

PIERO CANOVA

STUDIO, PROGETTO E  
REALIZZAZIONE DI UN  
AZIONAMENTO PER MOTORE  
SINCRONO MONOFASE PER  
APPLICAZIONI NELLA  
VENTILAZIONE

TESI DI LAUREA SPECIALISTICA



Relatore: Chiar.mo Prof. S. Bolognani  
Co-relatore: Ing. M. Castiello

Università degli Studi di Padova  
Facoltà di Ingegneria  
Dipartimento di Ingegneria Elettronica  
26 Ottobre 2010

Piero Canova: *Studio, progetto e realizzazione di un azionamento per motore sincrono monofase per applicazioni nella ventilazione*, Tesi di laurea specialistica, © 26 ottobre 2010.

Se mi fosse dato di vivere  
senza la possibilità di sognare e di lottare per un sogno,  
bello quanto inutile, sarei un uomo finito.

— Giusto Gervasutti

Dedicato a Mamma, Papà e a Lei



## SOMMARIO

Lo scopo di questo lavoro di Tesi è quello di progettare e realizzare la parte elettronica di un azionamento elettrico per un motore brushless monofase. In particolare l'azienda committente (EMI, Milano) ha dato come specifica più stringente l'economicità del sistema. Lasciando abbastanza libera la scelta del motore che agirà sulla ventola di raffreddamento. Questo fatto ha portato a una ricerca in letteratura di vari metodi per la realizzazione di azionamenti così detti *low-cost*. Una volta capito come si potrebbe progettare il sistema si è passati alla scelta dei componenti, al loro montaggio, all'implementazione di una routine adeguata per il controllo del motore e infine ci si è dedicati alla sperimentazione della scheda ottenuta.



*Troverai più nei boschi che nei libri.  
Gli alberi e le rocce ti insegneranno cose  
che nessun maestro ti dirà.*

— Bernardo di Clairvaux

## RINGRAZIAMENTI

Ringrazio mamma Laura e papà Mariano che mi hanno sostenuto durante tutto il mio percorso di studi iniziato alle scuole elementari di Torrebelvicino ormai 20 anni fa. La combattiva nonna Teresa e il parentado al gran completo, che se dovessi ringraziare per tutto il bene che mi vogliono domani sareste ancora qui a leggere. Un ricordo particolare va a tutte quelle persone che mi sono state vicine e che ora assistono alla mia Laurea da lassù.

Ringrazio il mio relatore, prof. Silverio Bolognani, e il mio co-relatore, ing. Mosè Castiello, per avermi dato fiducia e affiancato in questo lavoro di Tesi. Un grazie va a tutti i componenti dell laboratorio di azionamenti elettrici dell'Università di Padova dove ho potuto svolgere l'attività sperimentale.

In ordine sparso vado inoltre a ringraziare: il Ceri per aver *svejà un fiatin fora el bocia*, il Giano per aver sopportato sin dall'asilo il *bocia* di cui prima, il Deno per molto e per il PFC flyback DCM, il Garbo per la pazienza nell'accettare sberlottamenti vari, il Giova per le ciacole, Zattarone per l'apertura all'elettronica, lo Zamba per l'iniziazione montana su per la Fontana d'Oro, il Mikele per esserci anche quando i metri son più di 4000. Un pensiero di gratitudine va a Claudio, Anna, Valentina, Roberto, Cesco e al Beba che in più di qualche occasione hanno risollevato con la loro allegria le sorti dell'umore del sottoscritto. Infine volevo ringraziare Lei, Genny che con tanto amore ha condiviso sconfitte, paure, gioie e successi durante il mio percorso specialistico e che ancora adesso mi è qui vicino.

*Grazie a tutti*

*Padova, 26 ottobre 2010*

P. C.





# INDICE

1	TOPOLOGIE	3
1.1	Sdoppiamento dell'alimentazione . . . . .	4
1.2	C-dump . . . . .	8
1.3	DC-link variabile . . . . .	11
1.4	DC-link variabile buck-boost . . . . .	14
2	BLOCCHI FUNZIONALI	19
2.1	Convertitore AC/DC . . . . .	20
2.2	Convertitore DC/DC . . . . .	24
2.3	LDO . . . . .	30
2.4	Microcontrollore . . . . .	30
2.5	Power Module . . . . .	34
2.6	Sensore Hall . . . . .	38
2.7	Motore . . . . .	44
2.8	Realizzazione . . . . .	45
3	CONTROLLO	47
3.1	PWM . . . . .	47
3.2	Routine . . . . .	59
4	CONCLUSIONI	65
	BIBLIOGRAFIA	67

## ELENCO DELLE FIGURE

Figura 1	Schema elettrico relativo al convertitore con sdoppiamento dell'alimentazione per un azionamento trifase. . . . .	4
Figura 2	Definizione dei quadranti. . . . .	5
Figura 3	Schema elettrico relativo al convertitore C-dump. . . . .	9
Figura 4	Schemi elettrici equivalenti della topologia C-dump motore. . . . .	10
Figura 5	Schemi elettrici equivalenti della topologia C-dump freno. . . . .	11
Figura 6	Schema elettrico relativo al convertitore ad alimentazione variabile. . . . .	13
Figura 7	Schema elettrico relativo al convertitore ad alimentazione variabile. . . . .	15
Figura 8	Schema a blocchi generale . . . . .	20
Figura 9	Circuito elettrico di un raddrizzatore a doppia semionda. . . . .	22
Figura 10	Forme d'onda tipiche di un raddrizzatore a doppia semionda. . . . .	22
Figura 11	Schema elettrico relativo alle protezioni inserite nel prototipo. . . . .	24
Figura 12	Schema elettrico tipico di un convertitore buck ideale. . . . .	24
Figura 13	Andamento della tensione ai capi del diodo $D_{FW}$ di figura 12. . . . .	25
Figura 14	Spettro della tensione ai capi del diodo $D_{FW}$ di figura 12. . . . .	27
Figura 15	Andamento a regime della corrente $i_{L1}$ in un periodo di commutazione del convertitore DC/DC. . . . .	28
Figura 16	Schema elettrico tipico del convertitore buck realizzato. . . . .	31
Figura 17	Schema di montaggio di un circuito LDO standard. . . . .	32
Figura 18	Circuiteria di input/output . . . . .	33

Figura 19	Schema ideale di inverter monofase a ponte intero. . . . .	34
Figura 20	Schematizzazione di una cella fondamentale del power-module. . . . .	35
Figura 21	Schema di bootstrap . . . . .	36
Figura 22	Processo di carica del condensatore di Bootstrap. . . . .	38
Figura 23	Legge di trasduzione del sensore Hall. . . . .	39
Figura 24	Circuito che garantisce il corretto funzionamento del sensore Hall. . . . .	40
Figura 25	Posizione sonda Hall. . . . .	41
Figura 26	Misura all'oscilloscopio del segnale in uscita dal sensore Hall. . . . .	42
Figura 27	Circuito di un filtro passa basso del primo ordine. . . . .	43
Figura 28	Schema elettrico per la realizzazione di un comparatore a isteresi. . . . .	43
Figura 29	Come si presenta il prototipo una volta ultimato il montaggio. . . . .	46
Figura 30	Forme d'onda tipiche di una modulazione PWM analogica. . . . .	48
Figura 31	Sintesi del funzionamento della modulazione PWM digitale. . . . .	51
Figura 32	Forme d'onda tipiche di un inverter comandato da 2 pin. . . . .	54
Figura 33	$V_{AB-medium}(\delta)$ in PWM1 e in PWM2 a confronto. . . . .	55
Figura 34	Schema elettrico relativo alla commutazione dal livello alto al livello basso di $v_{AB}(t)$ . . . . .	56
Figura 35	Misura all'oscilloscopio del segnale in uscita dall'inverter. . . . .	57

Figura 36	Forme d'onda tipiche di un inverter comandato da 4 pin indipendenti. A tratteggio le grandezze medie. . . . .	58
-----------	---	----

## ELENCO DELLE TABELLE

Tabella 1	Tabella riassuntiva del funzionamento del convertitore con alimentazione sdoppiata. . . . .	6
Tabella 2	Tabella riassuntiva del confronto tra un convertitore ad alimentazione sdoppiata e un convertitore a ponte intero. . . . .	8
Tabella 3	Tabella riassuntiva del confronto tra un convertitore con topologia C-dump e un convertitore a ponte intero. . . . .	12
Tabella 4	Tabella riassuntiva del funzionamento del convertitore con alimentazione sdoppiata. . . . .	16
Tabella 5	Tabella riassuntiva del confronto tra un convertitore ad alimentazione sdoppiata con interfaccia a buck boost e un convertitore a ponte intero. . . . .	18
Tabella 6	Tabella riassuntiva delle misure effettuate sul motore. I valori che si riferiscono alla linea (230V) sono da considerarsi in valore efficace (rms). . . . .	45

# INTRODUZIONE

Per la stesura di questo lavoro si è voluto seguire l'ordine delle varie fasi che lo hanno contraddistinto. Ovvero dopo aver raccolto informazioni riguardanti lo stato dell'arte degli azionamenti *low-cost* si è passati al progetto e quindi alla realizzazione del sistema che rispondesse alle esigenze del committente. L'esposizione del lavoro è articolata come segue:

**NEL PRIMO CAPITOLO** vengono presentate alcune topologie per la realizzazione di un inverter. In particolare ci si concentrerà su quelle che permettono una realizzazione economica del dispositivo. Dopo aver messo in luce le particolari scelte circuitali verranno analizzati i vantaggi e gli svantaggi di tali topologie alternative e messe a confronto con la classica struttura di un inverter a ponte intero.

**NEL SECONDO CAPITOLO** vengono descritti i componenti che costituiscono il prototipo della scheda elettronica dell'azionamento in esame. Inizialmente viene proposta una visione d'insieme dell'apparato per poi aumentare, nelle varie sezioni, il dettaglio; fino ad arrivare al calcolo dei valori dei singoli componenti elettronici.

**NEL TERZO CAPITOLO** verrà presentato il metodo scelto (PWM) per la modulazione del segnale d'uscita dell'inverter. Saranno presentati i concetti fondamentali di tale sistema e verrà descritta più nel dettaglio la sua implementazione digitale. Infine ci si concentrerà sulle routine che caratterizzano il controllo del sistema e verranno riportate alcune evidenze sperimentali dovute a prove eseguite sul prototipo.



# 1 | TOPOLOGIE

*Se c'è un modo di far meglio, trovalo.*

— Thomas Alva Edison

## INDICE

1.1	Sdoppiamento dell'alimentazione . . . . .	4
1.2	C-dump . . . . .	8
1.3	DC-link variabile . . . . .	11
1.4	DC-link variabile buck-boost . . . . .	14

**I**N QUESTO capitolo verranno presentate alcune topologie circuitali per la realizzazione di inverter low-cost. La minimizzazione dei costi nel campo degli azionamenti per motori sincroni a magneti permanenti è attualmente campo di ricerca di grande interesse in campo industriale. Sempre più applicazioni necessitano di funzionare a velocità variabile e allo stesso tempo ricercano l'economicità per essere competitive sul mercato. Per avere un'idea di tali applicazioni basti pensare ai campi: delle ventole, delle pompe, delle lavatrici, delle asciugatrici, dei frigoriferi e ai piccoli azionamenti con controllo della velocità per l'imbottigliamento e impacchettamento di generi alimentari. Guardando al grande volume di queste applicazioni, la minimizzazione dei costi è di vitale importanza non solo per risparmiare tempo e materiali ma anche perchè senza tale minimizzazione non sarebbero realizzabili azionamenti a velocità variabile nei campi detti in precedenza.

Tenendo presente che i costi legati al controllo del motore sono da tempo ottimizzati grazie all'utilizzo dei microcontrollori (si veda il paragrafo 2.4), risulta evidente che l'unico sottosistema di un azionamento su cui si può spingere l'ottimizzazione risulta essere il convertitore di potenza. La maggiore risorsa da questo punto di vista è il funzionamento a semi onda del convertitore visto che permette la riduzione del numero di interruttori presenti nel

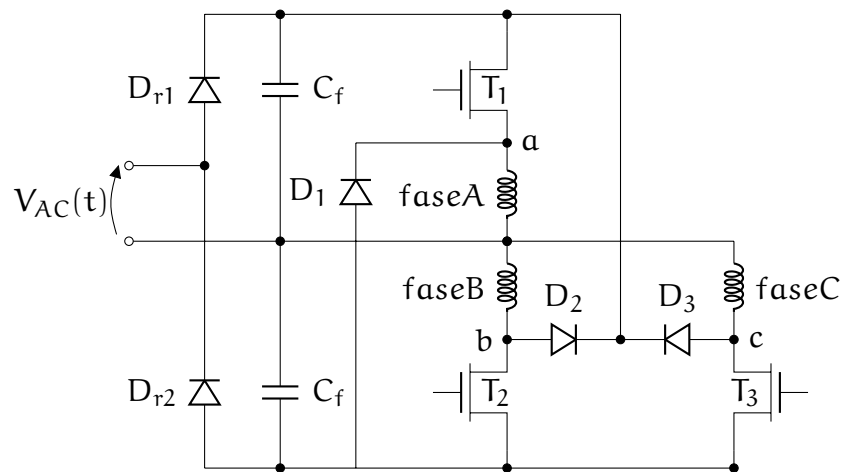
sistema. Questa riduzione nel numero dei dispositivi di potenza presenti nel convertitore si traduce in:

- riduzione del numero di componenti logici presenti nel sistema.
- riduzione del volume dei dissipatori di calore.
- riduzione del volume dell'involucro.

In generale si ottiene la riduzione dei costi voluta. Nel capitolo verranno presentate diverse topologie di convertitore operante a semionda e verranno messe a confronto con la classica topologia a ponte intero.

### 1.1 SDOPPIAMENTO DELL'ALIMENTAZIONE

Lo schema della topologia del convertitore di potenza con un interruttore per fase e il minimo numero di diodi nel ponte raddrizzatore, ideale per azionamenti al di sotto del kW, è riportato in figura 1. Nel seguito ci si riferirà a tale topologia con il termine *split-supply*.



**Figura 1:** Schema elettrico relativo al convertitore con sdoppiamento dell'alimentazione per un azionamento trifase.

Per capire al meglio il funzionamento di un inverter che adotti una topologia di tipo split-supply andiamo a valutare il comportamento del motore sincrono nei quattro quadranti del sistema  $v - i$  riportato in figura 2.



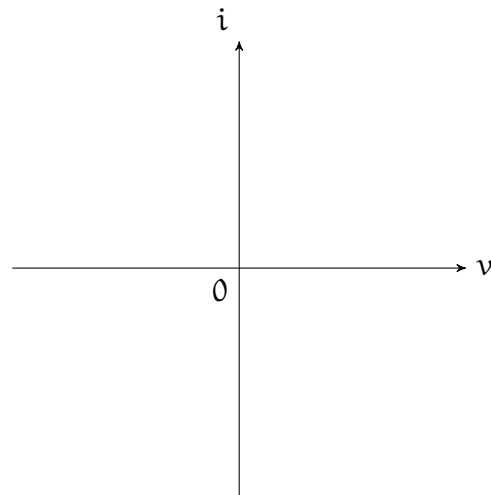


Figura 2: Definizione dei quadranti utili nel definire il modo di operare di un motore.

**MOTORE AVANTI** Sotto l'ipotesi di idealità degli interruttori si ha che: accendendo l'interruttore  $T_1$  la tensione  $V_s$  presente ai capi del condensatore  $C_f$  si trova anche ai capi dell'avvolgimento della fase A. Se la corrente che fluisce nella fase A dovesse superare il suo riferimento di corrente, l'interruttore  $T_1$  viene spento in accordo con la strategia di modulazione scelta (es: PWM o isteresi). Nell'intervallo di tempo in cui  $T_1$  rimane spento, la corrente della fase A passa attraverso il diodo  $D_1$ , per gli avvolgimenti della fase A e per il condensatore  $C_f$  basso del raddrizzatore a semionda. Tutto ciò si traduce nell'applicazione di una tensione  $-V_s$  alla fase A durante l'apertura di  $T_1$ . La tensione negativa applicata alla fase citata riduce la corrente trasferendo energia dagli avvolgimenti di fase al convertitore AC/DC. Si nota che la corrente di fase è controllata entro i suoi limiti attraverso la commutazione di un solo interruttore.

**FRENO** Per frenare il motore quando l'azionamento si trova nel primo quadrante, la coppia elettromagnetica deve essere invertita di polarità cioè passare da positiva a negativa. Quindi l'azionamento dovrà operare nel quarto quadrante. Poiché la polarità della corrente non può essere invertita a causa del converti-

tore a semi onda, l'unico modo per operare nel quarto quadrante è ritardare la conduzione della corrente nelle fasi del motore fintanto che le loro forze elettromotrici indotte non siano negative e abbiano attraversato lo 0 da almeno  $30^\circ$ . Per maggiori dettagli si veda Krishnan [2010].

**MOTORE INDIETRO** Per far sì che l'azionamento operi in questo modo ci si deve posizionare nel terzo quadrante. Questo è ottenibile invertendo la sequenza di alimentazione di due delle tre fasi, per esempio passare da abc ad acb. In questo modo si ottiene l'inversione di marcia. A parte quanto appena detto per il resto il funzionamento è molto simile a quello di motore avanti (primo quadrante).

I modi di funzionamento del convertitore appena descritti sono sintetizzati nella tabella 1, dove si sono considerate le fasi A e B. In particolare si è preso in considerazione la conduzione di corrente in una fase e la conduzione in due fasi tipica degli istanti attorno alla commutazione della conduzione da una fase all'altra.

**Tabella 1:** Tabella riassuntiva del funzionamento del convertitore con alimentazione sdoppiata.

Modo	$T_1$	$T_2$	$D_1$	$D_2$	$i_{as}$	$i_{bs}$	$V_{as}$	$V_{bs}$
1	On	Off	Off	Off	$> 0$	0	$V_s$	0
2	Off	Off	On	Off	$> 0$	0	$-V_s$	0
3	Off	On	On	Off	$> 0$	$> 0$	$-V_s$	$V_s$
4	Off	Off	On	On	$> 0$	$> 0$	$-V_s$	$-V_s$

Dall'analisi della tabella 1 emerge la principale differenza che si riscontra tra questa topologia di inverter e quella che prevede l'utilizzo di un raddrizzatore a doppia semionda. La topologia split-supply di figura 1 porta all'applicazione di una tensione sia positiva che negativa agli avvolgimenti di fase dove circola una corrente non nulla. Questo porta alla maggior circolazione di energia nelle fasi della macchina elettrica e si traduce in un calo dell'efficienza

del sistema e nella creazione di un'ondulazione nella coppia maggiore di quella che si otterrebbe con un inverter preceduto da un raddrizzatore a doppia semionda. Questo ultimo fatto messo in evidenza si può anche tradurre in un aumento della rumorosità dell'intero sistema.

