessivo del sistema.

A livello software è stato realizzato il controllo MPPT secondo l'algoritmo Perturb & Observe. L'algoritmo consiste nell'aumentare periodicamente la velocità del motore andando quindi a richiedere una maggiore potenza alla sorgente. Se quest'ultima non è in grado di fornire il surplus di potenza, si ha come conseguenza il calo della tensione di uscita del boost. Il microcontrollore reagisce a questo evento riducendo la frequenza del motore in modo da riportarsi in una condizione di equilibrio. In questo modo si porta il sistema a lavorare nel punto di massima potenza che la fonte di energia è



in grado di fornire.

Purtroppo non si è potuto verificare il corretto funzionamento dell'algoritmo per mancanza di giornate serene che garantissero una buona insolazione dei pannelli a disposizione.

Il progetto in futuro si presta all'applicazione di algoritmi MPPT diversi da quello scelto in questa occasione oltre ad altri miglioramenti e integrazioni (es. aggiunta di un display per la visualizzazione dello stato del sistema, collegamento a un data logger esterno tramite seriale, memorizzazione della storia del sistema, ...). Un nodo d'interesse su cui sarà possibile concentrarsi per migliorare il rendimento del sistema ad esempio è la progettazione di un motore asincrono, sincro o a riluttanza con rendimento migliore di quello utilizzato in questo progetto. Visto che il sistema idraulico (pompa meccanica) assorbe una potenza meccanica di circa 250 W, portando il rendimento del motore ad almeno il 65% sarebbe possibile far funzionare il sistema con due soli pannelli solari con evidente economia sul costo dell'impianto. Il costo per migliorare dal 50% al 65% il rendimento del motore è sicuramente inferiore al costo attuale di un pannello fotovoltaico.

# Appendice A

## Codice MATLAB utilizzato

### A.1 Codice pompa idraulica

```
Q=[0 0.3 0.6 0.9 1.2 1.5 1.8 2.1]; %Portata della pompa [m^3/h]
H=[42 40.5 38.5 35 31 26 20.5 15]; %Prevalenza della pompa [m]
nn=1450; %numero di giri al minuto nominale
qeta=[0.6 0.9 1.5 2.1]; %Portata [m^3/h] riferita all'efficienza
eta=[0.3 0.365 0.41 0.34] %Efficienza pompa idraulica
p=polyfit(Q,H,2); %Calcolo dei coefficienti che approssimano la
    curva H-Q come parabola
peta=polyfit(qeta,eta,2); %Calcolo dei coefficienti che
    approssimano la curva eta-qeta come parabola
aeta=peta(1);
beta=peta(2);
ceta=peta(3);
a=p(1);
b=p(2);
c=p(3);
x=0:0.01:2.1;
y=a*x.^2+b*x+c;
etap=aeta*x.^2+beta*x+ceta;
plot(Q,H,'LineWidth',1.5); xlabel('Portata [m^3/h]')
ylabel('Prevalenza [m]')
hold on
plot(x,y,'r') %Visualizzo se l'approssimazione è buona
figure
plot(x,etap) %Visualizzo se l'approssimazione è buona
Qn=0:0.15:2.1; %Vari valori di portata
n=0:1:1800; %Numeri di giri al minuto pompa
hn=a*Qn.^2+b*Qn+c; %Valori prevalenza corrispondenti alla
    %portata
```

```

etan=aeta*Qn.^2+beta*Qn+ceta;      %Efficienza alle varie portate
figure
N=1000:100:1800;                    %Vettore numero di giri [min^-1]
for i=1:length(N)                    %Calcolo dei punti Q-H per vari numeri di
    QN(i,:)=Qn*N(i)/nn;              %giri
    HN(i,:)=hn*(N(i)/nn)^2;
end
plot(QN',HN'); grid on
legend(num2str(N'),'Location','NorthEastOutside')
xlabel('Q [m^3/h]'); ylabel('H [m]'); hold on
plot([0 3],[20 20],'k','LineWidth',1.5)

```

## A.2 Codice per simulare i pannelli solari

```

k=1.3806503e-23; %Costante di Boltzmann [J/K]
T=25+273.15;    %Temperatura [K]
q=1.6e-19;      %Carica elementare [C]
vt=k*T/q;       %Thermal voltage
Celle=8*12;     %Numero di celle di un singolo pannello
Ns=3;           %Pannelli in serie per fila
Np=1;           %File di paralleli
W=1000;         %Irraggiamento [W/m^2]
voc=68.7/Celle; %Tensione circuito aperto per singola cella
Isc=3.83;       %Corrente cortocircuito
vm=55.8/Celle; %Tensione di massima potenza
im=3.59;        %Corrente massima potenza
%DETERMINARE IL COEFFICIENTE DI IDEALITÀ
a=1:0.0001:3;   %Valori possibili di n
f=(exp((a*vt/vm).^-1)-1)./(exp((a*vt/voc).^-1)-1);
out=1-im/Isc;
err=abs(f-out);
[e,i]=min(err);
n=a(i);         %Valore che meglio approssima n
Vt=n*vt;
Io=(Isc)/(exp(voc/Vt)-1); %Corrente di saturazione inversa
w=50:50:W;      %Vari irraggiamento
v=0:voc/5000:voc %Tensioni di pannello per cella
temp=10:5:80;   %temperature
Tk=temp+273.15;
i=(Isc-Io*(exp(v/Vt)-1))*Np; %Corrente a 1000W/m^2 e 25°C
[AX,H1,H2]=plotyy(v*Celle*Ns,i,v*Celle*Ns,v.*i*Ns*Celle,'plot');
xlabel('Tensione impianto [V]')
ylabel(AX(1),'Corrente impianto [A]')
ylabel(AX(2),'Potenza impianto [W]')
set(AX,{ 'ycolor' },{ 'k'; 'k' }); set(AX(2), 'Ylim', [0 650])

