

M.M.Electronics - <http://www.mmetft.it>



Michele Marino - [mmelectronics@mmetft.it](mailto:mmelectronics@mmetft.it)

## **Introduzione alla tecnica PWM - Pulse Width Modulation**

V 0.1

Ottobre 2007

## INFORMATIVA

Come prescritto dall'art. 1, comma 1, della legge 21 maggio 2004 n.128, l'autore avvisa di aver assolto, per la seguente opera dell'ingegno, a tutti gli obblighi della legge 22 Aprile del 1941 n. 633, sulla tutela del diritto d'autore. Tutti i diritti di questa opera sono riservati. Ogni riproduzione ed ogni altra forma di diffusione al pubblico dell'opera, o parte di essa, senza un'autorizzazione scritta dell'autore, rappresenta una violazione della legge che tutela il diritto d'autore, in particolare non ne è consentito un utilizzo per trarne profitto. La mancata osservanza della legge 22 Aprile del 1941 n. 633 è perseguibile con la reclusione o sanzione pecuniaria, come descritto al Titolo III, Capo III, Sezione II. A norma dell'art. 70 è comunque consentito, per scopi di critica o discussione, il riassunto e la citazione, accompagnati dalla menzione del titolo dell'opera e dal nome dell'autore.

## AVVERTENZE

Chiunque decida di far uso delle nozioni riportate nella seguente opera o decida di realizzare i circuiti proposti, è tenuto pertanto a prestare la massima attenzione in osservanza alle normative in vigore sulla sicurezza.

L'autore declina ogni responsabilità per eventuali danni causati a persone, animali o cose derivante dall'utilizzo diretto o indiretto del materiale, dei dispositivi o del software presentati nella seguente opera.

Si fa inoltre presente che quanto riportato viene fornito così com'è, a solo scopo didattico e formativo, senza garanzia alcuna della sua correttezza.

L'autore ringrazia anticipatamente per la segnalazione di ogni errore.

## Indice

<b>1</b>	<b>Convertitori DC-DC</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>PWM - Le basi</b>	<b>7</b>
<b>3</b>	<b>PWM: il funzionamento</b>	<b>9</b>
<b>4</b>	<b>Ponte-H: le basi</b>	<b>9</b>
<b>5</b>	<b>La chiusura della retroazione</b>	<b>10</b>
<b>6</b>	<b>Principio di funzionamento</b>	<b>11</b>
<b>7</b>	<b>Considerazioni sulle frequenze in gioco</b>	<b>12</b>
<b>8</b>	<b>Considerazioni sul filtraggio/layout</b>	<b>12</b>
<b>9</b>	<b>Considerazioni sulla potenza dissipata</b>	<b>13</b>
<b>10</b>	<b>Un esempio pratico</b>	<b>13</b>
<b>11</b>	<b>Un circuito pratico</b>	<b>16</b>
<b>12</b>	<b>La programmazione del PIC</b>	<b>19</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>22</b>

## Elenco delle figure

1	Convertitore ad un quadrante . . . . .	5
2	Convertitore a due quadranti . . . . .	5
3	Convertitore a quattro quadranti . . . . .	5
4	Conduzione ad onda quadra . . . . .	6
5	Controllo a shift di fase . . . . .	7
6	Spettro della tensione di uscita . . . . .	7
7	Circuito di pilotaggio lineare . . . . .	8
8	Circuito PWM . . . . .	8
9	Schema base del ponte-H . . . . .	9
10	Pilotaggio PWM . . . . .	9
11	Schema generale del PWM . . . . .	10
12	Blocco di controllo PWM . . . . .	11
13	Forme d'onda del PWM . . . . .	12
15	Circuito PWM . . . . .	14
16	Circuito integratore . . . . .	14
14	Circuito PWM . . . . .	15
17	Uscita a dente di sega . . . . .	15
18	Segnale PWM di uscita . . . . .	16
19	Struttura interna L298 . . . . .	17
20	Schema del circuito di controllo . . . . .	17
21	PCB della scheda di controllo . . . . .	18
23	Definizione registri . . . . .	19
22	Montaggio finale della scheda . . . . .	20
25	Inizializzazione registri . . . . .	20
24	Piedinatura del PIC16F877A . . . . .	21
26	Registro T2CON . . . . .	21
27	Pilotaggio PWM - duty cycle . . . . .	21
28	Collegamento PIC / MME PWM . . . . .	21