La topologia presentata non si caratterizza solamente per gli elementi messi in luce fin'ora ma presenta i seguenti vantaggi:

1. Un interruttore e un diodo per fase portano al dimezzamento del numero dei componenti rispetto a una struttura e ponte intero.
2. Riduzione del numero dei circuiti logici per il comando degli interruttori.
3. Capacità di operare in tutti i quadranti.
4. Elevata affidabilità. Gli interruttori sono sempre in fase con gli avvolgimenti del motore. In questo modo si evitano i problemi di cortocircuiti in caso di errori nella commutazione degli interruttori.
5. Riduzione delle perdite in conduzione vista la presenza di un solo interruttore e diodo per fase.

Gli svantaggi della topologia split-supply sono i seguenti:

1. Scarso utilizzo del motore dovuto all'impossibilità di invertire il verso della corrente vista la presenza del raddrizzatore a semionda.
2. Richiesta di maggior potenza. Questo è imputabile allo sdoppiamento del DC-link, ovvero alla presenza di due condensatori.

Per concludere la caratterizzazione di tale topologia viene posta in confronto con la classica topologia di inverter a ponte intero. I risultati sono sintetizzati nella tabella 2.

Tabella 2: Tabella riassuntiva del confronto tra un convertitore ad alimentazione sdoppiata e un convertitore a ponte intero.

Caratteristica	Split-Supply	Ponte intero
Numero di interruttori	3	6
Numero di diodi	3	6
Tensione sugli interruttori ( <i>min</i> )	$2V_s$	$V_s$
Corrente sugli interruttori ( <i>picco</i> )	$I_p$	$I_p$
Corrente sugli interruttori ( <i>rms</i> )	$I_p/\sqrt{3}$	$I_p/\sqrt{3}$
Numero di condensatori	2	1
Tensione sui condensatori	$V_p$	$V_p$
Minimo numero di diodi nel ponte raddrizzatore	2	4
Numero di driver di gate	3	6

## 1.2 C-DUMP

La topologia presentata nel paragrafo 1.1 ha il grosso svantaggio, oltre a quelli già elencati, di sfruttare solo metà della massima tensione messa a disposizione dal raddrizzatore posto in ingresso al sistema. Questo aspetto può essere migliorato se si rinuncia a voler avere solo un interruttore per il comando della singola fase. Questa topologia, nota in letteratura come *C-dump*, è stata sviluppata con successo per i motori a riluttanza e ora inizia a trovare impiego anche negli azionamenti per motori sincroni brushless (si veda Krishnan [1997b]). Per una macchina elettrica a  $n$  fasi si dovranno utilizzare  $n + 1$  interruttori se si vuole realizzare un convertitore *C-dump*. Lo schema elettrico per una macchina elettrica con  $n = 3$  fasi è riportato in figura 3.

Dall'analisi dello schema proposto si nota la presenza di un interruttore e un condensatore in più rispetto allo schema di figura 1. Questi due componenti aggiuntivi vengono inseriti per rendere possibile il recupero dell'energia proveniente dal motore. Si fa notare che ogni singola fase è

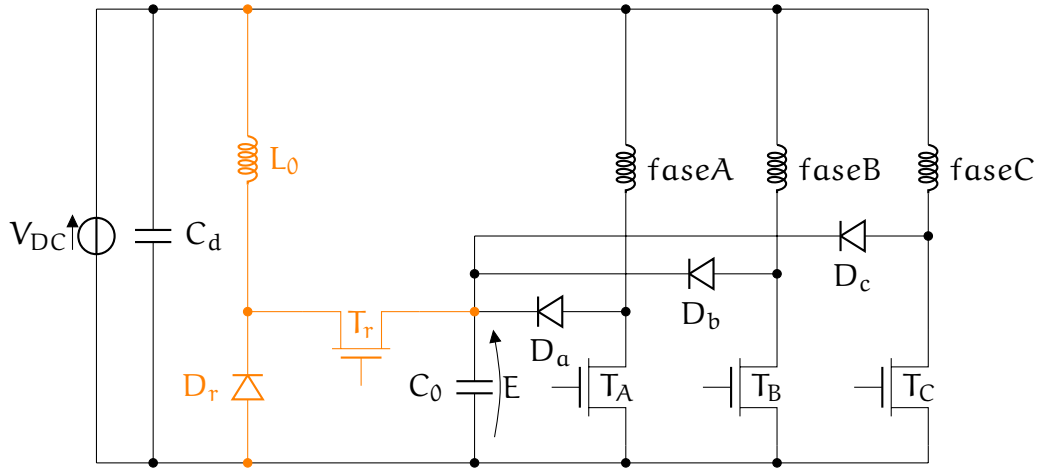
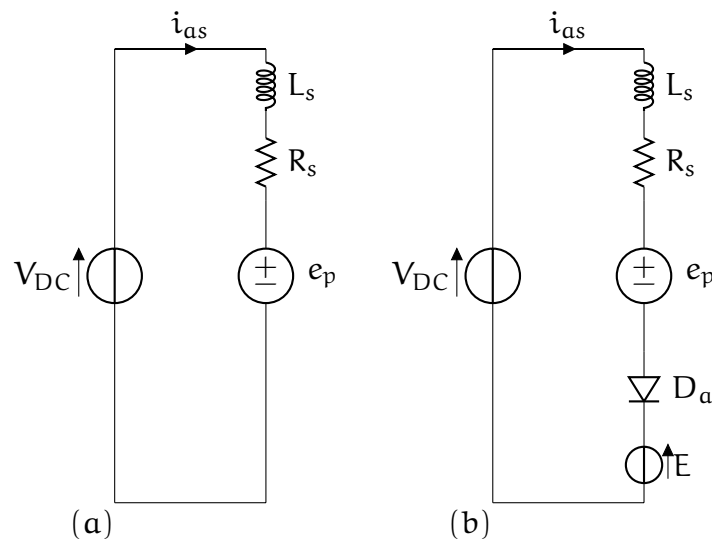


Figura 3: Schema elettrico relativo al convertitore C-dump. In arancione è stato evidenziato il convertitore abbassatore utile al recupero dell'energia accumulata in  $C_0$ .

comandata da un solo interruttore. Pertanto anche in questa topologia il verso della corrente di fase potrà essere solo unidirezionale.

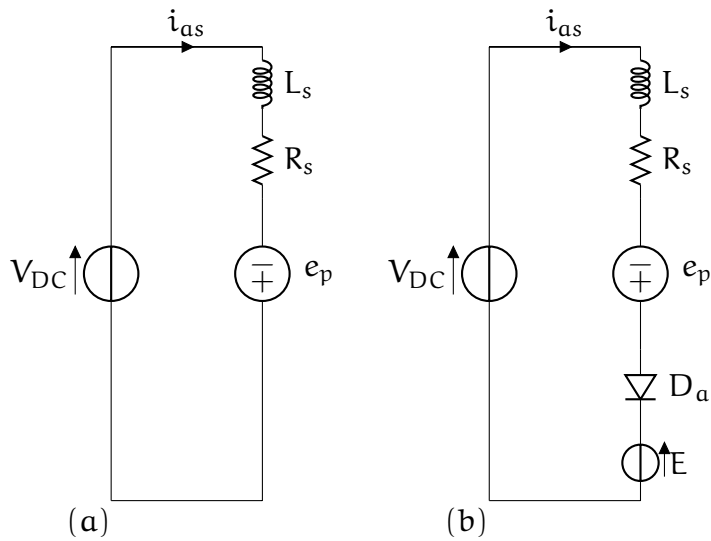
**MOTORE AVANTI** Assumiamo che il verso di rotazione positivo sia quello in senso orario e che per ottenerlo la sequenza di conduzione delle fasi sia abc. La fase A diventa attiva quando viene chiuso l'interruttore  $T_a$ . Il circuito equivalente di questo funzionamento è mostrato in figura 4 (a). Quando la corrente di fase supera il riferimento, l'interruttore  $T_a$  viene aperto e la corrente che precedentemente fluiva attraverso tale dispositivo è costretta a passare per il diodo  $D_a$  determinando la carica del condensatore  $C_0$ . In questo periodo lo schema equivalente diventa quello riportato in figura 4 (b). Si nota che la tensione applicata all'avvolgimento di fase diventa negativa e di valore  $(E - V_{DC})$ , in questo modo la corrente ha modo di ritornare a un valore inferiore al suo riferimento e permettere la nuova chiusura di  $T_a$ . Per quanto riguarda il funzionamento da motore indietro, nulla cambia da quanto appena detto se non l'ordine di conduzione delle fasi che passa, per esempio, da abc ad acb.



**Figura 4:** Schemi elettrici equivalenti del modo di operare da motore. (a) Relativo al convertitore C-dump con  $T_a$  chiuso. (b) Relativo al convertitore C-dump con  $T_a$  aperto.

**FRENO** Ogni volta che l'energia deve essere trasferita dal carico all'alimentazione, la macchina elettrica lavora da generatore. Essa andrà a produrre una coppia negativa in contrapposizione con quella positiva che si crea nelle operazioni svolte da motore. Con una topologia a ponte intero si raggiunge tale obiettivo generando una corrente di polarità inversa rispetto a quella che circola quando la macchina elettrica lavora da motore. In una topologia C-dump questa strategia non è perseguibile vista l'unidirezionalità delle correnti di fase. L'unica alternativa per ottenere un funzionamento da freno è lo sfruttamento dei cicli in cui la forza elettromotrice indotta risulta negativa. In questi intervalli di tempo una corrente positiva produce una coppia negativa. Per ottenere quanto descritto bisogna accendere l'interruttore  $T_a$  quando la forza elettromotrice indotta è negativa. Nel momento in cui la corrente di fase dovesse superare il suo riferimento allora  $T_a$  verrà aperto e la corrente di fase andrà a caricare il condensatore  $C_0$  attraverso il diodo  $D_a$ . L'energia accumulata in  $C_0$  viene recuperata

attraverso un convertitore abbassatore (buck) usando l'interruttore  $T_r$  e il diodo  $D_r$  evidenziati in figura 3.



**Figura 5:** Schemi elettrici equivalenti del modo di operare da freno. (a) Relativo al convertitore C-dump con  $T_a$  chiuso. (b) Relativo al convertitore C-dump con  $T_a$  aperto.

Dopo aver presentato la topologia C-dump e averne analizzato i modi di funzionamento, si pensa di metterla a confronto con la classica topologia a ponte intero. I risultati di tale confronto sono sintetizzati nella tabella 3.

### 1.3 DC-LINK VARIABILE

Il convertitore in questione per un carico trifase è costituito da quattro interruttori e diodi con la presenza, come in quello con topologia C-dump, di un induttore e di un condensatore. Per maggiori dettagli si faccia riferimento a Krishnan e Vijayraghavan [1998]. Lo schema generale della topologia in esame è riportata in figura 1.3, dove è ben evidenziata la presenza di due stadi:

**CONVERTITORE ABBASSATORE** Questo stadio permette di regolare la tensione di alimentazione della macchina

**Tabella 3:** Tabella riassuntiva del confronto tra un convertitore con topologia C-dump e un convertitore a ponte intero.

Caratteristica	C-dump	Ponte intero
Numero di interruttori	4	7
Numero di diodi	4	7
Tensione sugli interruttori ( <i>min</i> )	$E$	$V_{DC}$
Corrente sugli interruttori ( <i>picco</i> )	$I_p$	$I_p$
Corrente sugli interruttori ( <i>rms</i> )	$I_p/\sqrt{3}$	$I_p/\sqrt{3}$
Numero di condensatori	2	1
Tensione sui condensatori	$V_{DC}$	$E$
Induttori	1	0
Numero di driver di gate	4	7
Snubber (se necessari allo spegnimento)	0	6

elettrica. L'interruttore  $T$ , il diodo  $D$ , l'induttore  $L$  e il condensatore  $C$  formano un convertitore CC/CC di tipo *buck*. Il valore della tensione di alimentazione delle fasi è regolata secondo la legge di modulazione dettata dall'interruttore  $T$  mentre il condensatore  $C$  e l'induttore  $L$  limitano l'ondulazione di tensione.

**INVERTER** Questo stadio permette di gestire l'energia proveniente dal DC-link e diretta verso la macchina elettrica e viceversa.

Il funzionamento della topologia ad alimentazione variabile nei 4 quadranti operativi di un azionamento elettrico, è del tutto simile a quello descritto al paragrafo 1.2. La grande differenza sta nel fatto che gli interruttori di potenza presenti nello schema di figura 1.3 vengono aperti solo nel momento della commutazione della fase in conduzione. La regolazione della corrente di fase non è più eseguita modulando apertura e chiusura di  $T_i$  ma si sfrutta la possibilità di regolare la tensione di alimentazione della



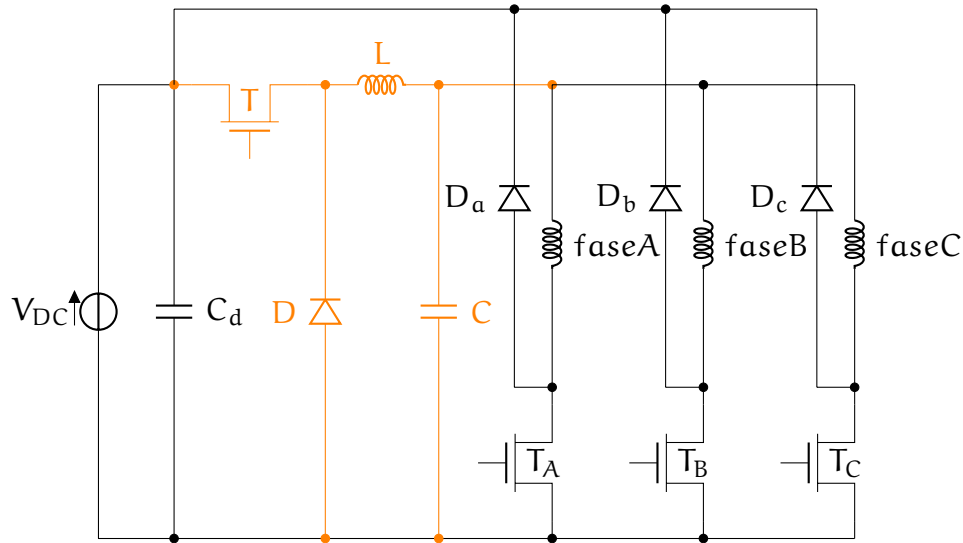


Figura 6: Schema elettrico relativo al convertitore ad alimentazione variabile. In arancione è stato evidenziato il convertitore abbassatore utile per la regolazione della tensione di alimentazione dell'inverter.

fase  $i$  – esima data dal convertitore CC/CC posto a monte dell'inverter. Questo porta a una riduzione delle perdite di potenza dovute alla commutazione degli interruttori.

Giunti a questo punto dell'analisi ci si rende conto dei vari vantaggi che possono essere sfruttati utilizzando una topologia a DC-link variabile.

1. Utilizzo di 4 interruttori e 4 diodi per operare in tutti i quattro quadranti di un azionamento elettrico pensato per un motore brushless DC.
2. Ridotta circuiteria per il comando degli interruttori
3. Possibilità di operare in tutti i quadranti tipici di un azionamento elettrico
4. Ridotta possibilità di guasti per cortocircuito poiché gli interruttori si trovano in serie con gli avvolgimenti di fase.
5. Possibilità di funzionamento anche se una fase o un interruttore non fossero fuori uso.
6. Riduzione delle perdite di potenza in commutazione

7. La tensione operativa degli interruttori di potenza coincide con quella di alimentazione del sistema.

I principali svantaggi legati a una tale topologia sono quelli tipici dei convertitori che sfruttano un convertitore AC/DC a singola semionda. Ovvero sfruttamento non ottimale della macchina elettrica e introduzione di costanti di tempo maggiori. Inoltre si fa notare che lo schema di figura 1.3 presenta la cascata di due stadi di potenza. Questo fatto si traduce in un leggero abbassamento dell'efficienza dell'intero sistema rispetto a uno basato su un singolo stadio di potenza.

#### 1.4 DC-LINK VARIABILE BUCK-BOOST

Questa topologia rientra nelle classe degli schemi con più di uno ma meno di due interruttori per fase. Lo schema elettrico riportato in figura 1.4 era inizialmente stato proposto per motori a riluttanza, si veda Lee e Krishnan [1999] ma negli ultimi anni lo si è iniziato ad applicare anche ad azionamenti elettrici che abbiano come carico un motore brushless DC, si veda Gopalarathnam e Toliyat [2003]. La struttura di tale apparato si caratterizza per la presenza di un'interfaccia, formata da un convertitore CC/CC, tra la tensione di alimentazione e l'inverter. In questo modo si può alimentare l'inverter con una tensione che può variare tra 0 V e il doppio della tensione di alimentazione  $V_{dc}$ . Nel funzionamento a basse velocità si andrà ad abbassare la tensione di alimentazione dell'inverter, mentre alle alte velocità si andrà ad aumentare tale tensione in modo da controllare efficacemente la corrente di fase. Analogamente a quanto fatto notare al paragrafo 1.3, anche in questa topologia non vi è il problema dei cortocircuiti poichè gli interruttori sono in serie con gli avvolgimenti di fase. Inoltre la corrente può essere solamente unidirezionale e il suo comportamento è simile a quello messo in luce al paragrafo 1.1.

Per poter determinare i vari modi di funzionamento del circuito di figura 1.4 bisogna in un primo momento considerare i modi di funzionamento dell'interfaccia e dell'inverter in modo separato e in una seconda fase considerare

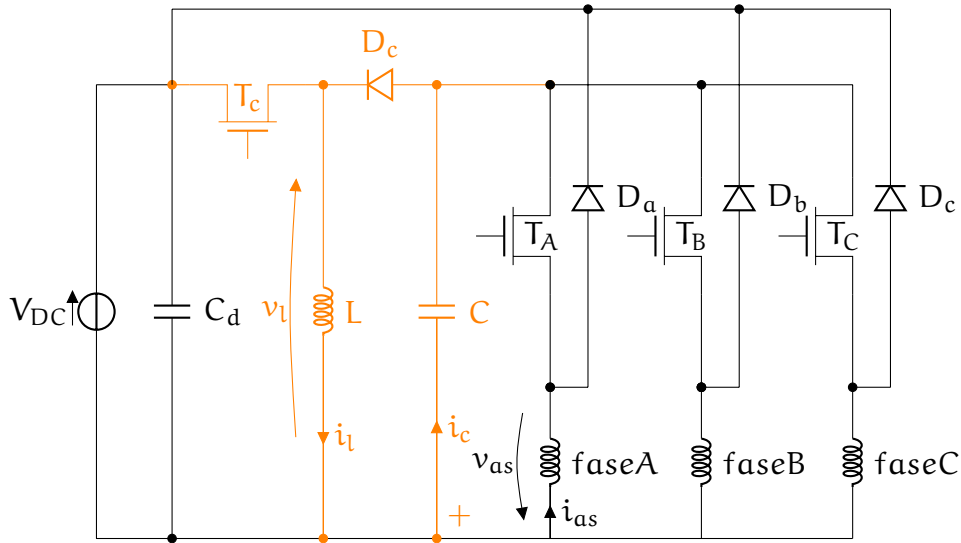


Figura 7: Schema elettrico relativo al convertitore ad alimentazione variabile con convertitore buck-boost. In arancione è stato evidenziato il convertitore buck-boost utile per la regolazione della tensione di alimentazione dell'inverter.

tutte le varie combinazioni operative. In tabella 4 sono riassunti tali risultati. Si fa notare che i primi quattro modi operativi sono i quattro modi di conduzione della corrente attraverso la fase A mentre gli ultimi cinque modi fanno riferimento alla presenza di una corrente di *freewheeling* nella fase A. Da quanto appena detto risulta chiaro che per descrivere il funzionamento del convertitore e trovare le relazioni analitiche utili al suo progetto, basta guardare alle prime quattro righe della tabella.