```

```

set (AX(1), 'Ylim', [0 4])
legend({'Corrente', 'Potenza'}, 'Location', 'NorthEastOutside'); figure
%Estraggo i punti di massima potenza per ogni combinazione di
%irraggiamento e temperatura
for i=1:length(w)
    isc=Isc*w(i)/W;
    for j=1:length(temp)
        VOC=voc-0.172*(Tk(j)-T)/Celle;
        ISC=isc+0.88e-3*(Tk(j)-T);
        VT=n*k*Tk(j)/q;
        io=(ISC)/(exp(VOC./VT)-1);
        Iw=(ISC-io*(exp(v/VT)-1))*Np;
        P=Iw.*v.*Celle.*Ns;
        [pmax, s]=max(P);
        Pmax(i, j)=pmax;
        Vmax(i, j)=v(s)*Celle.*Ns;
    end
    TEMP(i, :)=temp;
    POWER(i, :)=P;
end
plot(Vmax', Pmax', 'Marker', 'o'); grid on
axis([40*Ns 65*Ns 0 220*Ns*Np]);
legend(num2str(w), 'Location', 'NorthEastOutside')
xlabel('Tensione pannello alla potenza massima [V]')
ylabel('Potenza massima erogabile dal pannello [W]')

```

### A.3 Codice per controllo convertitore boost

```

L=380.25e-6;           %Induttore boost [H]
C=200e-6+470e-6;     %Condensatore di uscita [F]
Cin=440e-6;          %Condensatore ingresso [F]
P=600;               %Potenza [W]
fs=32e3;             %Frequenza di switching [Hz]
Ts=1/fs;
Vo=400;              %Tensione di uscita [V]
Vin=167.4;           %Tensione di ingresso [V]
M=Vo/Vin;            %Guadagno
D=(Vo-Vin)/Vo;      %Duty cycle
Ro=Vo^2/P;           %Carico resistivo
Io=P/Vo;             %Corrente di uscita
k=2*L*fs/Ro;
s=tf('s');
ko=2*Io*sqrt(M/(k*(M-1)))/M;
Ki=ko*M;
ro=Ro*(M-1)/M;

```

```

rp=Ro*ro/(Ro+ro);
Gdvo=ko*rp*(1/(1+s*C*rp)); %Funzione trasgerimento boost
set(cstprefs.tbxprefs,'FrequencyUnits','Hz')
bode(Gdvo);grid on
%{
*****
***          Controllo corrente di picco          ***
*****
%}
Rs=0.33/3;          %Resistenza di shunt
Vref=2.5;
Part=Vref/Vo;      %Partitore di tensione
Kird=L*fs/Vin;
Girv=(1/3)*Kird*Gdvo/Rs;
figure
bode(Girv);grid on;title('Sistema da compensare')
xlabel('Frequenza')
%{
*****
***          Regolatore di tensione          ***
***          s + wpi          ***
***          pi -----          ***
***          s(s + wpolo)          ***
%}
fc=30;          %Frequenza di taglio Guadagno d'anello
wc=2*pi*fc;
wpolo=2*pi*10e3;          %Pulsazione del polo aggiunto
figure
bode(Girv/(s+wpolo));grid on;
title('Sistema da compensare con polo aggiuntivo')
xlabel('Frequenza')
pm=80*pi/180;
[m,p]=bode(Girv/(s+wpolo),wc);
p=p*pi/180;
pmu=pi+p;
wpi=wc*tan(pmu-pm);
Gpi=1/(m*sqrt(1+(wpi/wc)^2));
PI2=Gpi*(1+wpi/s)/(s+wpolo);
T2=PI2*Girv;
figure
bode(T2);grid on
Ra=1.41e6;
Rb=8.87e3;
Rab=Ra*Rb/(Ra+Rb)+10e3;
Ccomp1=Part/(Gpi*Rab)
Ccomp2=wpolo*Part/(Gpi*wpi*Rab)-Ccomp1
Rcomp=1/(wpi*Ccomp2)

```

```
figure
bode(PI2); grid on
```

## A.4 Codice alimentatore 20V

```
Vo=20;
Ro=40;
Id=Vo/Ro;
Cout=472.3e-6;
ESR=0.01;
s=tf('s');
Gvoi=(Vo/Id)*(1+s*Cout*ESR)/(1+s*Cout*(ESR+Ro));
set(cstprefs.tbxprefs,'FrequencyUnits','Hz')
kpart=22/(22+112);
Gm=2e-3;
Hcomp=3;
Gvcomp=(Gm*kpart/Hcomp)*Gvoi;
bode(Gvcomp); grid on
%{
*****
***          Compensatore PI          ***
*****
%}
fc=1e3;
wc=2*pi*fc;
pm=80;
wpm=80*pi/180;
[m,p]=bode(Gvcomp,wc);
wp=p*pi/180;
wpi=wc*tan(pi+wp-wpm);
Gpi=1/(m*sqrt(1+(wpi/wc)^2));
PI=Gpi*(s+wpi)/s;
figure
bode(Gvcomp*PI); grid on
Ccomp=1/(Gpi*wpi)
Rcomp=Gpi
```

# Appendice B

## Software per il PIC24

Di seguito si riporta il codice in linguaggio C utilizzato per la programmazione del microcontrollore PIC24.