## Elenco delle tabelle

1	Funzionamento del ponte-H . . . . .	6
2	Controllo L298 . . . . .	17

## 1 Convertitori DC-DC

La figura 1 mostra un convertitore dc-dc ad un quadrante per il controllo di velocità di un motore in continua.

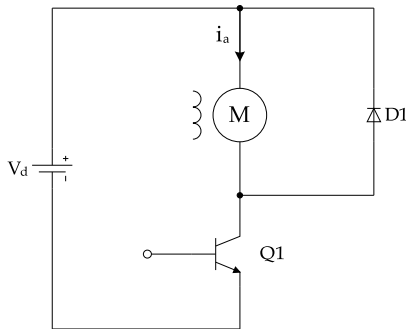


Figura 1: Convertitore ad un quadrante

Il convertitore pilotato in tensione è idealmente alimentato da un generatore di Thevenin con impedenza di uscita nulla. Lo schema di figura 1 converte la tensione continua  $V_d$  in una tensione continua variabile sui terminali del motore al fine di controllarne la velocità da un solo quadrante. Il transistor generalmente opera sulla base di un duty cycle di tipo On-Off ad una frequenza di switching fissa. Quando Q1 è On, la tensione  $V_d$  viene applicata al carico e la corrente tende ad aumentare. Viceversa, quando Q1 è Off, il diodo D1 permette di far circolare la corrente transistorica presente negli avvolgimenti del motore cortocircuitando il carico (ipotesi di conduzione continua). La tensione media sul motore è sempre minore di  $V_d$ .

La figura 2 mostra un circuito per il controllo della velocità a due quadranti.

Nella modalità a due quadranti, il transistor Q1 fornisce l'alimentazione positiva mentre il diodo D2 assorbe i picchi di corrente degli avvolgimenti del moto-

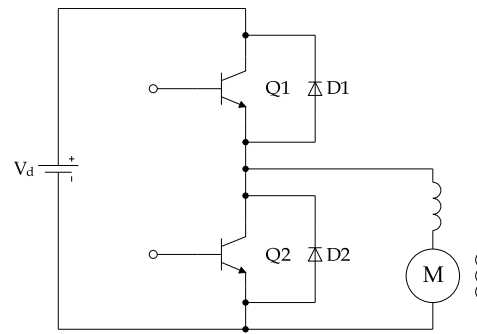


Figura 2: Convertitore a due quadranti

re (buck mode). Viceversa, quando Q2 è On il motore viene chiuso verso massa mentre il diodo D1 si attiva per cortocircuitare il carico (boost mode). I convertitori DC-DC vengono largamente utilizzati nel campo industriale. Sia il convertitore buck che quello boost vengono largamente utilizzati nella modalità switching (Switching Mode Power Supplies - SMPS). Il convertitore a due quadranti appena discusso può essere esteso a quattro quadranti aggiungendo un'altra coppia di transistor a formare il cosiddetto convertitore a ponte-H (figura 3).

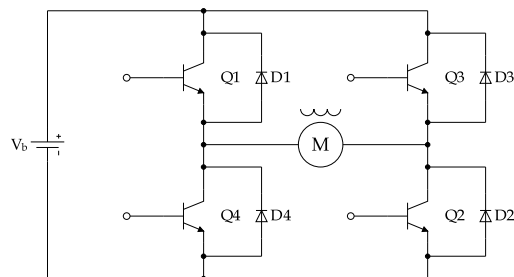


Figura 3: Convertitore a quattro quadranti

La tabella 1 mostra le quattro fasi di funzionamento del convertitore con i relativi stati di conduzione dei transistor.