Considerando il modo di funzionamento 1 cioè con  $v_l = V_{dc}$  e  $i_l > 0$ , possiamo ricavare che:

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{V_{dc}}{L} \quad (1.1)$$

Inoltre sapendo che  $i_c = -i_{as}$ :

$$\frac{dv_i}{dt} = -\frac{i_{as}}{C} \quad (1.2)$$

**Tabella 4:** Tabella riassuntiva del funzionamento del convertitore con alimentazione sdoppiata.

Modo	$T_c$	$D_c$	$i_l$	$T_1$	$D_1$	$i_{as}$
1	On	Off	$> 0$	On	Off	$> 0$
2	Off	On	$> 0$	On	Off	$> 0$
3	On	Off	$> 0$	Off	On	$> 0$
4	Off	On	$> 0$	Off	On	$> 0$
5	Off	Off	0	On	Off	$> 0$
6	On	Off	$> 0$	Off	Off	0
7	Off	Off	0	Off	On	$> 0$
8	Off	On	$> 0$	Off	Off	0
9	Off	Off	0	Off	Off	0

Sempre guardando al modo di funzionamento 1 e alle relazioni 1.1 1.2, imponendo  $i_{as} \geq 0$  e  $v_{as} = v_i$ ; si ottiene:

$$\frac{di_{as}}{dt} = \frac{1}{L_s}(v_i - R_s i_{as} - e_{as}) \quad (1.3)$$

Le relazioni appena riportate possono essere risolte assieme imponendo le condizioni al contorno descritte. Per quanto riguarda la corrente di fase, passando nel dominio delle trasformate di Laplace, si ottiene:

$$I_{as}(s) = \frac{-sE_{as}}{L_s s^2 + R_s s + 1/C} \quad (1.4)$$

Si nota che la relazione 1.4 si presenta nella forma di una funzione di trasferimento del secondo ordine, pertanto sono facilmente ricavabili le espressioni per la pulsazione naturale ( $\omega_n$ ) e per lo smorzamento ( $\zeta$ ).

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_s C}} \quad (1.5)$$

$$\zeta = \left(\frac{R_s}{2}\right) \sqrt{\frac{C}{L_s}} \quad (1.6)$$

Giunti a questo punto dell'analisi si possono valutare i vantaggi della topologia proposta:

1. Necessità di quattro interruttori e quattro diodi per operare in tutti e quattro i quadranti. Questo si traduce in bassi costi e aumento della compattezza.
2. La possibilità di variare la tensione di alimentazione dell'inverter permette di ottenere migliori risposte dinamiche delle correnti di fase.
3. Alta affidabilità dovuta all'inserzione in serie agli avvolgimenti di fase degli interruttori di potenza.

Per quanto riguarda gli svantaggi si può far riferimento a quelli riportati di seguito:

1. Scarso utilizzo del motore
2. Alti valori delle correnti e delle tensioni che interessano gli interruttori.
3. Il dimensionamento del circuito buck boost deve essere riferito ai dati del motore. Questo fatto porta a dire che l'utilizzo della topologia presentata è più conveniente per applicazioni al di sotto del kW.
4. Abbassamento dell'efficienza dell'intero sistema poiché si pongono in cascata due convertitori di potenza.
5. Correnti discontinue interessano i condensatori  $C_d$  e  $C$ .
6. Controllo coordinato dei convertitori presenti nel sistema.

Per concludere la presentazione della topologia in questione, si presentano in tabella 5 i risultati ottenuti dal confronto con una topologia a ponte intero:

**Tabella 5:** Tabella riassuntiva del confronto tra un convertitore ad alimentazione sdoppiata con interfaccia a buck boost e un convertitore a ponte intero.

<b>Caratteristica</b>	<b>Var-DC</b>	<b>Ponte intero</b>
Numero di interruttori	4	6
Numero di diodi	4	6
Tensione sugli interruttori ( <i>min</i> )	$V_{dc} + V_i$	$V_i$
Corrente sugli interruttori ( <i>picco</i> )	$I_p$	$I_p$
Corrente sugli interruttori ( <i>rms</i> )	$I_p/\sqrt{3}$	$I_p/\sqrt{3}$
Numero di condensatori	2	1
Numero di induttori	1	0
Tensione continua di alimentazione	$V_{dc}$	$V_{dc}$
Tensione di alimentazione dell'inverter	$V_{in}$	$V_{dc}$
Numero di circuiti driver di gate	4	6

# 2 | BLOCCHI FUNZIONALI

*Un viaggio di mille miglia  
deve cominciare con un solo passo.*

— Lao Tzu

## INDICE

---

2.1	Convertitore AC/DC . . . . .	20
2.2	Convertitore DC/DC . . . . .	24
2.3	LDO . . . . .	30
2.4	Microcontrollore . . . . .	30
2.5	Power Module . . . . .	34
2.6	Sensore Hall . . . . .	38
2.7	Motore . . . . .	44
2.8	Realizzazione . . . . .	45

---

**C**OME PRIMO PASSO nella realizzazione del prototipo si sono definiti, in modo generale, i blocchi fondamentali che lo costituiranno (figura 8). Successivamente si è passati a un'analisi più approfondita di tali blocchi, giungendo a dimensionare correttamente i valori dei componenti che rendono possibile il funzionamento voluto dell'intero apparato. L'approccio modulare per la realizzazione del prototipo rende possibile l'aumento di informazioni disponibili a seconda del livello di dettaglio che si è interessati ad avere. Una volta provato il funzionamento corretto del circuito elettronico costituente il blocco in questione, lo si può considerare come un blocco ideale caratterizzato da una certa funzione di trasferimento. In questo modo ci si può riferire al medesimo circuito o attraverso le dimensioni dei componenti che lo caratterizzano o attraverso la f.d.t. che lo descrive in modo generale.

In questo capitolo ci occuperemo del prototipo dal punto di vista *hardware* e soprattutto nel trattare il blocco microcontrollore (mC) ci si limiterà a mettere in evidenza le sue caratteristiche utili per l'acquisizione e la generazione

di segnali. Il lato *software* del prototipo e le strategie di controllo verranno sviluppate nel capitolo 3

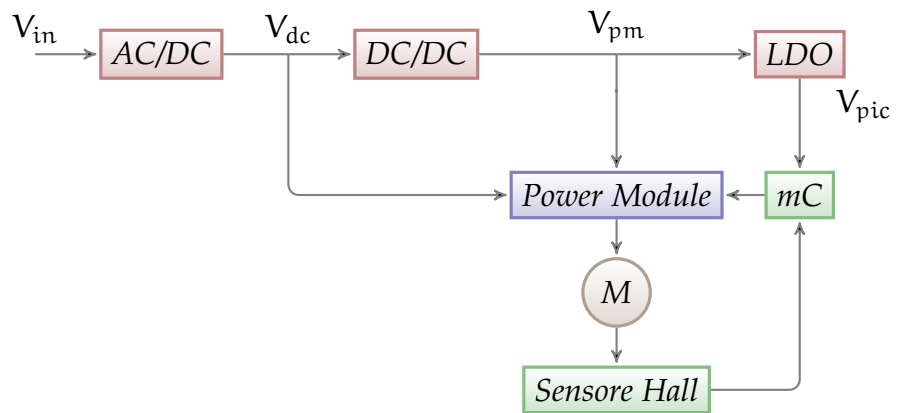


Figura 8: Schema a blocchi generale del prototipo.

## 2.1 CONVERTITORE AC/DC

Tale blocco è responsabile della conversione della tensione da alternata a continua. Poichè il prototipo sarà alimentato dalla rete a bassa tensione si determina che  $V_{in} = 220 V_{rms}$  e la frequenza sarà  $f = 50 \text{ Hz}$ . A livello circuitale si può fare riferimento allo schema riportato in figura 9, dove viene rappresentata la classica topologia circuitale di un raddrizzatore a doppia semionda. Per il suo funzionamento ci si può riferire alla figura 10 dove sono graficate le forme d'onda tipiche del circuito in esame.

Funzionamento  
AC/DC

Durante la semionda positiva della tensione  $V_{in}$  sono in conduzione i diodi  $D_1$  e  $D_4$ , pertanto la tensione  $v_r(t)$  seguirà l'andamento della tensione d'ingresso  $V_{in}(t)$ . Mentre nella semionda negativa la tensione  $v_r(t)$  seguirà l'andamento opposto di  $v_{in}(t)$ . Infatti i catodi dei diodi  $D_1$  e  $D_2$  si trovano collegati al medesimo potenziale (P) quindi il diodo che presenta il potenziale di anodo più elevato sarà quello in conduzione mentre l'altro sarà interdetto. Ragionamento simile può essere fatto per quanto riguarda i diodi  $D_3$  e  $D_4$ , con la sola avvertenza di tener conto che in questo caso sono gli anodi dei diodi a essere collegati al medesimo potenziale (N). Quindi sarà il diodo con il potenziale



di catodo più basso a essere posto in conduzione mentre l'altro si troverà in interdizione. Quanto appena esposto giustifica l'andamento di  $v_r(t)$  mostrato in figura 10. Per limitare la variabilità nel tempo di  $v_r(t)$  si introduce un condensatore ( $C_{dc}$ ) di valore opportuno, riuscendo così a ottenere una tensione d'uscita  $v_{dc}(t)$  che la si può considerare continua fatto salva una piccola ondulazione di tale grandezza.

In prima analisi il dimensionamento del valore della capacità del condensatore  $C_{dc}$  può essere effettuato come segue:

$$C_{dc} = \frac{I_o T}{\Delta V_{dc}(t)} \quad (2.1)$$

Dove con  $\Delta V_{dc}(t)$  si intende la differenza tra le tensioni  $V_2$  e  $V_1$  riportate nel grafico di figura 10, con  $I_o$  la corrente assorbita dal carico del raddrizzatore e con  $T$  si è indicato il periodo della tensione raddrizzata  $v_r(t)$ . Nel caso di raddrizzatore a doppia semionda e frequenza della tensione d'ingresso ( $v_{in}(t)$ )  $f = 50 \text{ Hz}$ , si ottiene  $T = 10 \text{ ms}$ . Per quanto riguarda la corrente  $I_o$  si fa l'assunzione che sia principalmente dovuta alla corrente assorbita dal motore e la si stima dell'ordine di mA, inoltre si impone che l'ondulazione di tensione non sia variabile nel tempo ma si mantenga costante a un valore di V. In base a quanto appena detto si sceglie un condensatore elettrolitico con un valore di capacità pari a  $22 \mu\text{F}$  e in grado di sopportare una tensione ai suoi capi pari a 400 V.

Per quanto riguarda il ponte a diodi si sceglie un circuito integrato (TSC [2003]) in grado di sopportare una corrente di 2 A visto che la stima della corrente assorbita dal prototipo è inferiore a tale valore.

In conclusione si inseriscono i dispositivi utili alla protezione di tale blocco e dell'intera scheda. Per avere un'idea di come si sono organizzate tali protezioni si veda lo schema di figura 11. Ovvero si sceglie di inserire un fusibile da 1 A per evitare che possibili cortocircuiti o sovraccarichi di corrente possano portare al danneggiamento dell'apparato. Per maggiori informazioni su tale componente si veda Multicomp [2005]. Inoltre viene inserito un termistore NTC per sopperire ai problemi legati all'avviamento dell'inverter presente nel sistema (vedi paragrafo 2.5) e un varistore

*Dimensionamento*  
 $C_{dc}$

*Protezioni*

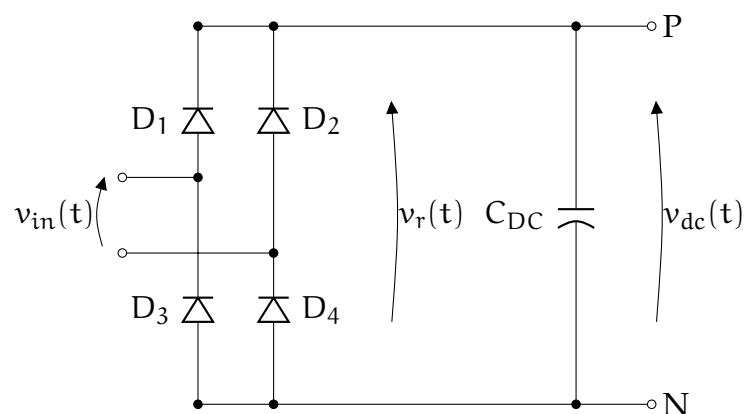


Figura 9: Circuito elettrico di un raddrizzatore a doppia semionda.

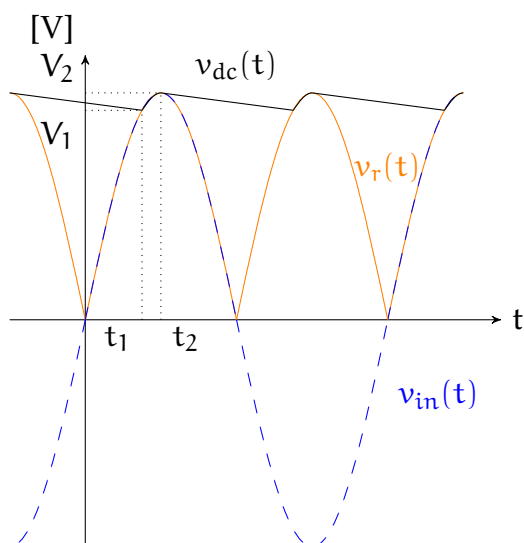


Figura 10: Forme d'onda tipiche di un raddrizzatore a doppia semionda.

per evitare le problematiche legate alle sovratensioni. Le schede tecniche si trovano rispettivamente in EPCOS [2008] e in TVR [2007].

All'avviamento la presenza dell'induttanza parassita dovuta alla linea di alimentazione e del condensatore  $C_{DC}$  scarico portano a un assorbimento di corrente impulsivo con ampiezza considerevole. Esso può essere stimato (caso peggiore) ipotizzando che all'accensione  $C_{DC}$  sia completamente scarico e che la tensione  $v_{IN}(t)$  sia al suo valore di picco  $V_{IN}$  ottenuto così:

$$V_{r,max} = 2\sqrt{2}V_s \quad (2.2)$$

Per evitare che il picco di tensione sia seguito da un picco di corrente e che provochi danni si pensa di inserire un termistore NTC. Tale componente si comporta come una resistore variabile che diminuisce il suo valore di resistenza all'aumentare della temperatura. Sfruttando questa caratteristica si riesce a limitare la corrente d'avviamento del sistema. Man mano che l'apparato si porta a regime il valore della resistenza del termistore cala visto che per effetto Joule la temperatura aumenta. Una volta che il sistema è a regime, cioè dopo pochi periodi della tensione  $v_{IN}(t)$ , volendo eliminare la dissipazione di potenza dovuta al valore di resistenza di regime del termistore, si può pensare di mettere in cortocircuito tale componente tramite l'opportuno comando di un tiristore posto in parallelo all'NTC. L'utilizzo di un termistore è uno dei tanti modi, che si trovano in letteratura, per ovviare ai problemi dell'accensione. Altri metodi possono essere trovati in Mohan *et al.* [2005] e in Undeland [1998]. Nel caso specifico è stato scelto l'utilizzo del termistore vista l'economicità, che è uno degli obiettivi del progetto, e la facile reperibilità del componente.

Il varistore indicato come TVR in figura 11 è stato inserito per proteggere il convertitore AC/DC dalle sovratensioni. Come si può vedere da quanto messo in luce dalla relazione 2.2, all'accensione non si può trascurare la sovratensione che si presenta ai capi di  $C_{DC}$ . Nel momento in cui si presenta un *surge*<sup>1</sup> ai suoi capi il valore di resistenza del

<sup>1</sup> Con tale termine si intende una sovratensione di tipo impulsivo.

varistore diminuisce bruscamente in modo da chiudere il disturbo verso massa senza permettergli di arrecare danno al convertitore.

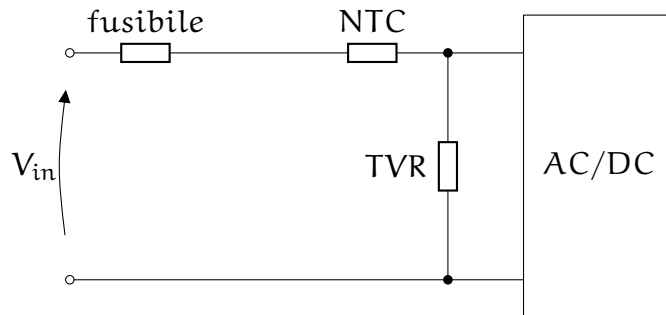


Figura 11: Schema elettrico relativo alle protezioni inserite nel prototipo.

## 2.2 CONVERTITORE DC/DC

Il fatto di voler ottenere una tensione  $v_{pm}$  che sia adatta ad alimentare il blocco *power-module* (figura 8) senza dover ricorrere a un'alimentazione esterna, fa sì che si venga a creare la necessità di abbassare il valore di  $v_{dc}(t)$ . Guardando ai dati tecnici dei particolari circuiti integrati scelti, si evince che  $v_{pm}(t)$  dovrà essere quanto più prossima ai 15 V. Pertanto il convertitore DC/DC in esame è implementato con una topologia buck del tipo di quella schematizzata in figura 12.

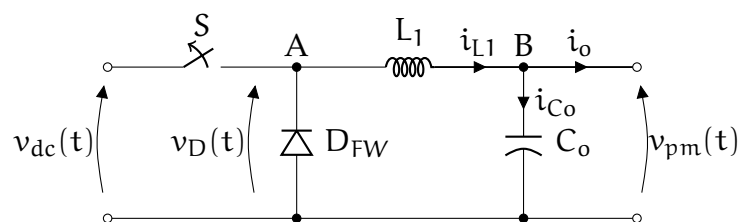


Figura 12: Schema elettrico tipico di un convertitore buck ideale.

Durante la fase di chiusura (powering) dell'interruttore ( $t_{on}$ ) la differenza di potenziale ( $v_D(t)$ ) ai capi del diodo

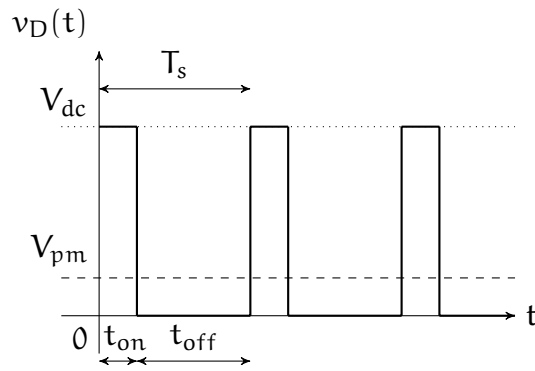


Figura 13: Andamento della tensione ai capi del diodo  $D_{FW}$  di figura 12.