Definizione delle variabili:

```
#ifndef VARIABLES_H
#define VARIABLES_H
#ifdef __cplusplus
extern "C" {
#endif
// CONFIG2
#pragma config POSCMOD = MS // Primary Oscillator Select (MS
    Oscillator mode selected)
#pragma config ALTI2C = OFF // Alternate I2C pins (I2C mapped to SDA1
    /SCL1)
#pragma config LPOL = ON // Motor Control PWM Low Side Polarity bit
    (PWM module low side output pins have active-high output
    polarity)
#pragma config IOL1WAY = OFF // IOLOCK Protection (Allow
    Multiple Re-configurations)
#pragma config OSCIOFNC = ON // Primary Oscillator Output
    Function (OSC2 pin has digital I/O function)
#pragma config FCKSM = CSECMD // Clock Switching and
    Monitor (Clock switching and Fail-Safe Clock Monitor are disabled
    )
#pragma config FNOSC = PRIPLL // Oscillator Mode (Primary
    Oscillator (MS, HS, EC) w/ PLL) 8 MHz * 4
#pragma config WDIWIN = WDTWIN25 // Watchdog Window Select (
    Watchdog Window is 25% of WDT period)
#pragma config PWMPIN = OFF // Motor Control PWM Module
    Pin Mode bit (PWM module pins controlled by PWM module at device
    Reset)
```

```

#pragma config PWMLOCK = OFF           // PWM Lock Enable (PWM
    registers may be written without key sequence)
#pragma config IESO = OFF             // Internal External Switch
    Over Mode (Start-up device with user-selected oscillator source)

// CONFIG1
#pragma config WDIPOST = PS32768     // Watchdog Timer Postscaler
    (1:32,768)
#pragma config WDIPRE = PR128        // WDT Prescaler (Prescaler
    ratio of 1:128)
#pragma config PLLKEN = ON           // PLL Lock Enable (Clock
    switch to PLL source will wait until the PLL lock signal is valid
    .)
#pragma config WINDIS = OFF           // Watchdog Timer Window (
    Watchdog Timer in Non-Window mode)
#pragma config FWDIEN = OFF           // Watchdog Timer Enable (
    Watchdog timer always enabled)
#pragma config ICS = PGD2             // Comm Channel Select (
    Communicate on PGEC2/PGED2)
#pragma config HPOL = ON              // Motor Control PWM High
    Side Polarity bit (PWM module high side output pins have active-
    high output polarity)
#pragma config GWRP = OFF             // General Code Segment Write
    Protect (Writes to program memory are allowed)
#pragma config GCP = OFF              // General Segment Code
    Protection (General Segment Code protect is disabled)

static const int PWMPERIOD = 799;     //Valore da inserire nel
    timer della pwm per avere una frequenza di 10kHz

const int MODULANIE[48] =
{0,139,270,385,478,547,592,615,621,617,609,601,598,601,
609,617,621,615,592,547,478,385,270,139,0,-139,-270,
-385,-478,-547,-592,-615,-621,-617,-609,-601,-598,-601,
-609,-617,-621,-615,-592,-547,-478,-385,-270,-139}; //Valori
    sinusoide con iniezione terza armonica

const int AMPLITUDE[62] =
{54,56,58,60,61,63,65,67,69,71,73,75,77,79,80,82,84,86,
88,90,92,94,96,98,99,101,103,105,107,109,111,113,115,
117,118,120,122,124,126,128,131,133,136,138,141,143,
146,148,151,154,156,159,161,164,166,169,172,174,177,
179,182,184//,186,187,188,189,191,192,193,195,196,197,
198,200,201,202,204,205,206,207,209,210,211,212,214,
215,216,218,219,220,221,223,224,225,227,228,229,230,
232,233,234,236,237,238,239,241,242,243,244,246,247,
248,250,251,252,253,255,256}; //Valori del coefficiente d'ampiezza.

```



```

    Nell'algoritmo basta dividere per 256 (shift di 7 bit)

const int FREQUENZA[62] =
{60606,55556,51282,47619,44444,41667,39216,37037,
35088,33333,31746,30303,28986,27778,26667,25641,24691,
23810,22989,22222,21505,20833,20202,19608,19048,18519,
18018,17544,17094,16667,16260,15873,15504,15152,14815,
14493,14184,13889,13605,13333,13072,12821,12579,12346,
12121,11905,11696,11494,11299,11111,10929,10753,10582,
10417,10256,10101,9950,9804,9662,9524,9390,9259//,9195,
9132,9070,9009,8949,8889,8830,8772,8715,8658,8602,8547,
8493,8439,8386,8333,8282,8230,8180,8130,8081,8032,7984,
7937,7890,7843,7797,7752,7707,7663,7619,7576,7533,7491,
7449,7407,7366,7326,7286,7246,7207,7168,7130,7092,7055,
7018,6981,6944,6908,6873,6838,6803,6768,6734,6700,6667,
6633,6601,6568,6536,6504,6472,6441,6410,6380,6349,6319,
6289,6260,6231,6202,6173,6144,6116,6088,6061}; //Numeri di clock di
    durata di ogni SINGOLO campione della modulante alle varie
    frequenze
int i=0;          //indice modulante
int w=0;
int m=0;          //indice ampiezza
int f=0;          //indice frequenza
long duty1;      //duty cycle fase 1
long duty2;      //duty cycle fase 2
long duty3;      //duty cycle fase 3
int measure[5]; //Vettore in cui inserisco le misure effettuate
    dagli ADC
int zero_current; //Valore intero che corrisponde ad un
    campionamento con corrente nulla
char halfseconds = 0; //Numero di secondi trascorsi dall'ultimo
    controllo del motore
char power_check = 0;
bool doing = false; //Stato di esecuzione del
    pulsante
bool boost_on = false; //Stato del convertitore di
    potenza
char counter = 0; //Contatore per assicurarsi che
    effettivamente
bool up_freq = false; //devo salire di frequenza al prossimo
    interrupt di T1
bool stopping_motor=false;
char counter_stop =0; //Contatore per lo
    spegnimento del motore
char counter_main=0; //Contatore per il main
unsigned int mean_err = 0; //Media dell'error boost su 32x5ms
void InitADC(void);