1° quadrante - convertitore buck - motore avanti							
Q1	Q2	Q3	Q4	D1	D2	D3	D4
Source	Sink	Off	Off	On	Off	Off	Off
2° quadrante - convertitore boost - rigenerazione in avanti							
Q1	Q2	Q3	Q4	D1	D2	D3	D4
Off	Off	Off	Sink	On	On	Off	Off
3° quadrante - convertitore buck - motore indietro							
Q1	Q2	Q3	Q4	D1	D2	D3	D4
Off	Off	Source	Sink	On	Off	Off	Off
4° quadrante - convertitore boost - rigenerazione inversa							
Q1	Q2	Q3	Q4	D1	D2	D3	D4
Off	Sink	Off	Off	Off	Off	On	On

Tabella 1: Funzionamento del ponte-H

E' possibile notare che la polarità della tensione può essere duale. Analogamente anche la corrente scorre in entrambe le direzioni. Il ponte-H può essere utilizzato per generare un'onda quadra in uscita. Per ottenere questo tipo di funzionamento, le coppie di transistor (Q1,Q3) e (Q2,Q4) vengono pilotati alternativamente per 180°. Supponendo sinusoidale la corrente nel carico con una variazione lenta di fase  $j$ , il carico assorbe corrente quando le coppie (Q1,Q3) e (Q2,Q4) sono in conduzione, mentre alcuni diodi sono in conduzione (soppressione spike avvolgimenti). In queste condizioni, per  $j < 90^\circ$ , la potenza media fluisce verso il carico. Se  $j > 90^\circ$  la potenza media fluisce dal carico verso il generatore (figura 4)..

La figura 5 mostra un metodo per il controllo della tensione noto come controllo a shift di fase (phase-shift PWM). Entrambi i rami del ponte-H operano in modalità onda quadra, ma il ramo a destra opera su un shift di fase  $j$  variabile. La tensione di ingresso è mostrata graficamente in figura 5 dove la tensio-

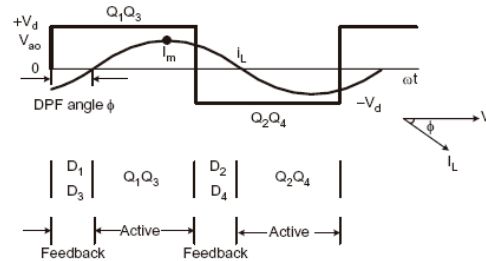


Figura 4: Conduzione ad onda quadra

ne fondamentale può essere controllata in base alla larghezza dell'impulso e quindi in base allo shift di fase  $j$ . La tensione massima si ottiene in modalità onda quadra quando  $j=180^\circ$ . E' importante notare che la fase della tensione fondamentale di uscita varia anch'essa di un angolo  $j$ . Questa variazione di fase può essere eliminata distribuendo lo shift di fase  $j$  su entrambi i rami del ponte-H, in entrambe le direzioni. Dalla figura 5 si nota che accanto alla conduzione di (Q1,Q3) e (Q2,Q4) e alla retroazione di (D1,D3) e (D2,D4) c'è anche un modo di conduzione dovuto a (Q1,D2) e (Q4,D3). In que-

st'ultima condizione il carico risulta essere cortocircuitato nella parte superiore o inferiore, rispettivamente.