$D_{FW}$  risulta essere pari a  $v_{dc}(t)$  e sotto l'ipotesi che quest'ultima sia costante nel tempo essa può essere intesa come  $V_{dc}$ . In questa fase la corrente  $i_{L1}(t)$  risulta concorde con il verso attribuitole in figura 12. Quando l'interruttore  $S$  viene aperto (freewheeling,  $t_{off}$ ),  $v_D(t)$  si annulla in quanto il diodo  $D_{FW}$  si trova in conduzione a causa della corrente di scarica dell'induttanza  $L_1$  caricatasi durante la fase di *powering*. Le operazioni appena descritte sono sintetizzate nel grafico di figura 13. La tensione di uscita del convertitore buck ( $v_{pm}(t)$ ) è ottenuta dal filtraggio in frequenza della tensione  $v_D(t)$  attraverso la rete costituita dal condensatore  $C_o$  e dall'induttanza  $L_1$ . Tale rete costituisce un filtro passa basso del secondo ordine che permette di ottenere una tensione d'uscita,  $v_{pm}(t)$ , pari al valore medio della tensione  $v_D(t)$  con sovrapposta un'ondulazione residua di tensione dovuta alla non idealità del filtro reale. In particolare, supponendo il carico resistivo ( $R_o$ ), la funzione di trasferimento (f.d.t.) del filtro LC in esame risulta:

$$\frac{V_{pm}(s)}{V_D(s)} = \frac{1}{1 + s\frac{L}{R_o} + s^2LC} \quad (2.3)$$

In prima analisi si può pensare di posizionare la frequenza di taglio ( $f_r$ ) del filtro LC almeno una decade prima della frequenza di commutazione ( $f_s$ ) del convertitore. In questo modo si ottiene un'attenuazione di almeno 40 dB già sulla prima armonica della tensione  $v_D$ , si faccia riferimento al grafico di figura 14. Tale posizionamento può

essere ottenuto guardando alla f.d.t. ricavata in 2.3 e risolvendo l'equazione riportata di seguito:

$$f_r = \frac{f_s}{10} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

Scegliendo un valore di induttanza per  $L_1$  pari a 1 mH, un valore di capacità per  $C_o$  pari a 100  $\mu$ F e utilizzando la relazione 2.4, si ottiene che la frequenza di taglio  $f_r$  si posiziona a 3,16 kHz. Tale valore, se confrontato con  $f_s = 66$  kHz fornito dal costruttore (Power-Integrations [2008]), rispetta la condizione di trovarsi almeno una decade prima della frequenza di commutazione.

*Armoniche*

Guardando a  $v_D(t)$  come funzione del tempo, si nota che essa è periodica di periodo  $T_s$ , limitata in ampiezza a  $V_{dc}$  e presenta discontinuità al massimo di prima specie in  $t = kT_s$  e  $t = k(T_s + t_{on})$  con  $k \in Z$ . Da queste osservazioni si deduce l'applicabilità del criterio di Dini con le condizioni di Holder per la convergenza puntuale della serie di Fourier alla funzione  $v_D(t)$  si veda anche Barozzi [2004]. In figura 14 è riportato lo spettro in frequenza della tensione  $v_D$ . Le ampiezze delle varie armoniche possono essere calcolate grazie all'espressione:

$$V_n = \frac{2V_{dc}}{n\pi} \sin(n\pi\delta) \quad (2.5)$$

Dove con  $\delta$  si è indicato il *duty-cycle* del convertitore buck, ovvero il rapporto tra il tempo di accensione ( $t_{on}$ ) dell'interruttore  $S$  e il suo periodo  $T$  di commutazione. Inoltre con  $n$  si è identificato l'ordine dell'armonica di cui si è interessati a calcolarne l'ampiezza.

Il valore medio di  $v_D$  può essere facilmente calcolato guardando alla figura 13. Sotto l'ipotesi di filtraggio ideale, cioè che l'ondulazione della tensione  $v_{pm}$  sia trascurabile, si ricava che:

$$V_{D\text{medio}} = V_{pm} = \delta V_{dc} \quad (2.6)$$

Tenendo presente la relazione 2.6 e dovendo ottenere  $V_{pm} = 15$  V, si ricava che il duty-cycle dovrà valere  $\delta = 0,048$ .

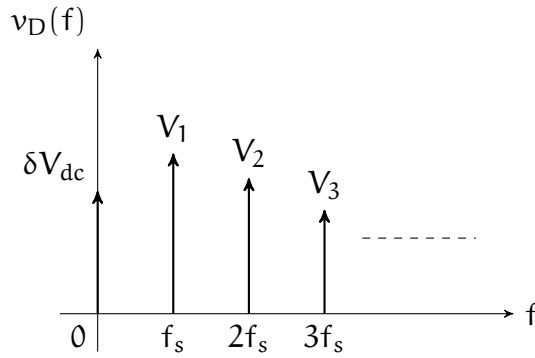


Figura 14: Spettro della tensione ai capi del diodo  $D_{FW}$  di figura 12.

Giunti a questo punto è interessante valutare l'andamento della corrente  $i_{L1}$ . In via generale esso può essere descritto come:

*Intensità di corrente nell'induttore  $L_1$*

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_L(x) dx \quad (2.7)$$

Una rappresentazione grafica della relazione 2.7 è fornita in figura 15. Ai capi dell'induttore  $L_1$ , durante la fase di powering ( $t_{on}$ ), si ha una differenza di potenziale  $V_{AB} = (v_{dc} - v_{pm})$ . Pertanto riferendosi alla 2.7 si può esprimere la corrente  $i_{L1}$  come:

$$i_L(t) = I_{Lmin} + \frac{V_{dc} - V_{pm}}{L} t \quad (2.8)$$

Inoltre si può risalire al valore dell'ondulazione della corrente  $i_{L1}$ , infatti:

$$\Delta I_{Lon} = \frac{V_{dc} - V_{pm}}{L} t_{on} \quad (2.9)$$

Analoghe considerazioni possono essere fatte per valutare la corrente  $i_{L1}$  durante la fase di freewheeling ( $t_{off}$ ) del convertitore. In particolare la tensione sull'induttore  $L_1$  diviene  $V_{AB} = (-V_{pm})$ , provocando il seguente cambiamento nella relazione 2.8:

$$i_L(t) = I_{Lmax} - \frac{V_{pm}}{L} t \quad (2.10)$$

Per quanto riguarda l'ondulazione della corrente  $i_{L1}$  nel periodo di tempo  $t_{off}$ , essa è esprimibile come:

$$\Delta I_{Lon} = \frac{V_{pm}}{L} t_{off} \quad (2.11)$$

Si fa notare che in condizioni di regime l'entità dell'ondulazione di corrente data dalla relazione 2.9 e dalla 2.11 è indipendente dall'espressione scelta. Questo fatto è messo in luce per via grafica in figura 15. Sempre in condizioni di regime si può affermare che la componente continua della corrente nel condensatore  $C_o$  deve essere nulla. Se così non fosse la tensione ai capi di  $C_o$  al termine di un periodo di commutazione sarebbe diversa da quella all'inizio del medesimo periodo. Sulla base di tali considerazioni, è possibile scrivere che:

$$i_c = i_{L1} - I_o \Rightarrow I_c = I_{L1} - I_o \Rightarrow I_{L1} = I_o \quad (2.12)$$

Dalla relazione 2.12 si conclude che la corrente media nell'induttore  $L_1$  coincide con la corrente di carico  $I_o$ .

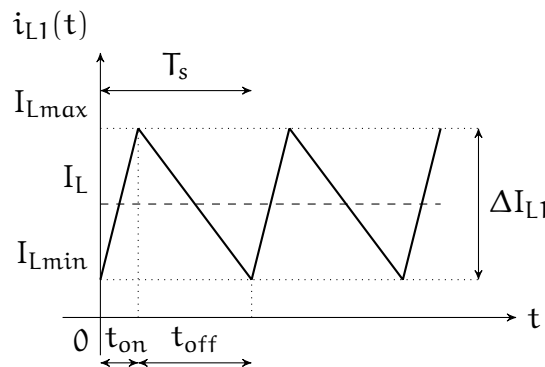


Figura 15: Andamento a regime della corrente  $i_{L1}$  in un periodo di commutazione del convertitore DC/DC.

Funzionamento  
DCM

Facendo riferimento al grafico di figura 15 appare evidente che, per valori particolarmente piccoli della corrente d'uscita ( $I_o$ ), la corrente  $i_{L1}$  si annulla in corrispondenza del suo valore minimo. Questo modo di funzionamento del convertitore è noto come DCM, modo di conduzione discontinuo. Nel momento in cui la corrente  $I_o$  risulta essere inferiore a  $\Delta I_L/2$ , la corrente  $i_{L1}$  si annulla prima del



termine dell'intervallo  $t_{off}$  e rimane a zero fino al successivo ciclo di commutazione.

L'implementazione reale del convertitore appena descritto segue lo schema elettrico riportato in figura 16. Per prima cosa si fa notare che il circuito integrato scelto (Power-Integrations [2008]) lavora fuori massa, nel senso che la sua circuiteria interna funziona correttamente se le si garantisce una tensione non riferita alla massa del sistema in cui essa opera. Pertanto si rende necessario il collegamento di un condensatore di bypass tra il piedino S e quello BP. In particolare lo si sceglie con un valore di capacità pari a  $C_{BP} = 0,1\mu\text{F}$  cosicchè venga garantito il disaccoppiamento alle alte frequenze e al contempo un accumulo di energia sufficiente al corretto funzionamento dell'integrato. La differenza sostanziale rispetto allo schema ideale di figura 12 è la presenza di un ramo di retroazione. Il circuito integrato che realizza il convertitore Buck necessita di un segnale di retroazione per poter controllare il valore della tensione di uscita. Guardando allo specifico data-sheet dell'integrato scelto, si capisce che se la corrente entrante nel piedino FB è superiore a  $49\mu\text{A}$  l'interruttore (S) viene aperto, viceversa nel caso in cui la corrente sia inferiore al valore precedentemente citato. Dovendo stabilizzare la tensione in uscita ( $V_{pm}$ ) il ramo di retroazione viene implementato dal diodo  $D_{FB}$ , dal condensatore  $C_{FB}$  e dai resistori  $R_{FB}$  e  $R_{Bias}$ . Con questa scelta durante la fase di *powering* il condensatore si carica alla tensione  $V_{pm}$  infatti in prima analisi si possono considerare uguali le cadute di tensione dovute alla polarizzazione diretta dei diodi  $D_{FW}$  e  $D_{FB}$ . A questo punto per ottenere un segnale che sia utile per mettere in retroazione il convertitore, vi è la necessità di adattare la tensione presente ai capi di  $C_{FB}$  a quella richiesta per un corretto funzionamento dell'integrato scelto. Tipicamente per questo tipo di circuito viene consigliato un valore pari a  $V_{FB} = 1,65\text{V}$ . Una volta capito come opera il circuito che chiude la retroazione non resta che dimensionare opportunamente il valore della resistenza  $R_{FB}$  visto che il valore di  $R_{Bias}$  lo si impone pari a  $2\text{k}\Omega$ . Dalle equazioni elettriche tale dimensionamento lo

*Sulla scheda*

si ottiene guardando alla relazione 2.13.

$$R_{FB} = \frac{V_o - V_{FB}}{\frac{V_{FB}}{R_{Bias}} + I_{FB}} = \frac{(V_o - V_{FB})R_{Bias}}{V_{FB} + (I_{FB}R_{Bias})} \quad (2.13)$$

Dalle specifiche da seguire si ha:  $V_o = 15\text{ V}$ ,  $V_{FB} = 1,65\text{ V}$ ,  $R_{Bias} = 2\text{ k}\Omega$  e  $I_{FB} = 49\mu\text{ A}$ . Pertanto si giunge a un valore di resistenza per il resistore  $R_{FB}$  pari a  $15\text{ k}\Omega$ . Abbiamo in questo modo ottenuto la tensione  $V_{pm}$  necessaria per l'alimentazione del blocco power module indicato in figura 8. Per quanto detto nella sezione 2.1 abbiamo a disposizione la tensione  $V_{dc}$ . Pertanto per poter controllare efficacemente il sistema dobbiamo essere in grado di alimentare il blocco mC di figura 8. Questo è reso possibile attraverso l'utilizzo di un blocco LDO.

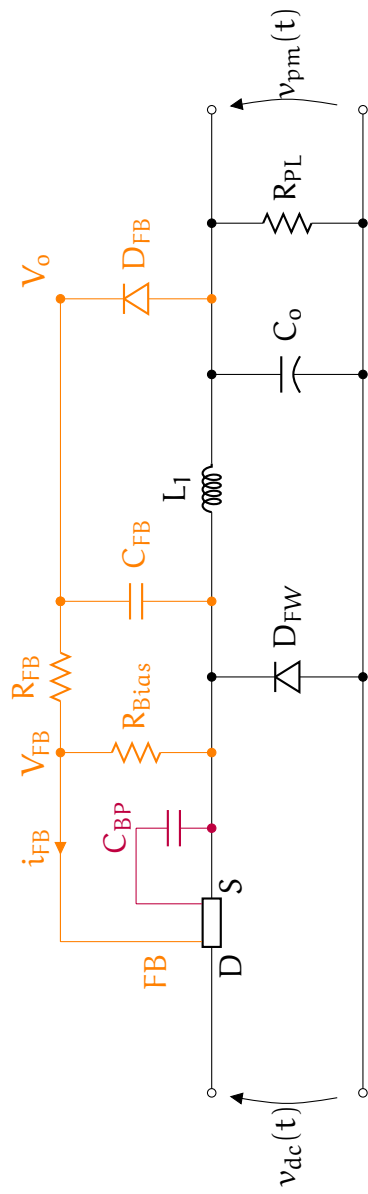
### 2.3 LDO

L'inserimento di questo componente si è reso necessario visto che il microcontrollore deve essere alimentato alla tensione  $V_{pic}$  selezionabile tra i valori  $3,3\text{ V}$  o  $5\text{ V}$  e per quanto detto nelle sezioni 2.1 e 2.2 si hanno a disposizione le tensioni  $V_{dc} = 310\text{ V}$  e  $V_{pm} = 15\text{ V}$ . Per ottenere la tensione  $V_{pic}$  risulta comodo abbassare la tensione  $V_{pm}$  a  $V_{pic}$  attraverso un LDO standard. L'inserimento nel prototipo viene eseguito seguendo le buone norme di montaggio illustrate in figura 17.

Sulla base di quanto riportato sul data-sheet del circuito LDO preso in considerazione (ST-microelectronics [2004]), si sono scelti i seguenti valori di capacità:  $C_{in} = 1000\text{ nF}$  e  $C_{out} = 10\mu\text{ F}$ . Visto il basso valore di potenza assorbita dal PIC durante il suo funzionamento, non si sono riscontrati problemi legati alla dissipazione del calore su questo integrato.

### 2.4 MICROCONTROLLORE

In questa sede ci concentreremo sulla presentazione delle possibilità che tale circuito mette a disposizione per la real-



**Figura 16:** Schema elettrico tipico del convertitore buck realizzato. In viola è evidenziata la circuiteria necessaria per il corretto funzionamento dell'integrato. In arancione è evidenziata la rete elettrica costituente il ramo di retroazione del convertitore.

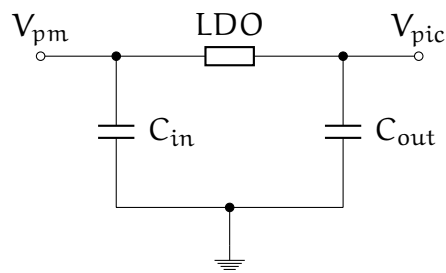


Figura 17: Schema di montaggio di un circuito LDO standard.

izzazione del prototipo di scheda in esame. Non volendo descrivere tutte le potenzialità di un microcontrollore si rimanda ai fogli tecnici legati al particolare modello scelto, Microchip [2009a], per una descrizione abbondante sulle sue varie caratteristiche. La scelta di inserire un microcontrollore (nel seguito mC) nel prototipo in esame è dovuta alla sua capacità di: acquisire segnali dal campo, svolgere delle routine e produrre dei segnali logici. Tutto ciò ci permette di controllare efficacemente il motore, indicato in figura 8 con M.

Per quanto riguarda la sezione di input/output essa si caratterizza per una struttura come quella schematizzata in figura 18. Vista la struttura *tri-state*, ogni singolo piedino che abbia funzioni di interfaccia con il campo dovrà essere opportunamente configurato tramite dei registri. In particolare bisognerà agire sui registri TRISx e ANSELx. Il primo registro si caratterizza per la capacità di configurare 8 piedini visto che si tratta di un registro a 8 bit. Nello specifico, impostando l'n-esimo bit di TRISx a 0 si otterrà un funzionamento come output del piedino n-esimo mentre impostandolo a 1 lo si farà funzionare come ingresso. Da notare la possibilità di configurare un piedino come ingresso analogico, non essendo interessati a tale funzionalità dobbiamo ricordare di impostare a 0 il bit relativo al piedino d'interesse nel registro ANSELx.

Dall'analisi di figura 18 si nota che i valori di tensione ammessi come ingresso o forniti come uscita sono limitati tra la tensione di alimentazione  $V_{DD}$  e quella di riferimento per il mC  $V_{SS}$ . È interessante mettere in luce la possibilità di alimentare il mC con una tensione di 5 V anziché la tipica tensione di alimentazione di 3,3 V. Questo è reso

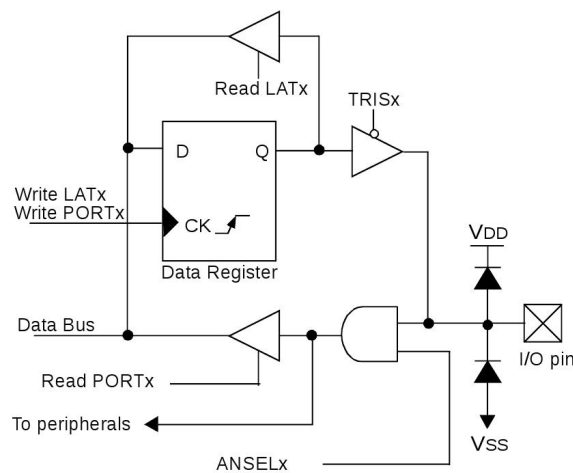


Figura 18: Schema della circuiteria relativa a un piedino di input/output del microcontrollore.

possibile grazie alla presenza di un regolatore LDO interno al mC. Impostando opportunamente un registro (vedi Microchip [2009a]) e collegando un condensatore di bypass ad un pin del mC si riesce a far sì che la circuiteria interna continui a lavorare a 3,3 V mentre in ingresso e in uscita si usano tensioni di 5 V. Questo fatto può essere utile quando si vorrà utilizzare ai fini di controllo il segnale proveniente dal sensore di Hall. Come si vedrà più nel dettaglio nel paragrafo 2.6, tale segnale risulta molto disturbato. Per migliorare l'immunità del sistema ai disturbi si può pensare di alimentare la sonda hall e il mC a 5 V in modo da ridurre l'impatto dell'eventuale rumore che potrebbe sovrapporsi al segnale utile.