```

```

void sample(void);
void InitPWM(void);
void InitTIMER(void);
void start(void);
void lower_freq(int a);
void rise_freq(void);
void start_motor(void);
#ifdef __cplusplus
}
#endif
#endif /* VARIABLES.H */

```

Esecuzione delle funzioni e del main:

```

#include <xc.h>
#include <p24FJ32MC104.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <stdbool.h>
#include "Variables.h"
/*Il seguente software è una versione base per consentire il
funzionamento del
*sistema pompa solare , in particolare viene applicata una modulazione
PWM con
* iniezione di terza armonica all'inverter trifase per un controllo
in velocità
* del motore. Viene inoltre applicato l'algoritmo P&O al pannello
fotovoltaico
*/
//INTERRUPT Timer1: aggiorno indice modulante
void __attribute__((interrupt , no_auto_psv)) _T1Interrupt(void) {
if(up_freq){
    rise_freq();
    up_freq=false;}
i++;
LATAbits.LATA1=0;
if(i==48){
    i=0;
    LATAbits.LATA1=1;} //Arrivato in fondo all'array ,
if(i<16){
    duty2=(long) MODULANTE[i+16]*AMPLITUDE[m];
    duty2=duty2>>8;
    duty3=(long) MODULANTE[i+32]*AMPLITUDE[m];
    duty3=duty3>>8;
    P1DC2 = PWMPERIOD + (int)duty2; //Aggiorno duty
    cycle ramo 2
    P1DC3 = PWMPERIOD + (int)duty3; //Aggiorno duty
    cycle ramo 3

```

```

    }else if(i>=16 && i<32){
        duty2=(long) MODULANIE[i+16]*AMPLITUDE[m];
        duty2=duty2>>8;
        duty3=(long) MODULANIE[i-16]*AMPLITUDE[m];
        duty3=duty3>>8;
        P1DC2 = PWMPERIOD + (int)duty2; //Aggiorno duty
            cycle ramo 2
        P1DC3 = PWMPERIOD + (int)duty3; //Aggiorno duty
            cycle ramo 3
    }else{
        duty2=(long) MODULANIE[i-32]*AMPLITUDE[m]; //
            Correzione del fattore d'ampiezza
        duty2=duty2>>8;
        duty3=(long) MODULANIE[i-16]*AMPLITUDE[m]; //
            Correzione del fattore d'ampiezza
        duty3=duty3>>8;
        P1DC2 = PWMPERIOD + (int)duty2; //Aggiorno duty
            cycle ramo 2
        P1DC3 = PWMPERIOD + (int)duty3; //Aggiorno duty
            cycle ramo 3
    }
    duty1=(long) MODULANIE[i]*AMPLITUDE[m];
    duty1=duty1>>8;
    P1DC1 = PWMPERIOD + (int)duty1; //Aggiorno dutycycle del
        primo ramo
    IFS0bits.T1IF = 0; //Rimozione flag
} //end InterruptTMR1

void __attribute__((interrupt ,no_auto_psv)) _ADC1Interrupt(void){//
    conversione completata
IFS0bits.AD1IF=0;
}

void __attribute__((interrupt ,no_auto_psv)) _T3Interrupt(void){//
    timer per il controllo
halfseconds++;
IFS0bits.T3IF=0;
}

void __attribute__((interrupt ,no_auto_psv)) _T4Interrupt(void){//
    timer del main
counter_main++;
IFS1bits.T4IF=0;
}

int main() {
while(OSCCONbits.COSC != 0b011){};

```

```

while (OSCCONbits.LOCK==0){};          //Finchè LOCK è zero il PLL non è
    pronto.
InitADC();
IPC0=0x7444;                            //registro
    priorità degli interrupt
LATA ^=0x0200;                            //Disattivo il convertitore boost
.
InitPWM();
sample();
InitTIMER();
zero_current = measure[3];                //Misuro l'offset del
    sommatore di corrente
start();
while (i<100){//loop
    counter_main=0;
    if(PORTAbits.RA4==0 && !doing){ //P.1 è stato premuto
        counter++;
    }else if(PORTAbits.RA4==1){doing=false;}
    if(counter >= 2){ //se il pulsante è premuto per più di 3ms
        allora eseguo le istruzioni
        doing=true;
        counter=0;
        if(!boost_on){
            boost_on=true; //boost acceso
            LATAbits.LATA9=0;
            LATAbits.LATA10=1; //Accendo led giallo —>
                indicatore funzionamento boost!
            T3CONbits.TON=1;
        }else{
            stopping_motor=true;
            boost_on=false;}}
    sample();
    mean_err = mean_err - (mean_err>>3) + measure[1];
    if(halfseconds==2 && !P1TCONbits.PTEN){
        if(boost_on){ //boost ON ma inverter OFF
            if(measure[0]>550 && measure[4]>770){//La
                tensione di uscita è ok(400V=775)
                start_motor();}}
        halfseconds=0;}
    if(boost_on && P1TCONbits.PTEN){
        power_check++;
        if(power_check>=1){
            if(measure[4]<755){//Se Vbus è minore di 390V
                circa
                lower_freq(12);}
            power_check=0;}}