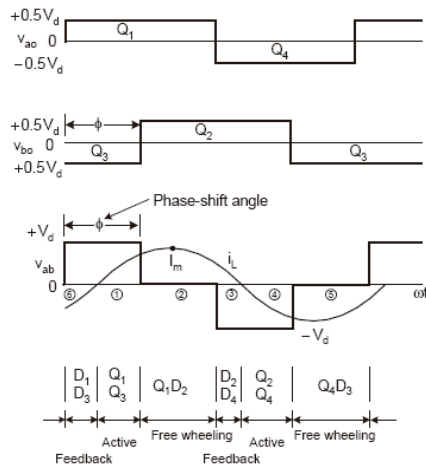


Figura 5: Controllo a shift di fase

La figura 6 mostra lo spettro della tensione di uscita con controllo a shift di fase. La tensione sul carico è data da:

$$V_L = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4V_d}{n\pi} \left[ \sin \frac{n\varphi}{2} \right] \cos(n\omega t) \quad (1)$$

dove  $V_d$  è la tensione continua di alimentazione,  $\varphi$  l'angolo che rappresenta lo shift di fase,  $n$  un intero dispari.

L'armonica fondamentale è:

$$V_{L0} = \frac{4V_d}{\pi} \sin \frac{\varphi}{2} \quad (2)$$

Come mostrato nella figura 6 l'armonica fondamentale raggiunge il valore massimo ( $4V_d/\pi$ ) quando  $\varphi=180^\circ$  che viene definito come 1.0 pu essendo il grafico normalizzato. Quando  $\varphi=60^\circ$  la tensione di uscita è un'onda tradizionale a 6-step come si può vedere dalla figura.

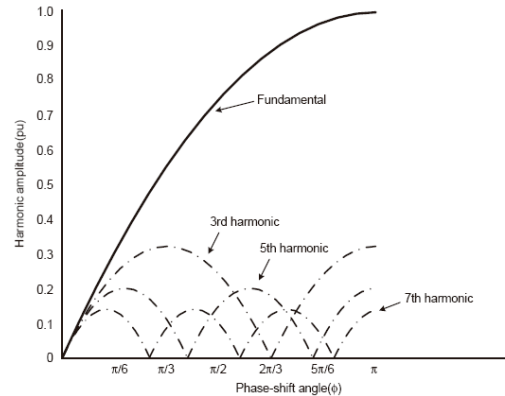


Figura 6: Spettro della tensione di uscita

## 2 PWM - Le basi

Al crescere delle potenze in gioco il progetto di stadi di pilotaggio diventa drammaticamente difficoltoso e limitativo. Mentre l'uso parallelo di componenti lineari disponibili in commercio con sufficiente voltaggio e corrente per alte potenze di pilotaggio è pressoché vasto, un progetto può diventare poco gestibile quando il calcolo della potenza dissipata internamente necessita di un sistema di raffreddamento. Per esempio, uno stadio di uscita da 20A spesso richiede più finali a semiconduttore da 20A montati su un dissipatore consistente che in genere include ventole di raffreddamento, le quali implicano introduzione di rumore nel sistema, oppure di sistemi di raffreddamento a liquido.

La figura 7 mostra un approccio lineare per il trasferimento di potenza verso il carico. Quando l'uscita è al suo valore massimo, la resistenza di by-pass si riduce al valore minimo. A questi livelli di uscita, le perdite nel circuito lineare sono relativamente piccole. Quando viene pilotata un uscita a zero, la resistenza di by-pass

tende ad infinito e le perdite tendono a zero. Lo svantaggio del circuito lineare si presenta a valori intermedi dell'uscita e il caso peggiore si ottiene quando l'uscita si trova al 50%. A questo livello, la resistenza del by-pass è comparabile alla resistenza di carico e questo significa che il calore generato nell'amplificatore è uguale alla potenza fornita al carico. Generalmente, i circuiti lineari hanno una efficienza massima del 50% quando pilotano carichi resistivi a valori di potenza intermedi. Quando il carico diventa reattivo questa efficienza diminuisce ulteriormente.