Per la gestione appropriata dei segnali di ingresso e d'uscita del mC si decide di programmarlo in linguaggio C visto che l'ambiente di programmazione mette a disposizione questa possibilità. Per maggiori dettagli sull'ambiente di sviluppo si faccia riferimento a Microchip [2009b]. In questo modo si riuscirà a sviluppare più velocemente la routine che sovrintende al corretto funzionamento del sistema. Tuttavia non va dimenticato che utilizzare il linguaggio C invece del linguaggio macchina (assembly) del mC porta a una perdita di ottimizzazione delle istruzioni ma a un guadagno in termini di facilità e velocità d'imple-

mentazione.

## 2.5 POWER MODULE

Questo è il blocco fondamentale per la realizzazione delle specifiche date. In esso sono incorporati 6 MOSFET di potenza compresa la loro circuiteria di comando. Per maggiori dettagli costruttivi si veda FairChild-semiconductor [2007]. Volendo organizzare i collegamenti in modo tale da realizzare un inverter monofase con topologia a ponte intero (figura 19), emergono subito i problemi legati al comando dell'interruttore superiore delle singole gambe ( $M_1$  e  $M_2$ ). Infatti la differenza di potenziale tra il gate e il source dei mosfet  $M_1$  e  $M_2$  non è detto che sia tale da riuscire a farli commutare, qual'ora si applichi un opportuno segnale al pin di gate dell'interruttore d'interesse.

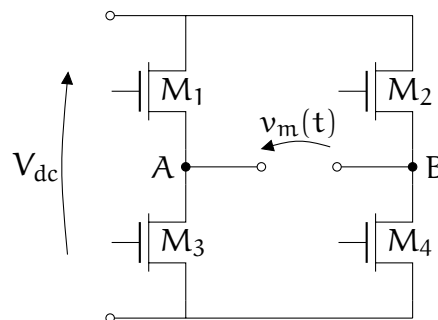


Figura 19: Schema ideale di inverter monofase a ponte intero.

Per aggirare la problematica si è pensato di sfruttare ciò che il circuito integrato mette a disposizione e realizzare un circuito di *bootstrap*. Guardiamo con più dettaglio alle caratteristiche del circuito che realizza il blocco power-module. L'interno dell'integrato può essere suddiviso in tre aree ognuna delle quali è costituita dai medesimi elementi, una di queste è riportata in figura 20. Dove  $H_{in}$  e  $L_{in}$  sono i comandi provenienti dal PIC per comandare rispettivamente il gate del mosfet  $M_H$  e  $M_L$ , inoltre con + e - si sono indicati i punti in cui deve essere collegato il bus-DC cioè la tensione ai capi del condensatore  $C_{DC}$  presente nel convertitore AC/DC (paragrafo 2.1).

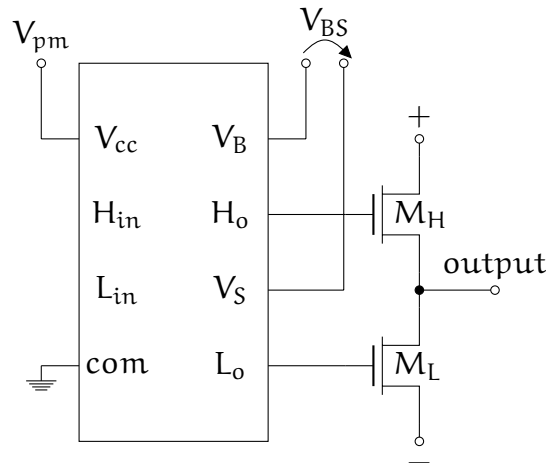
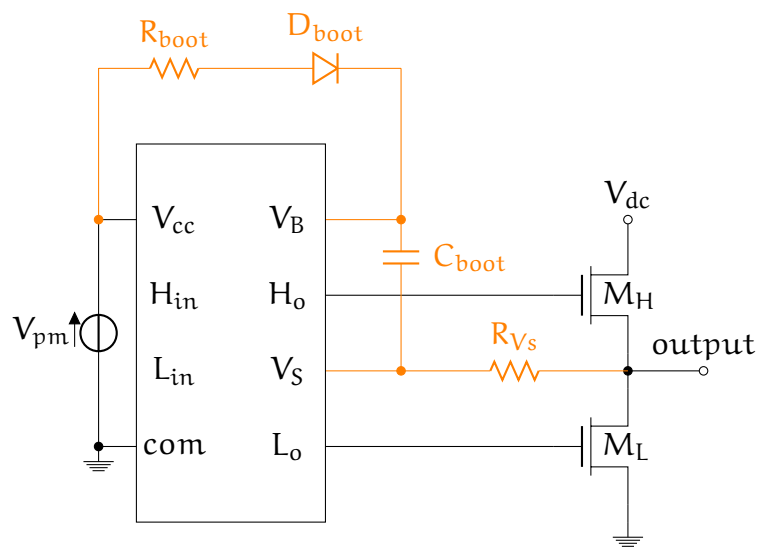


Figura 20: Schematizzazione di una cella fondamentale del power-module.

Se la tensione  $V_{BS}$  indicata in figura 20 assume valori compresi tra i 13,5 V e i 16,5 V, il costruttore garantisce la corretta commutazione degli interruttori. Pertanto il circuito di bootstrap precedentemente citato dovrà essere in grado di creare e mantenere una tensione compatibile con quella dichiarata dal costruttore. Questo è realizzabile inserendo in modo opportuno un condensatore, noto come condensatore di bootstrap ( $C_{boot}$ ). Inoltre si sfrutta la presenza dei mosfet  $M_H$  e  $M_L$ . Nella fase in cui  $M_L$  risulta chiuso e  $M_H$  è aperto si andrà a caricare il condensatore per mantenere  $V_{BS}$  nell'intervallo di valori operativi. In questo modo, quando si renderà necessario chiudere  $M_H$  e aprire  $M_L$ , l'operazione andrà a buon fine poichè la tensione  $V_{BS}$  rende possibile la commutazione voluta. La decisione di utilizzare un circuito di bootstrap è dettata dalla sua economicità e semplicità realizzativa. Va tuttavia ricordato che la necessità di mantenere carico il condensatore crea delle limitazioni sul tempo in cui è possibile mantenere acceso  $M_H$ . Come si vedrà più avanti, tali limitazioni non andranno a incidere sul corretto funzionamento dell'azionamento in esame. L'implementazione del circuito di bootstrap sopra descritto è sintetizzata nello schema di figura 21.

Quando la tensione  $V_S$  assume valori inferiori a quello di alimentazione  $V_{pm}$  oppure si annulla nel caso in cui si accenda  $M_L$  e si spenga  $M_H$ , il condensatore  $C_{boot}$  com-

*Circuito di  
Bootstrap*



**Figura 21:** Schematizzazione del circuito di bootstrap (parte evidenziata) per una cella fondamentale del power-module.

incia un processo di carica che idealmente termina con il raggiungimento di una tensione ai suoi capi pari a  $V_{pm}$ . Tale valore è per ipotesi di progetto posto pari a 15 V e pertanto si è all'interno dell'intervallo utile per il corretto funzionamento dell'integrato. Una volta caricato il condensatore  $C_{boot}$  è fattibile la commutazione dell'interruttore  $M_H$ . Infatti il diodo  $D_{boot}$  risulta polarizzato inversamente e questo fa sì che idealmente il condensatore non si scarichi. Nella realtà il condensatore si scarica attraverso il *driver*<sup>2</sup>, schematizzato in figura 21 come un rettangolo.

La presenza dei resistori  $R_{boot}$  ed  $R_{Vs}$  è necessaria per limitare alcuni effetti indesiderati dovuti al funzionamento del circuito di bootstrap evidenziato in figura 21. In particolare  $R_{boot}$  ha la funzione di limitare la corrente che va a caricare il condensatore  $C_{boot}$  quando il diodo  $D_{boot}$  è polarizzato direttamente, mentre  $R_{Vs}$  tende a limitare l'eventuale sovratensione transitoria che si viene a creare ai capi di  $C_{boot}$  quando avvengono le commutazioni su  $M_H$  e  $M_L$ . Se non ci fosse la presenza di  $R_{Vs}$ , in questo intervallo di

<sup>2</sup> Con il termine *driver* si intende l'interfaccia tra il segnale logico proveniente dal microcontrollore e l'effettivo segnale di pilotaggio dell'interruttore.



tempo la tensione  $V_S$  non sarebbe nulla ma seguirebbe un andamento dettato dal tempo di spegnimento del diodo di ricircolo. Tale diodo, anche se non rappresentato in figura 21 si trova in antiparallelo sia all'interruttore  $M_H$  che a  $M_L$ .

La selezione dei componenti per garantire il corretto funzionamento del blocco power-module è stata effettuata come segue. Per quanto riguarda la scelta del valore di capacità del condensatore  $C_{boot}$  si è guardato alla relazione 2.14.

$$C_{boot} = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{I_{leak}\Delta t}{\Delta V} \quad (2.14)$$

Dove con  $I_{leak}$  si è indicato il massimo valore della corrente di scarica del condensatore  $C_{boot}$ , con  $\Delta t$  il massimo intervallo temporale in cui è richiesta l'accensione di  $M_H$  e con  $\Delta V$  la massima variazione di tensione ammissibile ai capi di  $C_{boot}$ . Avendo stimato  $I_{leak} = 1 \text{ mA}$ ,  $\Delta t = 66,6 \mu\text{s}$  poichè si pensa di comandare il blocco power-module con una PWM a 15 kHz e imponendo  $\Delta V \approx 0,05$ ; si ottiene  $C_{boot} \approx 1 \mu\text{F}$ .

Il diodo  $D_{boot}$  deve essere in grado di sopportare la tensione inversa imposta dal raddrizzatore a doppia semionda quando  $M_H$  è acceso. Inoltre tale diodo deve garantire tempi di ripristino molto brevi in modo da minimizzare la quantità di carica che viene assorbita dal generatore  $V_{pm}$ .

Il resistore  $R_{boot}$  ha la funzione di abbassare il valore di  $dV_{BS}/dt$  pertanto si sceglie un valore di resistenza tale che la costante di tempo  $\tau = R_{boot}C_{boot}$  sia maggiore di  $10 \mu\text{s}$ . Con il valore di capacità  $C_{boot}$  scelto in precedenza si ottiene un limite inferiore per il valore di resistenza del resistore  $R_{boot}$  pari a  $10 \Omega$ . Con questo risultato in mano viene scelto  $R_{boot} = 56 \Omega$ .

Il valore di resistenza del resistore  $R_{V_S}$  viene scelto seguendo quanto consigliato dal datasheet del circuito integrato in questione.  $R_{V_S} = 20 \Omega$ .

Per concludere la trattazione riguardante il circuito di bootstrap si riporta in figura 22 l'andamento generale della tensione (traccia blu) ai capi del condensatore di bootstrap ( $C_{boot}$ ) all'accensione del sistema. La figura è stata ricavata da una post elaborazione di una misura effettuata con l'oscilloscopio. Fintanto che l'interruttore basso ( $M_L$ ) dell'inverter (vedi schema riportato in figura 19) è chiuso,

*Evidenze  
sperimentali*

traccia verde a livello alto, si ha l'aumento della tensione ai capi di  $C_{boot}$ . Nel momento in cui si apre  $M_L$ , traccia verde a livello basso, la tensione ai capi di  $C_{boot}$  si mantiene stabile. Nel caso in cui l'intervallo in cui  $M_L$  rimane aperto fosse troppo elevato si assisterebbe alla scarica di  $C_{boot}$ . Tutto ciò dimostra che il funzionamento teorico descritto all'inizio del paragrafo è confermato da misure sperimentali. In ultima analisi si fa notare la necessità di attendere alcuni cicli di commutazione prima che la tensione ai capi di  $C_{boot}$  si porti al suo valore di regime.

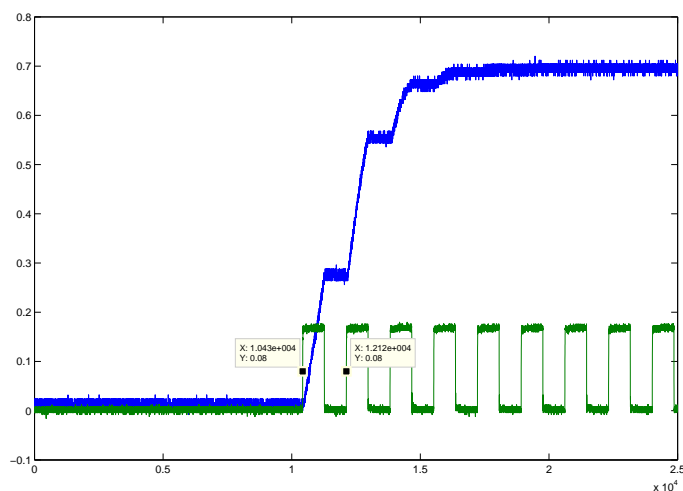
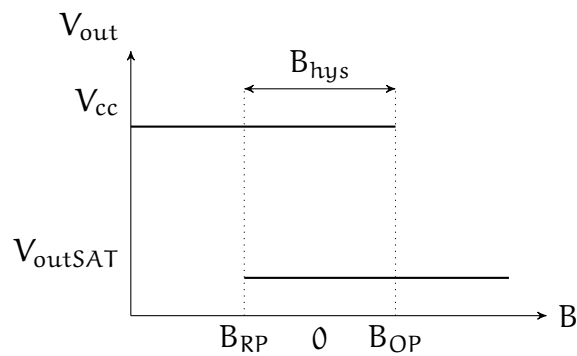


Figura 22: Processo generale di carica del condensatore di Bootstrap.

## 2.6 SENSORE HALL

L'utilizzo di tale trasduttore si rende necessario per poter chiudere l'anello di retroazione presente nello schema generale riportato in figura 8. Grazie ai segnali provenienti da questo dispositivo si rende possibile il corretto controllo del blocco power-module attraverso il microcontrollore in base alla posizione del rotore del motore. Il funzionamento del sensore Hall è sintetizzato nel grafico di figura 23.



**Figura 23:** Andamento della tensione di uscita ( $V_{out}$ ) del sensore Hall in funzione della variazione dell'intensità del campo di induzione magnetica relativo al polo sud.

Il trasduttore è in grado di offrire in uscita due segnali, uno alto cioè  $V_{out} = V_{cc}$  (dove con  $V_{cc}$  si è indicata la tensione di alimentazione del sensore) e l'altro basso ovvero  $V_{out} = V_{outSAT}$  che tipicamente è prossimo a  $0\text{ V}$ . Si fa notare la presenza di una banda di isteresi la cui ampiezza è indicata con  $B_{hys}$ . Pertanto il livello basso sarà mantenuto fintanto che l'intensità del campo di induzione magnetica relativo al polo sud sarà superiore a  $B_{RP}$ , mentre la commutazione dal livello alto a quello basso avverrà quando essa sarà superiore a  $B_{OP}$ . Per quanto riguarda il passaggio della tensione  $V_{out}$  dal livello basso a quello alto e il suo mantenimento, si può seguire un ragionamento analogo a quello appena condotto. Per maggiori dettagli costruttivi si rimanda alla letteratura tecnica Allegro-microsystems [2010].

Sulla base di quanto detto in precedenza si fa notare che più il valore di  $B_{hys}$  è piccolo e più pronto sarà il sensore a effettuare la commutazione di livello. Bisogna però ricordare che un'isteresi stretta può portare a delle false commutazioni, note in elettronica digitale come rimbalzi, dovute a disturbi magnetici e non all'effettiva riduzione dell'intensità del campo di induzione magnetica.

Per ottenere il corretto funzionamento del sensore Hall si utilizza lo schema elettrico di figura 24

In particolare il condensatore elettrolitico  $C_{byp}$  viene scelto con un valore di capacità di  $0,1\mu\text{F}$  in modo da ridurre

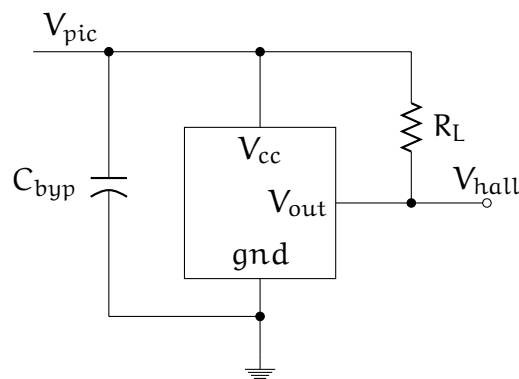


Figura 24: Circuito che garantisce il corretto funzionamento del sensore Hall.

i disturbi. Inoltre viene montato quanto più vicino possibile al sensore Hall. La tensione di alimentazione del trasduttore la si è posta uguale a quella di alimentazione del microcontrollore. Così facendo si sfrutta la tensione d'uscita del blocco LDO (vedi sezione 2.3) per alimentare sia il sensore Hall che il microcontrollore. Con questa scelta si ottiene che  $V_{cc} = V_{pic}$  e anche il livello alto relativo a  $V_{hall}$  sarà pari a  $V_{pic}$ . Per quanto riguarda il livello basso esso sarà prossimo allo zero, come si trova indicato nel data-sheet del dispositivo. La presenza del resistore  $R_L$  si rende necessaria vista la struttura della circuiteria interna del sensore Hall.

#### Posizionamento sensore

La maggiore criticità, legata all'introduzione di tale blocco all'interno del sistema in esame, è quella del posizionamento. Per accertarci di questo fatto si è modificato l'involucro del motore in modo tale da rendere possibile lo spostamento del sensore durante il funzionamento del sistema. Il sensore Hall viene inserito tra lo statore e il rotore del motore (indicato in figura 8). Una piccola variazione delle coordinate relative alla posizione del sensore Hall porta a un anticipo o ritardo nella commutazione tra il livello alto e quello basso (si veda figura 24). Come si vedrà nel seguito, per risolvere tale problema si è preferito agire a livello software grazie alla presenza del microcontrollore invece di concentrarsi sulla precisione del posizionamento. In particolare si faccia riferimento al paragrafo 3.2. Tale scelta, come si vedrà in seguito, porterà a una semplificazione del montaggio del prototipo oltre che al corretto

funzionamento dell'azionamento.