```

```

    if(halfseconds==2 && boost_on && P1TCONbits.PTEN){ //Ogni
        1s decido se cambiare la frequenza
        halfseconds=0;
        if(mean_err<7200){up_freq = true;}}
    if(stopping_motor){
        counter_stop++;
        if(counter_stop==20){ //Ogni 20x5ms scendo di
            frequenza
            lower_freq(1);
            counter_stop=0;}
        if(f==0){
            P1TCONbits.PTEN = 0;//spengo PWM inverter
            T1CONbits.TON=0; //spengo timer 1
            T3CONbits.TON=0; //spengo il timer3
            halfseconds=0; //resetto la variabile
                seconds
            f=0; //resetto posizione
                FREQUENZA
            m=0; //resetto posizione
                AMPIEZZA
            LATAbits.LATA0=0; //spengo led verde se
                acceso.
            LATAbits.LATA9=1; //spengo il boost
            LATAbits.LATA10=0; //spengo led giallo
            stopping_motor=false;}}
        while(counter_main<1){} //il ciclo del main si rpete ogni
            5ms
    }//end while principale
    return 0;}

void start_motor(){
    IFS3bits.FLTA1IF=0; //spengo il flag del fault
    PR1=FREQUENZA[f];
    i=0;
    T1CONbits.TON=1; //Accendo il timer 1
    P1TCONbits.PTEN=1; //Accendo la PWM dell'inverter
    LATAbits.LATA0=1; //Accendo il led verde
}

void InitADC(){
    TRISA = 0x0010; //Solo porta RA4 è input
    TRISB = 0x007f;
    TRISC = 0x0200;
    AD1PCFGL = 0x9c00; //Le porte AN10,AN11,AN12,AN15 sono digitali
    RPOR9 = 0x1200; //Imposto RP19 (pin 36) la funzione Output
    Compare

```

```

ADICON1 = 0x00e0;          //Decido io quando campionare mettendo SAMP a
    1 e la conversione inizia automaticamente e il formato è integer
AD1CSSL = 0x023c;          //Ad ogni scan campione AN2,AN3,AN4,AN5,AN9
AD1CON3 = 0x0200;          //Sample time 2Tad, Tad=1/16MHz
AD1CON2 = 0x0410;
// Abilito ADC
AD1CON1bits.ADON=1;
IEC0bits.AD1IE =1;}//end InitADC

void sample(){
AD1CON1bits.ASAM = 1;     //comincio il campionamento
while(!IFS0bits.AD1IF){};
AD1CON1bits.ASAM = 0;
measure[0] = ADC1BUF0;    //Vpanel
measure[1] = ADC1BUF1;    //ErrBoost
measure[2] = ADC1BUF2;    //VAL.OK 20V
measure[3] = ADC1BUF3;    //ITOT
measure[4] = ADC1BUF4;    //Vbus
} //end sample

void InitPWM(){
// FLTA1 pin must be pulled high externally in order to clear and
// disable the fault
// Writing to PIFLTACON register requires unlock sequence
// Use builtin function to write 0x0000 to PIFLTACON register
__builtin_write_PWMSFR(&PIFLTACON, 0x0007, &PWWMIKEY); //Gestione del
// fault: se arriva, porto tutti i comandi bassi a massa
// FLTBI pin must be pulled high externally in order to clear and
// disable the fault
// Writing to PIFLTBCON register requires unlock sequence
// Use builtin function to write 0x0000 to PIFLTBCON register
__builtin_write_PWMSFR(&PIFLTBCON, 0x0000, &PWWMIKEY);
// Enable all PWMs using PWMICON1 register
// Writing to PWMICON1 register requires unlock sequence
// Use builtin function to write 0x0077 to PWMICON1 register
__builtin_write_PWMSFR(&PWMICON1, 0x0077, &PWWMIKEY);
//Configurazione registri PWM
PITCON = 0x0002;
PITPER = PWMPERIOD;
PIDTCON1 = 0x0020;        //Imposto il dead time a 1.5us
//Imposto i valori di duty cycle iniziale
duty1=(long) MODULANTE[i]*AMPLITUDE[m];
duty1=duty1>>8;
duty2=(long) MODULANTE[i+16]*AMPLITUDE[m];
duty2=duty2>>8;
duty3=(long) MODULANTE[i+32]*AMPLITUDE[m];
duty3=duty3>>8;