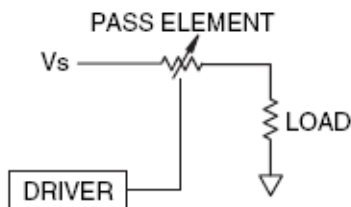


Figura 7: Circuito di pilotaggio lineare

La figura 8 mostra lo schema base della tecnica di pilotaggio nota come PWM (Pulse Width Modulation). Il blocco di controllo PWM converte un ingresso analogico continuo in un segnale a duty cycle<sup>1</sup> variabile. Man mano che l'uscita tende al suo valore massimo, lo switch rimane nella posizione ON per una porzione del periodo più lunga. Normalmente, lo switch passa per entrambi gli stati di ON e OFF durante ogni ciclo della frequenza di switching, ma alcuni progetti consentono di mantenere lo switch nella posizione ON per il 100% del duty cycle.

In quest'ultimo caso, le perdite sono dovute essenzialmente alla resistenza ON

<sup>1</sup>Il duty cycle si riferisce alla percentuale del tempo per il quale un segnale rimane ad un livello di tensione alto.

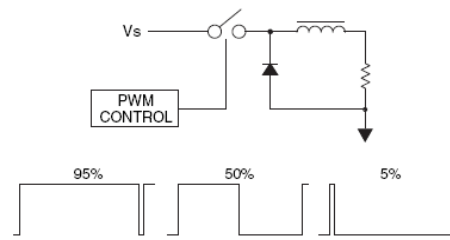


Figura 8: Circuito PWM

dello switch e alla resistenza dell'induttore. Al tendere dell'uscita verso il valore minimo il duty cycle dello switch nello stato ON si riduce. Le perdite riguardano la dissipazione in calore nel diodo di ricircolo. Generalmente, le perdite nel diodo sono molto piccole in quanto la conduzione è limitata solo ad una piccola porzione di tempo e la caduta di tensione ai suoi capi è una piccola frazione della tensione di alimentazione.

Il compito dell'induttore è quello di immagazzinare energia e filtrare durante la finestra temporale nella quale lo switch rimane nella posizione ON. In questo modo, il carico vede poco la frequenza di switching, ma risponde a frequenze significativamente inferiori a quella di switching. Una regola generale consiste nel considerare una banda passante utile una decade sotto la frequenza di switching. I carichi induttivi spesso forniscono un auto-filtraggio che non richiedono l'uso di filtri dedicati.

Dal circuito di figura 8 si evince che l'uscita dell'amplificatore diretto (non filtrata) si trova o verso la barra di alimentazione positiva o verso massa. Variando il duty cycle, è possibile ottenere uscite filtrate variabili continuamente. Questo comporta una efficienza pressoché costante al variare della potenza di uscita



diversamente da quanto avviene per i circuiti lineari. L'efficienza tipica di un circuito PWM filtrato è compresa tra l'80% e il 95%.

Generalmente, gli amplificatori di potenza devono essere progettati tenendo presente il caso peggiore di dissipazione interna di potenza per un intervallo di tempo sufficientemente lungo, comparato alla costante di tempo termica del dissipatore meccanico. Questo porta a mantenere sotto i limiti di temperatura il sistema e quindi a progettare considerando il caso peggiore di funzionamento. Supponendo di avere un trasferimento di potenza sul carico di 1KW. Con un circuito PWM si ha un rendimento del 90% che significa una perdita di 100W a pieno regime e 50W a mezza potenza. D'altra parte, un circuito lineare con rendimento ideale al 50% consente di avere una potenza di 500W sul carico e, allo stesso tempo, 500W di potenza persa. Questo chiaramente richiede un sistema di raffreddamento consistente con una perdita imminente di potenza in calore. Da qui il vantaggio del pilotaggio PWM.

### 3 PWM: il funzionamento

Se il blocco di controllo di figura 8 viene ottimizzato per produrre tensioni di uscita su un range piuttosto ampio anziché un singolo livello, lo stadio di alimentazione diventa un amplificatore. Il circuito utilizzato per il pilotaggio PWM è il ponte-H riportato in figura 9.