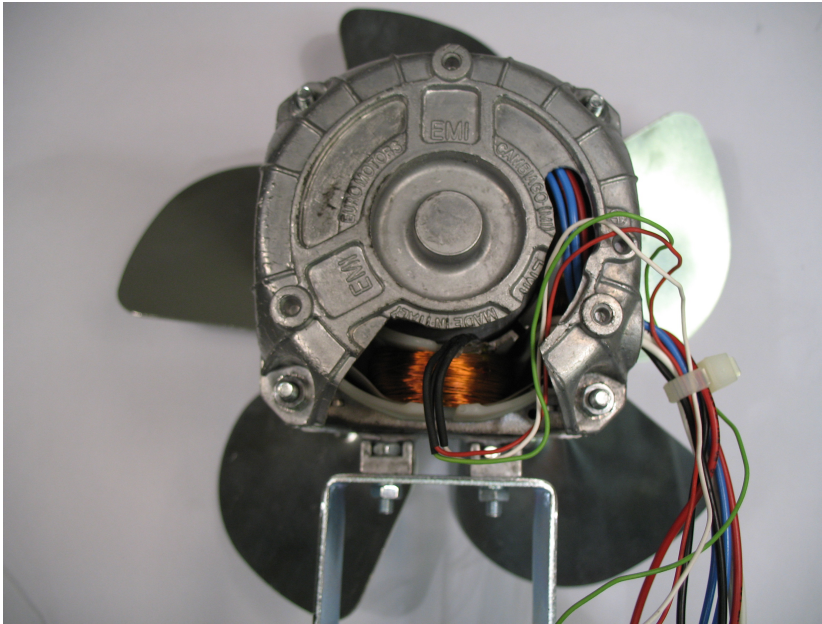


Figura 25: Sistema utilizzato per riscontrare l'incidenza della posizione del sensore Hall sulla velocità di rotazione a parità di duty cycle.

In prima analisi si può pensare di utilizzare direttamente il segnale  $V_{\text{hall}}$  come ingresso del microcontrollore utile al controllo del sistema. Tuttavia bisogna ricordare che tale segnale è caratterizzato da una forte componente di disturbo. Qual'ora la rumorosità fosse fonte di malfunzionamenti dell'azionamento oppure per aumentare l'immunità del sistema ai disturbi, si propongono le seguenti soluzioni:

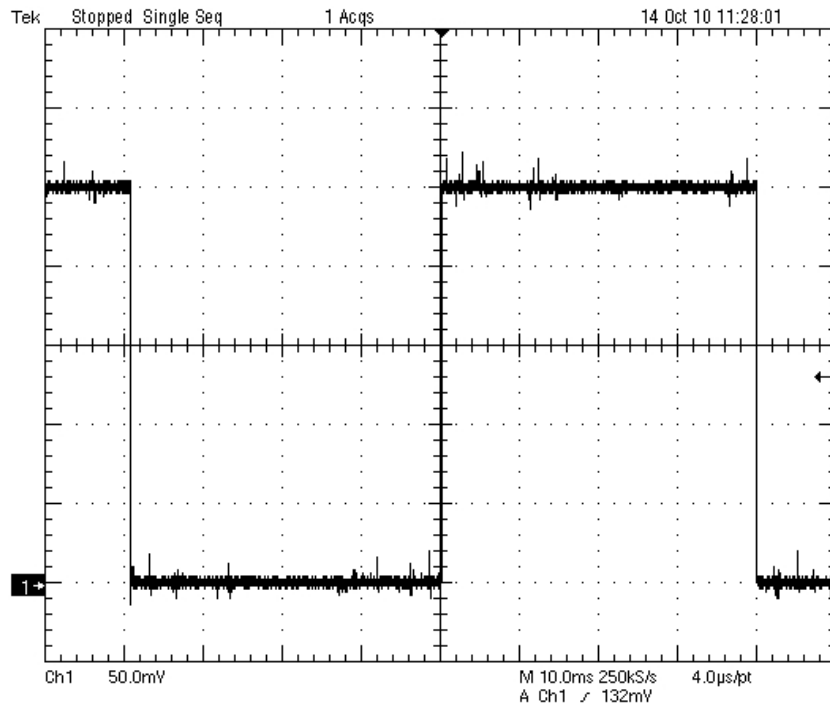
*Sulla rumorosità di  $V_{\text{hall}}$*

1. Filtraggio del segnale  $V_{\text{hall}}$
2. Utilizzo di un circuito a comparatore per lo squadramento del segnale  $V_{\text{hall}}$

La soluzione 1 appena proposta può essere realizzata dimensionando opportunamente il circuito di figura 27.

La funzione di trasferimento (f.d.t.) tra  $V_{\text{hall}}$  e  $V_{\text{hall}}^*$  è descritta dalla relazione 2.15.

$$\frac{V_{\text{hall}}^*(s)}{V_{\text{hall}}(s)} = \frac{1}{1 + sR_f C_f} \quad (2.15)$$



**Figura 26:** Misura all'oscilloscopio del segnale in uscita dal sensore Hall. Base dei tempi: 10ms, 50mV/div, attenuazione introdotta dalla sonda 1/20.

Se indichiamo con  $\tau$  il prodotto  $R_f C_f$  la f.d.t. si caratterizza per la presenza di un polo posto in  $s = -1/\tau$ . Pertanto valutando la risposta in frequenza associata alla f.d.t. riportata in 2.15 appare un punto di spezzamento in  $\omega = 1/\tau$ . Scegliendo opportunamente i valori di  $R_f$  e di  $C_f$  si può arrivare ad attenuare efficacemente le componenti rumorose a frequenze superiori a  $f_p = 1/2\pi\tau$ .

La soluzione 2 prevede l'utilizzo di un comparatore, lo schema tipico di tale circuito è tracciato in figura 28

In generale la tensione d'uscita di un comparatore segue la legge descritta dalla relazione:

$$v_{out} = V_{cc}[\text{sign}(v_1 - v_2)] \quad (2.16)$$

Dove con  $V_{cc}$  si è indicato il valore della tensione di alimentazione del circuito comparatore e con l'espressione  $\text{sign}()$  si intende la funzione *segno*. Tale funzione vale 1 per valori del suo argomento maggiori di zero mentre vale

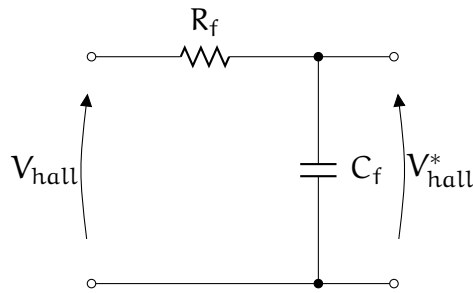


Figura 27: Circuito di un filtro passa basso del primo ordine.

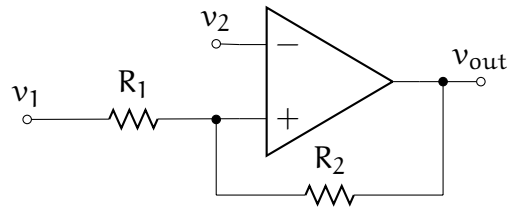


Figura 28: Schema elettrico per la realizzazione di un comparatore a isteresi.

$-1$  per valori negativi. Guardando alla figura 28 sulla scorta di quanto appena detto, risulta chiaro che imponendo  $v_1 = 0\text{V}$  il segnale  $v_{\text{out}}$  commuterà da alto ( $V_{\text{oh}}$ ) a basso ( $V_{\text{ol}}$ ) non appena il segnale d'ingresso  $v_2$  abbia superato il valore di soglia  $V^+$ . Tale valore è calcolabile ipotizzando  $v_{\text{out}} = V_{\text{oh}}$  e utilizzando la relazione 2.17.

$$V^+ = v_{\text{out}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.17)$$

Per quanto riguarda la soglia per la commutazione inversa ( $V^-$ ) il ragionamento è analogo a patto di imporre  $v_{\text{out}} = V_{\text{ol}}$ .

Volendo giungere a una relazione generale per lo schema di figura 28, si può pensare di applicare il principio di sovrapposizione degli effetti e ottenere quanto riportato nel sistema 2.18.

*Calcolo delle soglie*

$$\begin{cases} V^+ = V_{\text{oh}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + v_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ V^- = V_{\text{ol}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + v_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{cases} \quad (2.18)$$

Da quanto appena scritto si nota che si ha pieno controllo sull'isteresi. Infatti per quanto riguarda l'ampiezza dell'isteresi si ottiene che:

$$V_H = V^+ - V^- = 2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{cc} \quad (2.19)$$

mentre per quanto riguarda il posizionamento del centro dell'isteresi si ottiene che:

$$\begin{aligned} V_M &= \frac{V^+ + V^-}{2} \\ &= \beta \frac{V_{oh} + V_{ol}}{2} + v_1(1 - \beta) \\ &\approx v_1(1 - \beta) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Dove con  $\beta$  si è indicato il rapporto  $R_1/(R_1 + R_2)$  e si è considerato trascurabile il primo addendo della prima uguaglianza.

Si può così concludere che il segnale  $v_1$  va a modificare il centro dell'isteresi (relazione 2.20) mentre il coefficiente  $\beta$  dovuto ai valori di resistenza  $R_1$  e  $R_2$  va a modificare l'ampiezza dell'isteresi (relazione 2.19).

A questo punto per scegliere tra la soluzione 1 o la 2 bisognerà guardare a ciò che viene richiesto principalmente all'azionamento in questione. Nel nostro caso si guarda principalmente al lato economico. Pertanto la soluzione di tipo 1 è quella auspicabile infatti essa necessita di componenti poco costosi e facilmente reperibili. In aggiunta si possono adottare gli accorgimenti sui valori delle tensioni di alimentazione descritti al paragrafo 2.4.

## 2.7 MOTORE

Il lavoro di questa Tesi si concentra soprattutto sulla parte elettronica dell'azionamento elettrico, tuttavia si è ritenuto interessante riportare in tabella 6 alcuni dati legati alla struttura del motore e alcune grandezze elettriche che possono essere utili per capire le scelte progettuali fatte. Come richiesto dalle specifiche di progetto si è voluto utilizzare un motore sincrono monofase (brushless).



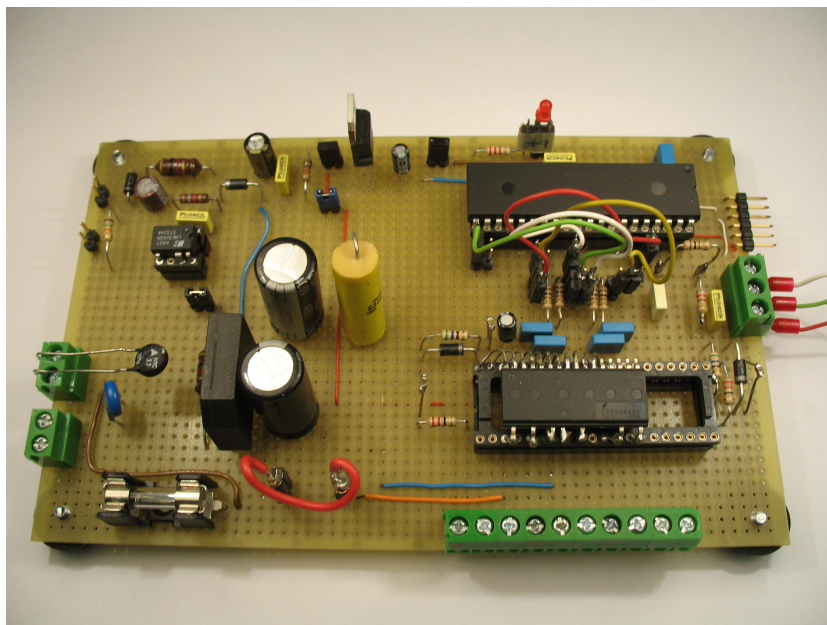
**Tabella 6:** Tabella riassuntiva delle misure effettuate sul motore. I valori che si riferiscono alla linea (230V) sono da considerarsi in valore efficace (rms).

Caratteristica	Valore
Lamierino	Standard EMI 20mm
Rotore	4 poli
Skewing	22,5°
Bronzine	Standard EMI
Diametro conduttori	0,24mm
Numero di spire per ogni polo di statore	679
Resistenza misurata dell'intero avvolgimento	107Ω
f.e.m. a vuoto @1400rpm	130V (rms)
Tensione di linea (alimentazione)	229,41V
Corrente di linea	98,8mA
Potenza assorbita	13,59W
Potenza assorbita dal solo motore	12,56W

## 2.8 REALIZZAZIONE

In figura 35 è riportata la foto di come si presenta il prototipo una volta terminata la fase di montaggio. Durante tale fase si è cercato di posizionare i componenti in modo da rendere facilmente individuabili i vari blocchi che compongono l'apparato anche sulla scheda. Facendo riferimento alla figura prima citata e allo schema di figura 8 si nota che: il blocco AC/DC (paragrafo 2.1) e le relative protezioni sono stati posizionati nella zona di sinistra bassa. Sopra a questi elementi, sempre guardando alla figura 35, si trovano gli elementi che formano il convertitore CC/CC (paragrafo 2.2) e a fianco di quest'ultimo blocco si trovano: il dispositivo LDO (paragrafo 2.3) e il microcontrollore (paragrafo 2.4) con la relativa circuiteria. Il blocco power-module (paragrafo 2.5) è stato piazzato in basso a destra. Per quanto riguarda il sensore Hall (paragrafo 2.6) si sono posti i relativi segnali (3) in ingresso alla morset-

tiera che si nota al centro del lato destro della scheda. In conclusione grazie a dei ponticelli è possibile scollegare i vari blocchi l'uno dall'altro. Questo è stato pensato per rendere la fase di ricerca di eventuali guasti più rapida.



**Figura 29:** Come si presenta il prototipo una volta ultimato il montaggio.

# 3 | CONTROLLO

*Quando si agisce è segno che ci si aveva pensato prima:  
l'azione è come il verde di certe piante  
che spunta appena sopra la terra,  
ma provate a tirare  
e vedrete che radici profonde.*

— Alberto Moravia

## INDICE

---

3.1	PWM . . . . .	47
3.2	Routine . . . . .	59

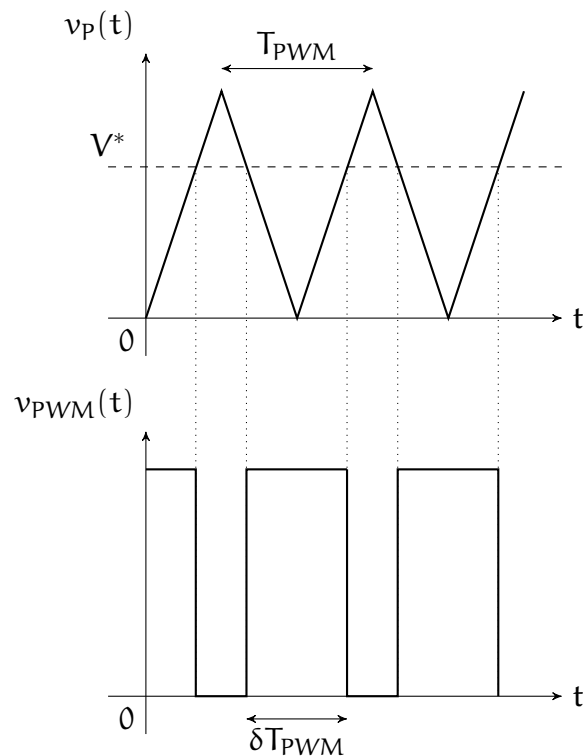
---

**I**L controllo del motore passa attraverso lo sviluppo di una routine all'interno del microcontrollore descritto nel paragrafo 2.4 e la scelta di un metodo opportuno per modulare il segnale d'uscita dal blocco power-module descritto al paragrafo 2.5.

### 3.1 PWM

Si tratta di una tecnica che permette di trasmettere l'informazione associata a un segnale dato, che viene detto segnale modulante. Nella trasmissione tramite modulazione PWM si usa come supporto un segnale a onda quadra, di frequenza ( $f_{PWM}$ ) e ampiezza fissate, nel quale la larghezza, ovvero la durata degli impulsi, è proporzionale al livello del segnale modulante. Il principio su cui si basa la modulazione appena presentata è rappresentato in figura 30. L'informazione contenuta nel segnale  $V^*$  si è trasferita nel valor medio del segnale  $v_{PWM}(t)$ . Operando in questo modo ci si rende conto che la potenza associata al segnale  $v_{PWM}(t)$  può essere notevolmente maggiore di quella associata al segnale  $V^*$ . Vi sono altri metodi di modulazione nei quali, oltre a variare la durata dell'impulso positivo, si

varia anche la distanza tra un impulso e l'altro. Si parla allora di Pulse Frequency Modulation, Random Modulation, Pulse Density Modulation o modulazione Delta. I vari metodi differiscono per i differenti criteri di scelta del periodo di modulazione e della distanza tra gli impulsi. Tali metodi hanno però un utilizzo limitato se confrontato con l'ampio utilizzo che si fa della PWM. La tecnica PWM permette di passare agevolmente dal semplice comando in onda quadra delle tensioni di gate dei vari interruttori presenti nell'inverter (vedi figura 19), all'inseguimento di particolari forme d'onda della tensione d'uscita. Vista la versatilità del metodo di modulazione PWM, esso viene scelto come metodo per il controllo dell'inverter presente nel prototipo descritto nel capitolo 2.



**Figura 30:** Forme d'onda tipiche di una modulazione PWM analogica.

La presenza di un microcontrollore (si veda il paragrafo 2.4) a bordo della scheda elettronica fa propendere verso un'implementazione digitale del metodo di modulazione

scelto. Va ricordato che un'implementazione analogica sarebbe meno affetta dai tempi di ritardo introdotti dal controllo digitale, tuttavia risulterebbe meno adattabile alle necessità del motore. Infatti un problema di grande rilevanza per l'uso del modulatore PWM è il suo tempo di risposta. I modulatori digitali, come accennato sopra, rispondono con ritardo ( $\tau$ ) alle variazioni del segnale modulante se confrontati con quelli analogici. L'ultimo segnale citato è, di fatto, campionato alla frequenza di modulazione e, nell'intervallo tra due campioni successivi, è sempre costante. Volendo cambiare il segnale modulante in un istante qualunque, nel caso peggiore, sarebbe necessario attendere un tempo pari a un periodo di modulazione, prima di poterlo fare. Per una spiegazione grafica di tale fenomeno, si faccia riferimento alla figura 31 dove è ben evidenziata la comparsa del ritardo ( $\tau$ ) appena descritto. Questo ci porta a concludere che un sistema in retroazione con al suo interno un modulatore digitale non potrà mai raggiungere le prestazioni di un sistema con modulatore analogico. Si fa notare che nel mercato si trovano microcontrollori che permettono l'aggiornamento del duty-cycle ogni semi periodo del segnale portante. Questi dispositivi permettono la riduzione dei tempi di ritardo introdotti dalla dinamica del modulatore ma non di eliminarli totalmente.