```

```

P1DC1 = duty1 + PWMPERIOD;
P1DC2 = duty2 + PWMPERIOD;
P1DC3 = duty3 + PWMPERIOD;
} //end InitPWM()

void start() { //Faccio partire Timer e PWM
T2CONbits.TON = 1;
T4CONbits.TON = 1;
}

void InitTIMER() {
//Configurazione Timer 1: CAMBIO CAMPIONE MODULANTE
T1CON = 0x0000;
IEC0bits.T1IE = 1; //Abilito interrupt del timer 1
PR1 = FREQUENZA[f];
//Configurazione Timer 2: frequenza switching boost
T2CON = 0x0000;
PR2 = 500; //per avere frequenza a 32kHz per frequenza di 16kHz,
1000
OC1CON = 0x0006; //Setto output compare per dare l'impulsino alla
frequenza data da timer2
OC1RS = 2; //Valore a cui l'uscita torna a zero, dutycycle 1%
(10 nel caso di 16kHz)
//Configurazione Timer 3: controllo in velocità del motore
T3CON = 0x0030; //prescaler: 1:256---> frequenza 62.5kHz
PR3 = 31250; //Il timer conta 0.5s
IEC0bits.T3IE = 1; //Abilito interrupt del timer 3
T4CON = 0x0010;
PR4 = 10000; //5ms
IEC1bits.T4IE = 1;
} //end initTIMER
void lower_freq(int a) {
if (f < a) {
P1TCONbits.PTEN = 0;
LATAbits.LATA0 = 0; //Accendo il led verde
}
if (f >= a) {
f = f - a;
if (f <= 117) {
m = f; } }
PR1 = FREQUENZA[f]; }
void rise_freq() {
if (f <= 60) {
f++;
if (f <= 61) {
m++; } }
PR1 = FREQUENZA[f]; }

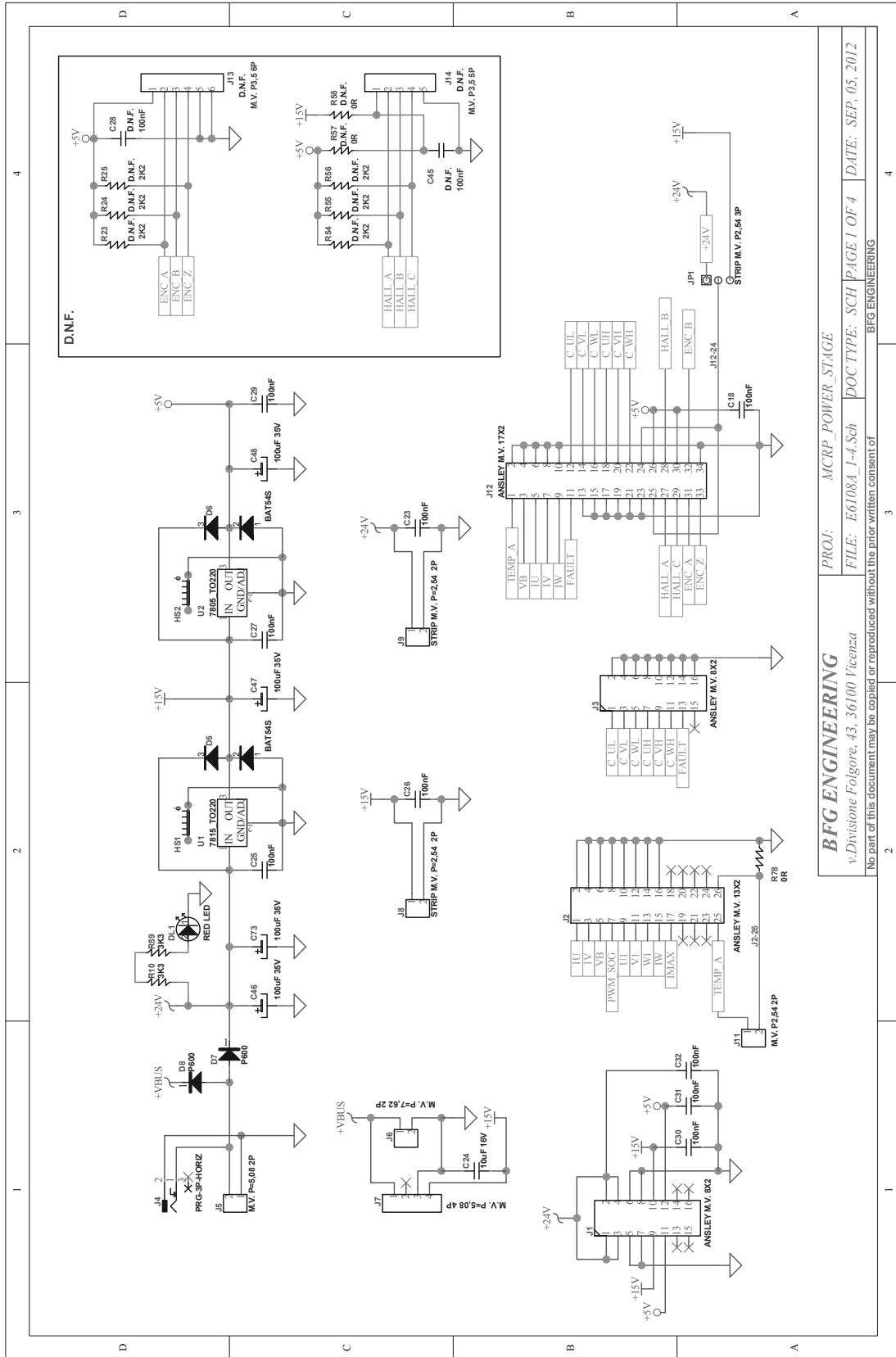
```

# Appendice C

## Schema Inverter

Di seguito si riporta lo schema circuitale dell'inverter utilizzato nella realizzazione del sistema.