Volendo realizzare un modulatore PWM ricorrendo a circuiti digitali, bisogna sostituire l'azione del segnale portante con quella di un contatore e l'azione del comparatore viene svolta da un circuito di *compare*. La frequenza del conteggio ( $f_{OSC}$ ) è pari alla frequenza della portante ( $f_{PWM}$ ) moltiplicata per  $2^n$ , dove  $n$  è il numero di bit del contatore (si veda la relazione 3.1 e la figura 31). Per questa ragione non è facile disporre di modulatori digitali a elevata risoluzione e nello stesso tempo a elevata frequenza di modulazione. Il modulatore andrà a funzionare nel seguente modo: fintanto che il valore del timer è inferiore al segnale modulante ( $V^*$ ) verrà mantenuto a livello alto il segnale d'uscita ( $v_{PWM}$ ). Quando il circuito comparatore interno al microcontrollore notificherà il superamento del valore di confronto allora verrà generato un interrupt che verrà gestito portando a livello basso il segnale d'uscita ( $v_{PWM}$ ). Il livello basso sarà mantenuto fino alla fine del conteggio del timer ( $t = T_{PWM}$ ). In quel momento si gener-

*PWM digitale*

erà un altro interrupt che provocherà la commutazione sul livello alto del segnale  $v_{PWM}$ .

$$\begin{aligned}
 2^n T_{OSC} &= T_{PWM} \\
 \Rightarrow \frac{1}{f_{OSC}} &= \frac{1}{2^n f_{PWM}} & (3.1) \\
 \Rightarrow 2^n &= \frac{f_{OSC}}{f_{PWM}}
 \end{aligned}$$

#### Parametri PWM

Guardando all'accurata descrizione presente in Microchip [2009a], si può dire che il modulatore PWM si configura in modo molto simile a un timer. Il primo parametro da scegliere è la frequenza di modulazione. Se questa non fosse fissata dalle specifiche del progetto, conviene che sia la più elevata possibile. Questo fatto fa sì che sia meno complicata la demodulazione del segnale. Nel nostro caso impostiamo  $f_{PWM} = 15$  kHz. La scelta di tale frequenza unita alla scelta di imporre la frequenza di lavoro del microcontrollore a  $f_{OSC} = 4$  MHz, ci fa dire che la risoluzione massima ( $R_{MAX}$ ) dei valori di duty cycle attribuibili è superiore a 8 bit (relazione 3.2).

$$R_{MAX} = \frac{\log \frac{f_{OSC}}{f_{PWM}}}{\log(2)} \quad (3.2)$$

Per ottenere quanto detto nella relazione 3.2 basta esplicitare la variabile  $n$  nella 3.1 e passare ai logaritmi in base decimale. Ottenendo  $R_{MAX} > 8$  bit ci si tutela in modo adeguato dall'insorgenza di *cicli limite*. Tale fenomeno è dovuto alla precisione finita dell'aritmetica di un microcontrollore. Esiste a riguardo una teoria che permette di stimare frequenza e ampiezza dei cicli limite prodotti dall'aritmetica a precisione finita (metodo di Tsypkin). Si tratta di un metodo di facile applicazione solo per casi estremamente semplici, quindi il modo migliore di riscontrare la presenza di un ciclo limite e valutarne ampiezza e frequenza è l'uso della simulazione. Disponendo di una risoluzione maggiore di 8 bit risulta difficile che il valore di duty cycle di equilibrio del sistema non sia rappresentabile con l'aritmetica che si ha a disposizione. Dopo

aver impostato le frequenze dei segnali utili all'ottenimento di una corretta modulazione PWM, impostiamo il valore di duty cycle ( $\delta$ , vedi figura 30) ovvero l'intervallo di tempo in cui il segnale  $v_{PWM}$  rimane a livello alto all'interno del periodo di modulazione ( $T_{PWM}$ ). Infatti il microcontrollore che si ha a disposizione (Microchip [2009a]) ha un'organizzazione di registri tale per cui, una volta scelte le frequenze  $f_{OSC}$  e  $f_{PWM}$ , è possibile generare un segnale PWM impostando direttamente il valore di duty cycle voluto.

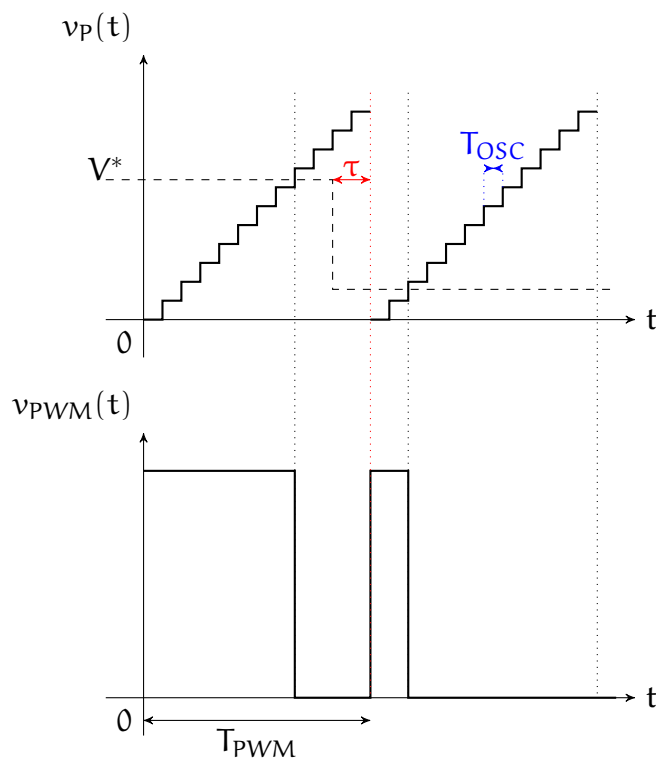


Figura 31: Sintesi del funzionamento della modulazione PWM digitale. Con  $\tau$  si è indicato il tipico ritardo introdotto da un modulatore digitale.

Fatta questa breve presentazione dei concetti fondamentali legati alla modulazione PWM digitale, andiamo a particolareggiare il ragionamento sulla strategia di controllo dell'inverter presente nel prototipo. Avendo scelto di realizzare una struttura a ponte intero (figura 19) si presentano svariate possibilità di modulazione PWM per l'ottenimento della tensione ( $v_m(t)$ ) che andrà ad alimentare il motore.

*PWM prototipo*

Nelle figure 32 e 36 sono rappresentate le due possibilità di modulazione che si andranno a discutere nel seguito.

Dalle specifiche date si ha un vincolo sul numero di giri al quale si vuol far ruotare il motore, in particolare si vuole  $N_{rpm} = 1400$  rpm. Pensando di alimentare il motore con tensione ( $v_{AB}(t)$ ) a onda quadra, andando a regolare opportunamente l'ampiezza di tale segnale, grazie alla modulazione PWM, arriviamo a ottenere il numero di giri voluto.

Per come è stato avvolto il motore e per le caratteristiche del sensore Hall (paragrafo 2.6), si ottiene che a fronte di un livello alto nella tensione  $v_{hall}(t)$  bisogna rispondere con una tensione  $v_{AB}(t)$  positiva in uscita dell'inverter per ottenere il verso di rotazione corretto della ventola.

**PWM1.** Con questo termine s'intende il metodo per l'ottenimento del segnale modulato schematizzato in figura 32. Per sfruttare in modo corretto l'informazione proveniente dal sensore Hall ( $v_{hall}(t)$ ), per quanto detto in precedenza, si deve far sì che il segnale in uscita dell'inverter ( $v_{AB}(t)$ ) sia concorde con essa. Andando a modulare in modo duale le gambe che formano il ponte intero si ottiene quanto voluto. Bisogna tuttavia porre attenzione a non provocare cortocircuiti a causa di errate commutazioni degli interruttori che formano le singole gambe. Per questo motivo si sono introdotti dei tempi morti nel passaggio di conduzione tra l'interruttore basso ( $M_L$ ) e quello alto ( $M_H$ ) e viceversa. Tornando a considerare la tensione d'uscita dell'inverter e guardando al grafico relativo a  $v_{AB}(t)$  in figura 32 si ricava facilmente che:

$$\begin{aligned} V_{AB-media} &= 2V_{DC}\delta - V_{DC} \\ &= V_{DC}(2\delta - 1) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Con la relazione generale 3.3 si può capire come varia la tensione media in uscita dall'inverter in funzione del duty cycle assegnato. Tutto ciò è sintetizzato nella relazione 3.4.

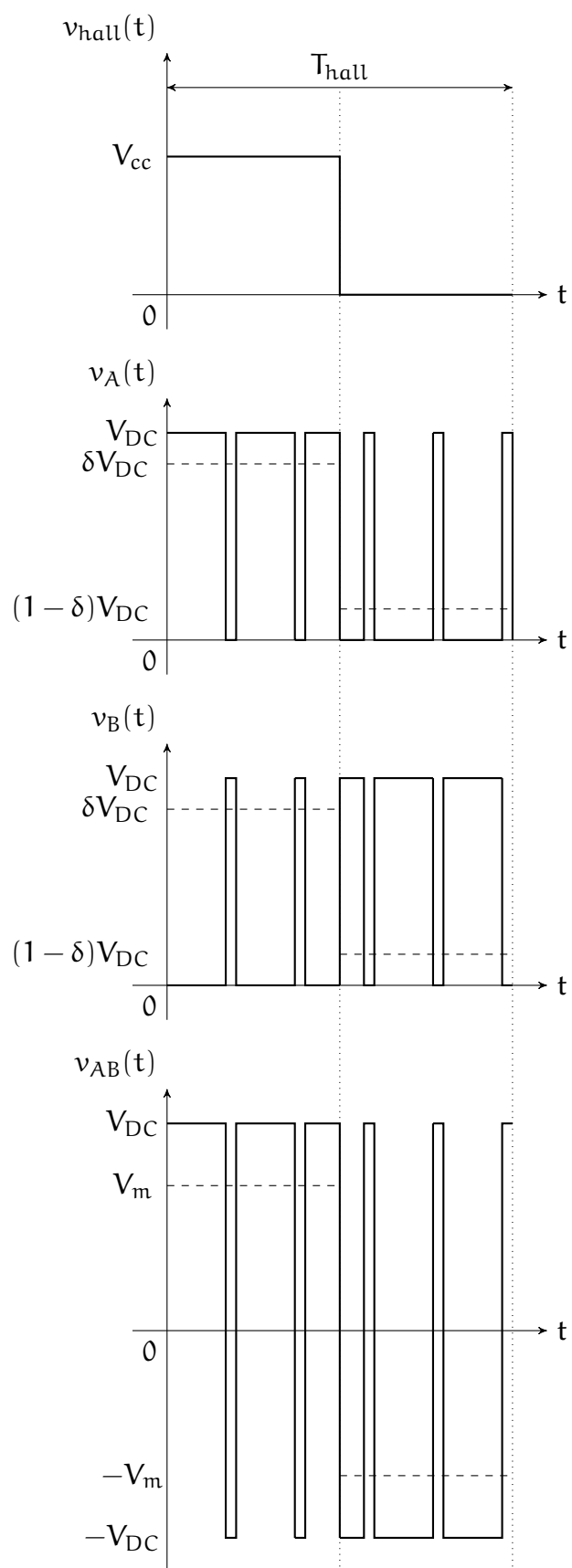
$$\begin{cases} \delta > 0,5 \Rightarrow V_{AB-media} > 0 V \\ \delta = 0,5 \Rightarrow V_{AB-media} = 0 V \\ \delta < 0,5 \Rightarrow V_{AB-media} < 0 V \end{cases} \quad (3.4)$$



Grazie a queste considerazioni siamo in grado di impostare correttamente il duty cycle per ottenere il corretto senso di rotazione del motore. Da prove sperimentali sappiamo che il motore si porta a ruotare a  $N_{rpm} = 1400$  rpm qual'ora esso venga alimentato da un'onda quadra di tensione di ampiezza 227 V. È facile a questo punto determinare il valore di duty cycle da impostare per ottenere un'ampiezza di tensione media in uscita dall'inverter in linea con quella desiderata. Poiché il convertitore AC/DC (paragrafo 2.1) fornisce una tensione  $V_{DC} \approx 311$  V, possiamo concludere, grazie alla 3.3, che con  $\delta \approx 0,86$  si ottiene il valore di tensione media voluto.

Il metodo PWM1 porta al corretto avviamento del motore e al raggiungimento della velocità di rotazione voluta, il tutto utilizzando solo due piedini d'uscita del microcontrollore. Ciò nonostante presenta alcuni aspetti che devono essere tenuti ben presenti nel momento in cui si vogliono spingere al massimo le prestazioni del sistema. Dall'analisi della relazione 3.4 emerge chiaramente la possibilità di far ruotare il motore in senso orario o antiorario a seconda che il duty cycle sia maggiore o minore di 0,5. Questo fatto risulta essere una limitazione nel caso in cui il carico del motore sia una ventola. Infatti tale carico ha un solo verso utile di rotazione. Pertanto, una volta interpretato in modo corretto il segnale proveniente dal sensore Hall ( $v_{hall}(t)$ ), metà dei valori assumibili dal duty cycle sono inutili perché porterebbero a un senso di rotazione errato della ventola. Questo fatto si può vedere anche come una perdita di risoluzione del duty cycle e, come detto in precedenza, a una propensione del sistema di generare cicli limite.

**PWM2.** Con questo termine ci si riferisce al metodo di controllo dell'inverter le cui forme d'onda sono riportate in figura 36. Volendo comandare il motore con tensione a onda quadra, come detto per il metodo PWM1, a fronte di un livello alto nella tensione  $v_{hall}(t)$  si deve fornire una tensione a livello alto in uscita dell'inverter. Il grafico relativo a  $v_{AB}(t)$  di figura 36 visualizza l'idea che sta alla base di PWM2. Per ottenere il livello alto si agisce sugli interruttori dell'inverter (figura 19) come segue:  $M_1$  chiuso,  $M_3$

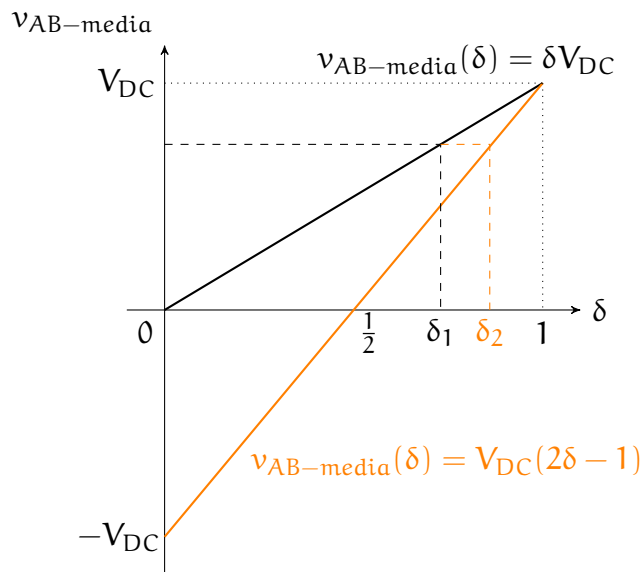


**Figura 32:** Forme d'onda tipiche di un inverter comandato da 2 pin. A tratteggio le grandezze medie.

aperto,  $M_4$  modulato secondo la PWM. Per ottenere il livello basso:  $M_2$  chiuso,  $M_4$  aperto,  $M_3$  modulato secondo la PWM. A differenza di quanto emergeva dalla relazione 3.2 in questo caso si ottiene:

$$V_{AB\text{-media}} = \delta V_{DC} \quad (3.5)$$

Con la relazione 3.5 possiamo ricavare il valore di duty cycle necessario per ottenere il valore di tensione  $v_{AB\text{-media}}$  utile per garantire il numero di giri  $N_{r_{ms}} = 1400 \text{ rms}$ . Si ottiene  $\delta = 0,73$ . Rispetto al metodo PWM1 si nota che per ottenere il medesimo numero di giri  $N_{rpm}$  si utilizza un valore di duty cycle ( $\delta$ ) inferiore. Questo particolare lo si può intuire confrontando i grafici riportati nelle figure 32 e 36 oppure analizzando il grafico di figura 33 dove sono messe a confronto le espressioni analitiche di  $v_{AB\text{-media}}$  in funzione di  $\delta$  nel caso PWM1 attraverso la relazione 3.3 e nel caso PWM2 attraverso la 3.5. Risulta pertanto dimostrato che per ogni valore di numero di giri si avrà un valore di duty cycle inferiore in PWM2 rispetto a PWM1.



**Figura 33:**  $V_{AB\text{-media}}(\delta)$  in PWM1 (in arancione) e in PWM2 (in nero) a confronto.

Guardando al grafico di figura 33 e valutando le derivate rispetto a  $\delta$  delle due rette rappresentate, si capisce come

a parità di variazione di duty cycle, in PWM<sub>1</sub> si abbia una variazione maggiore nella tensione  $v_{AB}(\delta)$  rispetto al caso PWM<sub>2</sub>. Si fa notare il fatto che in PWM<sub>2</sub> il verso di rotazione è determinato solo dalle connessioni fisiche della scheda al motore e non è influenzato dal valore di  $\delta$  come accadeva in PWM<sub>1</sub> (vedi 3.4). Questo porta allo sfruttamento totale della risoluzione disponibile (3.2) per descrivere il valore del duty cycle attraverso l'aritmetica a precisione finita disponibile nel microcontrollore.

*Non idealità*

Un effetto non desiderato dovuto alla PWM<sub>2</sub> è quello della perdita di controllo sulla  $v_{AB}(t)$  negli istanti successivi alla commutazione. Il fenomeno è imputabile al valore d'induttanza dovuto agli avvolgimenti del motore. Si consideri per esempio la commutazione di  $v_{AB}(t)$  dal livello alto al livello basso raffigurata in figura 34. Nel momento in cui si passa dalla configurazione circuitale evidenziata in viola a quella tracciata in nero, non si ha un'istantaneo passaggio del verso della corrente da  $i_1$  a  $i_2$  vista la presenza dell'induttore  $L_m$ . Fintanto che la corrente di scarica dell'induttore manterrà il verso  $i_1$  si avrà che la polarizzazione del diodo  $D_B$  sarà diretta. Pertanto finché non si sarà ottenuto il verso della corrente  $i_2$  l'interruttore  $M_{L1}$  risulterà cortocircuitato dal diodo  $D_B$  rendendo inutile la sua apertura o chiusura.

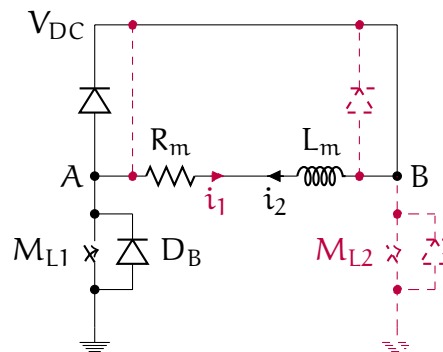


Figura 34: Schema elettrico relativo alla commutazione dal livello alto al livello basso di  $v_{AB}(t)$ .

L'effetto appena descritto si traduce in una mancanza di modulazione PWM fino a che non si sia imposto il nuovo verso di corrente. Per la commutazione basso-alto la

tensione  $v_{AB}(t)$  rimarrà fissa a  $V_{DC}$  mentre per la commutazione inversa essa rimarrà fissa a  $-V_{DC}$ .

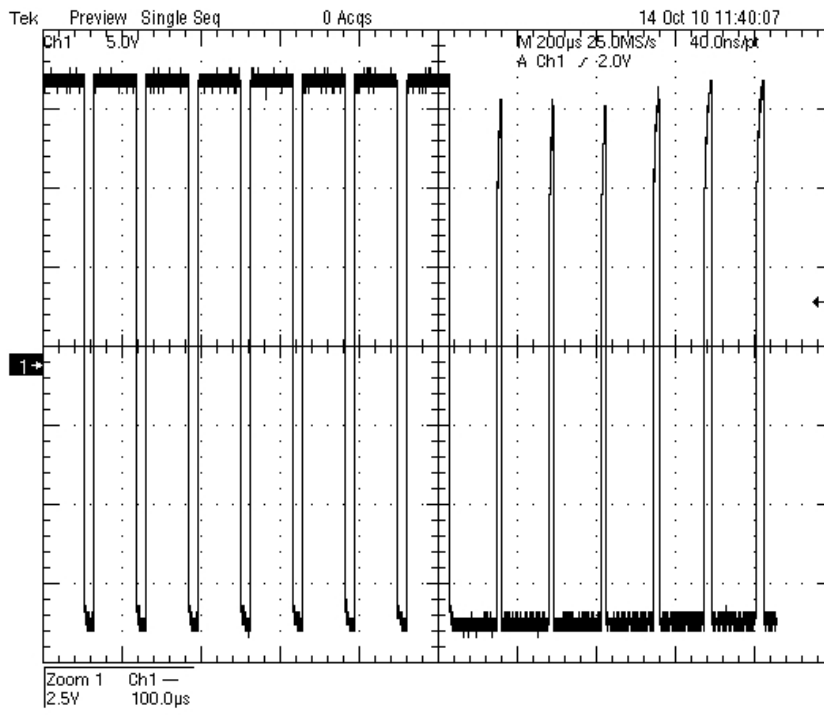
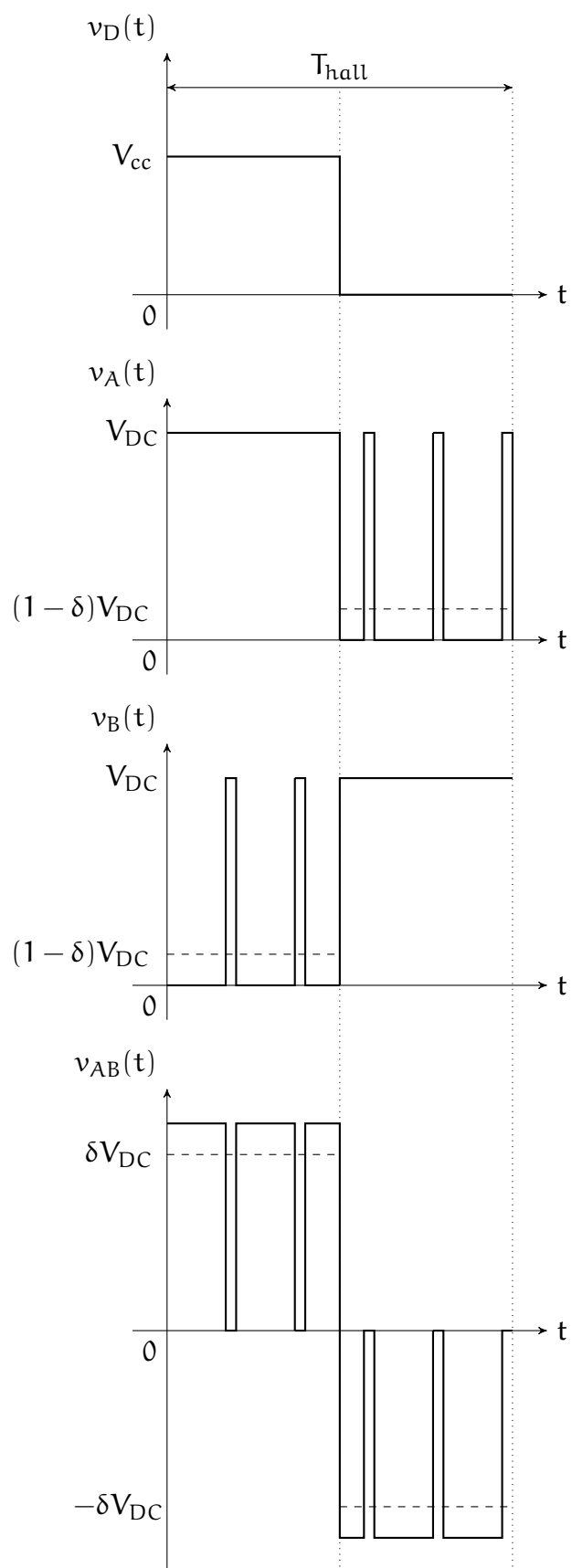


Figura 35: Misura all'oscilloscopio del segnale in uscita dall'inverter utilizzando la tecnica di modulazione PWM1. Base dei tempi: 100μs, 5V/div, attenuazione introdotta dalla sonda 1/20.



**Figura 36:** Forme d'onda tipiche di un inverter comandato da 4 pin indipendenti. A tratteggio le grandezze medie.

## 3.2 ROUTINE

Vengono di seguito riportate le routine implementate per la corretta gestione dei due tipi di modulazione PWM presentati al paragrafo 3.1.

Codice 3.1: Controllo interrupt

```

1  _CONFIG( MCLRE_ON & CP_OFF & BOREN_OFF &
    WDTE_OFF & PWRTE_ON );
2
3  void main()
4  {
5      //Per clock a 4MHz (OSCCON IRCF
        <3:0> = 1101)
6      OSCCON = 0b01101000;
7
8      //Abilito i peripheral interrupt.
9      INTCON = 0b11000000;
10
11     //Abilito l'interrupt dall'esterno
        su PORTB
12     IOCFIE = 1;
13     //Abilito il pin4 di PORTB (dov'è
        collegata la sonda Hall)
14     IOCFBP4 = 1; //Sente i fronti di
        salita
15     IOCFBN2 = 1; //Sente i fronti di
        discesa
16     IOCFBF4 = 0; //Inizializzo il flag
17     IOCFBF2 = 0; //Inizializzo il flag
18
19     //Abilito l'interrupt del reset di
        TIMER2
20     PIE1bits.TMR2IE = 1;
21
22     //Inizializzo il bit di flag per
        TIMER2
23     PIR1bits.TMR2IF = 0;
24
25     //Abilito TIMER2 e imposto il
        prescaler a () e postscaler a ()
26     T2CON = 0b00000100;

```

```

27
28 //Imposto il valore al quale il
    TIMER2 va in reset
29 //PR2 = 0x41 ==> F_pwm = 15 kHz
30 PR2 = 0x41;
31
32 //Per rendere comandabili i pin2 ,
    pin3 e pin4 di PORTB
33 ANSELBbits.ANSB2 = 0;
34 ANSELBbits.ANSB3 = 0;
35 ANSELBbits.ANSB4 = 0;
36 ANSELDbits.ANSD2 = 0;
37
38 //Imposto il comportamento dei pin
    (INPUT o OUTPUT)
39 TRISBbits.TRISB2 = 1; //Input:
    Sonda Hall
40 TRISBbits.TRISB4 = 1; //Input:
    Sonda Hall
41 TRISB3 = 0; //Output: P2A
42 TRISD1 = 0; //LED
43 TRISD2 = 0; //Output: P2B
44 TRISD3 = 0; //Output: P2C
45 TRISD4 = 0; //Output: P2D
46
47 //Inizializzazione OUTPUT
48 RB3 = 0;
49 RD1 = 0;
50 RD2 = 0;
51 RD3 = 0;
52 RD4 = 0;
53
54 //Sposto l'uscita dal pin16 al
    pin36
55 APFCON = 0b00010001;
56
57 //Imposto i tempi morti
58 PWM2CON = 0b00000010;
59
60 //Imposto il duty-cycle della PWM2
    a 0,85

```



```

61 //pwm half-bridge (P2A, P2B), 1sb
    duty, abilito la pwm.
62 CCP2CON = 0b10001100;
63
64 //AVVIAMENTO
65 if (RB4 == 0)
66 {
67     CCPR2L = 0x0A; //duty 85%
68 }
69
70 else
71 {
72     CCPR2L = 0x38; //duty 15%
73 }
74 //
75
76 while(1)
77 {
78     ;
79 }
80 }
81
82 //Gestione interrupt
83 void interrupt ISR(void)
84 {
85     if (IOCBF4)
86     {
87         CCPR2L = 0x0A; //
            duty 85%
88         IOCBF4 = 0;
89         return;
90     }
91
92     if (IOCBF2)
93     {
94         CCPR2L = 0x38; //
            duty 15%
95         IOCBF2 = 0;
96         return;
97     }
98 }

```

Il codice 3.1 è stato sviluppato tenendo conto delle capacità messe a disposizione del microcontrollore (vedi 2.4) e ampiamente descritte in Microchip [2009a]. In particolare si è sfruttato:

- Configurazione dei piedini del microcontrollore.
- Generazione del segnale PWM secondo uno schema di modulazione del tipo PWM<sub>1</sub> presentato nel paragrafo 3.1.
- Gestione degli interrupt.

Le prime 63 righe del codice 3.1 servono per la configurazione di base del microcontrollore. Ovvero all'impostazione della frequenza di clock interna, alla definizione dei pin d'ingresso e d'uscita, all'inizializzazione degli interrupt e del duty cycle relativo alla modulazione PWM. Le righe di codice dal 64 al 74 sono responsabili dell'avviamento del sistema. Esse fanno sì che venga acquisito il segnale proveniente dall'uscita del sensore Hall (vedi il paragrafo 2.6) e in base all'informazione ricevuta si decide che valore di duty cycle impostare per far sì che il motore si avvii nel senso operativo della ventola. Per capire il metodo con cui si sceglie tale valore si faccia riferimento al paragrafo 3.1. A questo punto il microcontrollore rimane in attesa (righe da 76 a 81) che qualche evento esterno faccia scattare una richiesta di interrupt. Se l'interrupt è dovuto a un fronte di salita del segnale uscente dal sensore Hall (righe dal 85 al 90), si andrà a impostare l'opportuno valore di duty cycle per consentire la corretta rotazione del motore e si inizierà nuovamente il bit relativo al flag dell'eccezione legata al fronte di salita del segnale citato. Si opererà in modo analogo nel caso di fronte di discesa (righe dal 92 al 98).

Con il codice appena commentato si riescono a ottenere le specifiche richieste. Il motore si avvia e si porta alla velocità di rotazione voluta (1400 rpm). Inoltre dalle misure di laboratorio condotte durante il funzionamento del sistema si è riscontrato un assorbimento di potenza di circa 12 W ben inferiore rispetto all'assorbimento del sistema utilizzato all'inizio e formato dal solo motore asincrono a polo schermato.

Lo svantaggio principale dell'utilizzo di una routine basata su un codice del tipo 3.1 è quello di avere il valore di duty cycle, utile per raggiungere la velocità rotazionale voluta, legato al posizionamento della sonda Hall. Come già accennato al paragrafo 2.6, la variazione delle coordinate relative alla posizione del sensore Hall portano a un variazione nel valore del duty cycle necessario per ottenere il numero di giri voluto. Infatti posizioni diverse portano a istanti di salita e di discesa del segnale in uscita dal sensore diversi. Per risolvere tale problema si è deciso di sfruttare quanto già presente a bordo del prototipo descritto nel capitolo 2. Essendo impossibile garantire un montaggio del sensore Hall che assicuri le coordinate di posizione, si pensa di sfruttare lo stesso sensore per aggirare tale problema. I passi da seguire sono i seguenti:

1. Impostare un valore di duty cycle che porti a una velocità di rotazione sicuramente inferiore a quella desiderata.
2. Misurare la durata del periodo del segnale uscente dalla sonda Hall
3. Incrementare il valore di duty cycle fino a raggiungere la durata del periodo del segnale in uscita dalla sonda Hall relativo a una velocità di rotazione di 1400 rpm.
4. Controllare di non generare cicli limite (vedi paragrafo 3.1).

Implementando una routine che segua i 4 passi sopra descritti si riesce ad ottenere la velocità di rotazione voluta e si risolvono anche le problematiche relative al posizionamento del sensore Hall. Quest'ultimo fatto può rivelarsi molto utile soprattutto in fase di montaggio.



## 4 | CONCLUSIONI

*Quello che il bruco chiama fine del mondo,  
il resto del mondo chiama farfalla.*

— Lao Tzu

Il prototipo realizzato seguendo quanto detto in questo lavoro di Tesi ha riscosso l'apprezzamento dell'azienda committente (EMI Milano). Partendo con poche specifiche e con una notevole variabilità sulla definizione del motore che si sarebbe andati a comandare, si è riusciti nell'intento di dimostrare la fattibilità e i vantaggi di un azionamento elettrico per motore sincrono monofase rispetto al sistema di partenza composto da un motore asincrono a polo schermato. Oltre alla maggiore adattabilità dovuta alla presenza di un microcontrollore a bordo del prototipo, si è messa in luce la decisa riduzione dell'assorbimento di potenza del sistema composto da scheda elettronica e motore brushless rispetto a quello di partenza. Per continuare nella direzione presa con questo lavoro, si può pensare di migliorare la pulizia del segnale uscente dal sensore Hall in modo da evitare possibili false commutazioni sugli interruttori costituenti l'inverter. Inoltre si potrebbe pensare di sfruttare qualche idea circuitale presentata nel capitolo 1 per ridurre il numero di interruttori e diodi di potenza presenti nell'attuale implementazione dell'inverter per il comando della fase del motore. Per quanto riguarda le routine di controllo del sistema, pur essendo arrivati all'ottenimento delle specifiche volute in termini di velocità rotazionale, si potrebbe sviluppare la parte legata alla messa in sicurezza del sistema in caso di malfunzionamenti della ventola o guasti. Volendo migliorare ulteriormente il controllo del sistema e ridurre il numero dei componenti presenti nel sistema, si potrebbe pensare di implementare un controllo di tipo sensorless. In questo modo, a fronte di una complicazione nell'algoritmo di controllo si arriverebbe a rendere indipendente il controllo dal segnale proveniente dal

seniore Hall. Tuttavia per eseguire quest'ulteriore passo bisognerebbe valutare se il risparmio dovuto al non utilizzo del sensore porti effettivamente a una realizzazione economica dell'intero sistema (aumento affidabilità). In conclusione si evidenzia ancora una volta come la possibilità di avere un componente programmabile possa risolvere molte problematiche legate alla produzione e al funzionamento di un azionamento elettrico, oltre a dare la possibilità di cambiare alcuni aspetti del funzionamento del prototipo senza dover necessariamente dover pensare di progettare nuovamente l'intera scheda.

## BIBLIOGRAFIA

- ALLEGRO-MICROSYSTEMS (2010), «Hall effect latches», Datasheet, <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/299825/ALLEGRO/A1220.html>.
- BAROZZI, G. C. (2004), *Matematica per l'ingegneria dell'informazione*, Zanichelli.
- CONSOLI, A., DE CARO, S. e TESTA, A. (2001), «Unipolar converter for DC brushless motor drives», in «9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)», p. 9.
- EPCOS (2008), «NTC Thermistors», Datasheet, [www.epcos.com](http://www.epcos.com).
- FAIRCHILD-SEMICONDUCTOR (2007), «Smart power module», Datasheet, [www.fairchildsemi.com/ds/FS%20FFSB50450.pdf](http://www.fairchildsemi.com/ds/FS%20FFSB50450.pdf).
- GOPALARATHNAM, T. e TOLIYAT, H. (2003), «A new topology for unipolar brushless DC motor drive with high power factor», in «IEEE transactions on Power Electronics», vol. 18, p. 1397–1404.
- HAO, L., TOLIYAT, H. e MADANI, S. (2002), «A low-cost four switch BLDC motor drive with active power factor corrector», in «Conference record, IEEE Industrial Electronics Conference», p. 579–584.
- KRISHNAN, R. (1996), «Modeling, dynamic simulation and analysis of a C-Dump brushless DC motor drive», in «Conference record, IEEE applied power electronics conference and exposition», p. 745–750.
- KRISHNAN, R. (1997a), «Novel single-switch-per-phase converter for four quadrant PM brushless DC motor drives», *IEEE transactions on Industry Applications*, vol. 33 (5), p. 1154–1161.

- KRISHNAN, R. (1997b), «PM brushless DC motor drive with a new power converter topology», *IEEE transactions on Industry Applications*, vol. 33 (4), p. 973–982.
- KRISHNAN, R. (2010), *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, CRC press.
- KRISHNAN, R. e VIJAYRAGHAVAN, P. (1998), «New power converter topology fo PM brushless DC motor drives», in «Conference record, IEEE Industrial Electronics Conference», p. 709–714.
- LEE, B., KIM, T. e EHSANI, M. (2003), «On the feasibility of four switch three-phase BLDC motor drives for low-cost commercial applications: Topology and control», in «IEEE transactions on Power Electronics», vol. 18, p. 164–172.
- LEE, B. e KRISHNAN, R. (1999), «Variable voltage converter topology for permanent-magnet brushless DC motor drives using buck-boost front end power stage», in «IEEE International Symposium on Industrial Electronics», vol. 2, p. 689–694.
- MICROCHIP (2009a), «Microcontrollore PIC16F1937», Datasheet, [ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41364B.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41364B.pdf).
- MICROCHIP (2009b), «MPLAB IDE», Datasheet, [ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/51519a.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/51519a.pdf).
- MOHAN, N., UNDELAND, T. e ROBBINS, W. (2005), *Elettronica di potenza*, hoepli ed.
- MULTICOMP (2005), «Fusibile MCFo6G», Datasheet, [www.farnell.com/datasheets/58491.pdf](http://www.farnell.com/datasheets/58491.pdf).
- PANTIERI, L. (2009), *L'arte di scrivere con L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X*, [http://www.lorenzopantieri.net/LaTeX\\_files/ArteLaTeX.pdf](http://www.lorenzopantieri.net/LaTeX_files/ArteLaTeX.pdf).
- POWER-INTEGRATIONS (2008), «Power switch», Datasheet, [www.es.co.th/Schemetic/PDF/LNK304-306.PDF](http://www.es.co.th/Schemetic/PDF/LNK304-306.PDF).
- SPIAZZI, G. (2007), *Appunti dalle lezioni di elettronica di potenza*.



- ST-MICROELECTRONICS (2004), «Low drop out», Datasheet, [http://www.datasheetcatalog.net/it/datasheets\\_pdf/L/D/1/1/LD1117.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/it/datasheets_pdf/L/D/1/1/LD1117.shtml).
- TSC (2003), «Ponte raddrizzatore a doppia semionda KBP201G», Datasheet, <http://www.datasheetarchive.com/KBP207-datasheet.html>.
- TVR (2007), «Surge protection», Datasheet, [www.aeontekasia.com/pdf/TVR.pdf](http://www.aeontekasia.com/pdf/TVR.pdf).
- UNDELAND (1998), «Overmodulation and Loss considerations in high frequency modulated transistorized induction motor drives», *IEEE transactions on power electronics*, vol. 3 (4), p. 447 – 452.
- ZHOU, B., FU, Y. e MU, X. (2000), «Design on the C-dump converter used in brushless DC motors», in «Proceedings of the CSEE», vol. 20, p. 72–76.