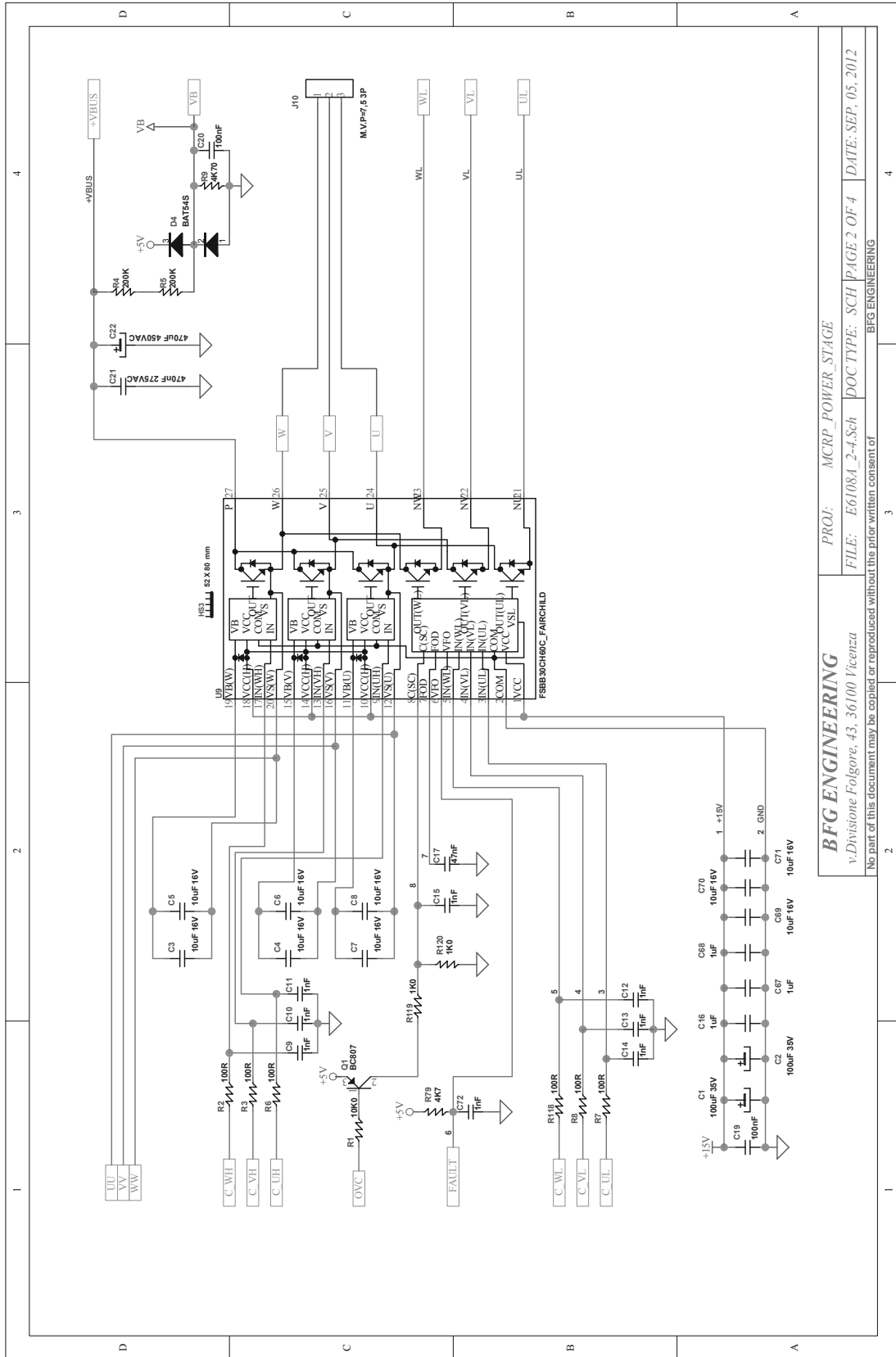




PROJ: MCRP\_POWER\_STAGE  
 FILE: E61084 J-4.Sch  
 DOC TYPE: SCH PAGE 1 OF 4  
 DATE: SEP, 05, 2012

**BFG ENGINEERING**  
 v.Divisione Folgore, 43, 36100 Vicenza

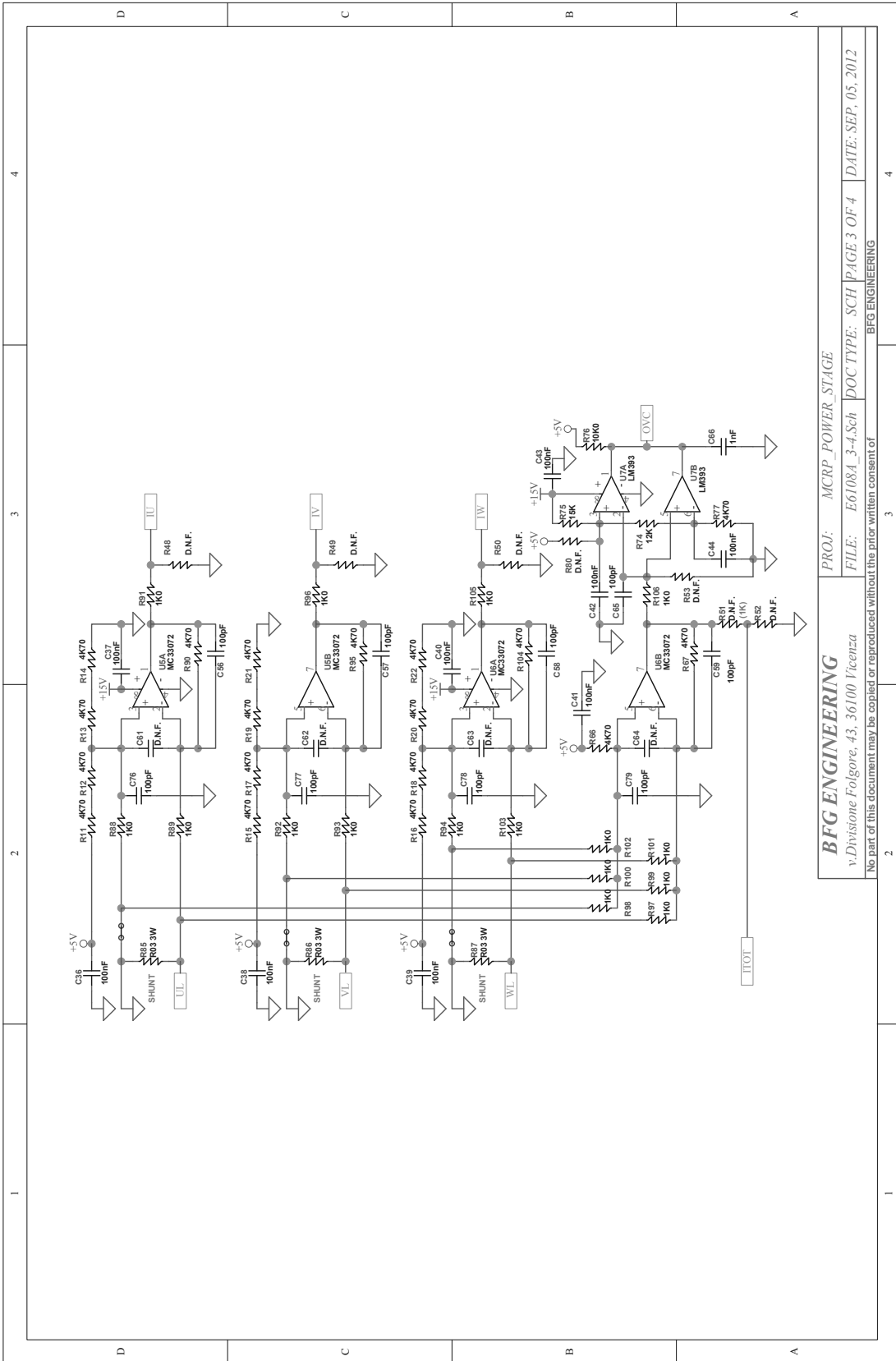
No part of this document may be copied or reproduced without the prior written consent of BFG ENGINEERING



PROJ: MCRP\_POWER\_STAGE  
 FILE: E6108A\_2-4.Sch  
 DOC TYPE: SCH PAGE 2 OF 4  
 DATE: SEP, 05, 2012

**BFG ENGINEERING**  
 v.Divisione Folgore, 43, 36100 Vicenza

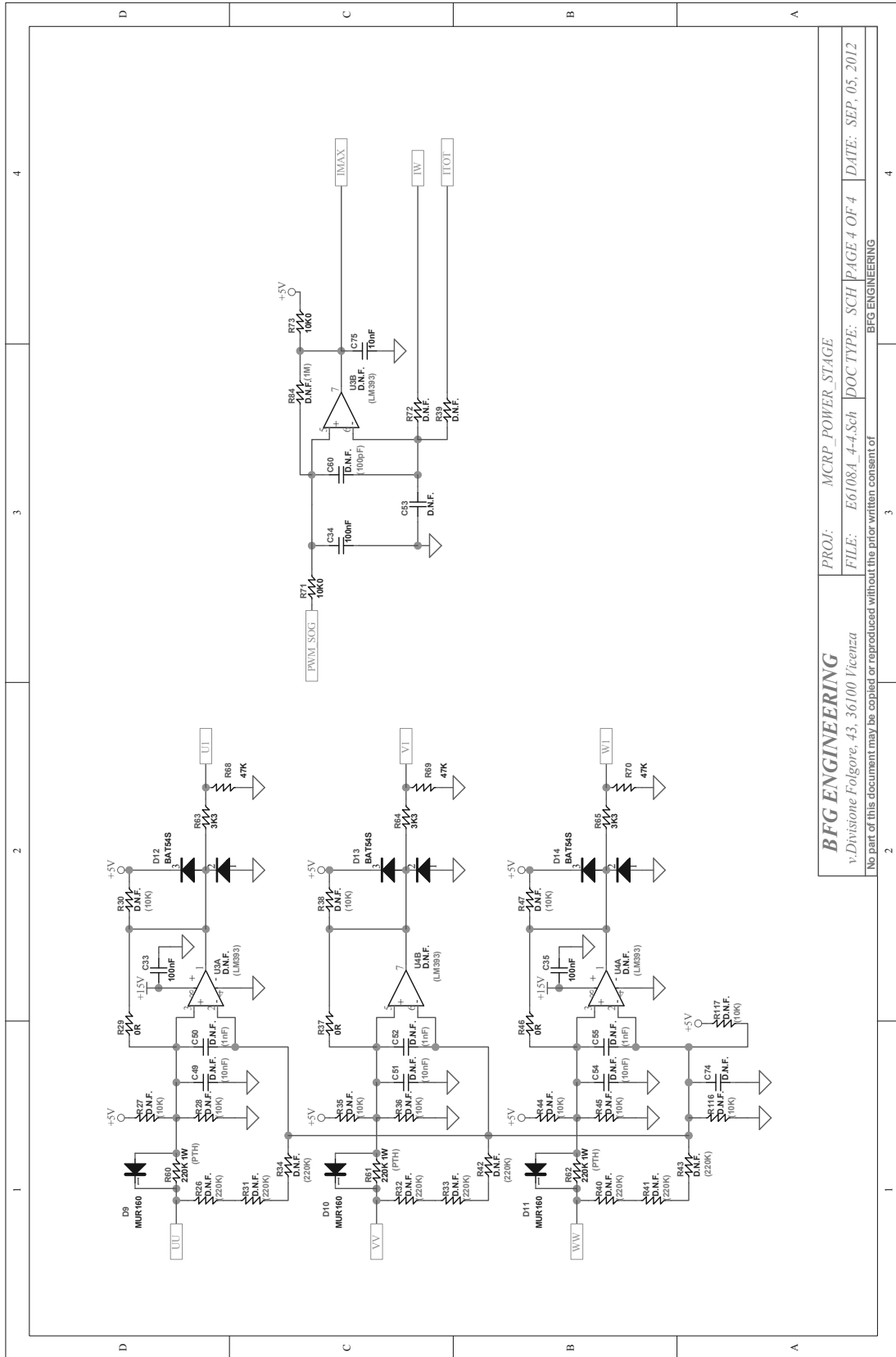
No part of this document may be copied or reproduced without the prior written consent of BFG ENGINEERING



**BFG ENGINEERING**  
 v.Divisione Folgore, 43, 36100 Vicenza

PROJ: MCRP\_POWER\_STAGE  
 FILE: E6108A\_3-4.Sch

No part of this document may be copied or reproduced without the prior written consent of BFG ENGINEERING



**BFG ENGINEERING**  
 v.Divisione Folgore, 43, 36100 Vicenza

PROJ: MCRP\_POWER\_STAGE  
 FILE: E6108A\_4-4\_Sch  
 DOC TYPE: SCH PAGE 4 OF 4  
 DATE: SEP, 05, 2012

No part of this document may be copied or reproduced without the prior written consent of BFG ENGINEERING

# Bibliografia

- [1] Giorgio Spiazzi, Luca Corradini, *Appunti dalle Lezioni di Elettronica per l'Energia*, A.A. 2012/2013
- [2] P. L. Dowell, *Effects of eddy currents in transformer windings*, PROC. IEE, Vol. 113, No. 8, August 1966.
- [3] Nicola Zanetti, *Progetto e controllo di elettropompa alimentata da fonti rinnovabili (Fotovoltaico e/o Eolico)* , 26 febbraio 2010
- [4] Nicola Calgaro, *Sviluppo pompa ad energia solare*