Il ponte-H, composto essenzialmente da quattro transistor ad effetto di campo (FET), consente di ottenere una corrente bipolare anche utilizzando una alimentazione single-ended. Questo implica che i terminali del carico vengono pilotati con-

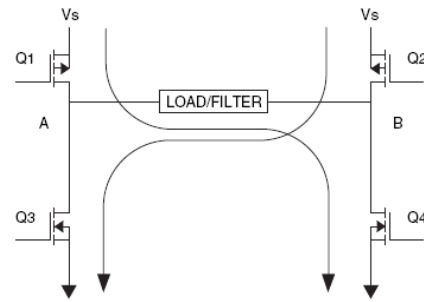


Figura 9: Schema base del ponte-H

temporaneamente e il pilotaggio nullo si ottiene con un duty cycle al 50%. La figura 10 mostra le tensioni di uscita del ramo A e del ramo B in funzione del duty cycle.

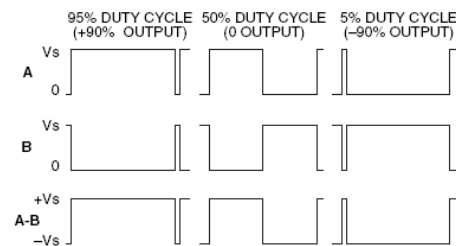


Figura 10: Pilotaggio PWM

### 4 Ponte-H: le basi

Il ponte-H è composto da quattro switch (transistor) che lavorano in coppia su una singola barra di alimentazione, fornendo così una corrente bipolare. Q1 e Q4 conducono durante una porzione del ciclo, mentre Q2 e Q3 conducono durante la parte restante del ciclo stesso.

La figura 11 mostra lo schema generico di un amplificatore PWM. Gli amplificatori PWM in genere sono corredati da un sistema di rilevamento e controllo della temperatura. L'attivazione del

sistema di protezione termico porta tutti gli switch del ponte-H a non condurre, onde evitare danneggiamenti al sistema di pilotaggio, nonché al carico.

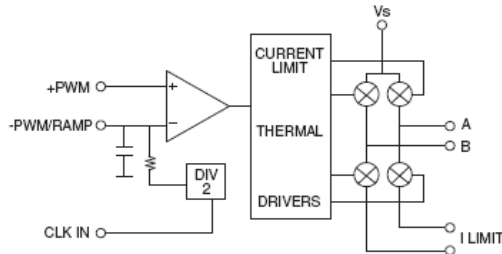


Figura 11: Schema generale del PWM

Oltre alla protezione termica sono presenti due limitatori di corrente. Il primo si attiva solo quando l'uscita è direttamente cortocircuitata verso massa. Il tempo di risposta è variabile e si basa sull'ampiezza della corrente che scorre nella barra positiva di alimentazione ( $+V_s$ ). Con una corrente di cortocircuito di circa 1.5 volte la corrente di uscita durante il funzionamento nominale, l'attivazione della protezione richiede molti periodi della frequenza di switching. Man mano che la corrente di cortocircuito aumenta, il tempo di risposta diminuisce. Una volta rilevato il funzionamento anomalo, l'amplificatore rimarrà in una condizione di OFF fino a quando non si resetta l'alimentazione principale o fino a quando non viene inviato un impulso sul pin shutdown.

Il secondo limitatore di corrente è programmabile e si attiva in seguito ad un malfunzionamento del carico o un cortocircuito verso l'alimentazione principale. Una resistenza esterna sente la corrente che scorre tra la massa e gli switch della parte bassa del ponte-H. La corrente provoca una caduta di tensione sulla re-

sistenza che viene riportata sul pin relativo al limitatore di corrente. Quando questa tensione supera una certa soglia, tutti i transistor del ponte-H vengono disabilitati per tutta la durata del ciclo di switching. Poiché la rivelazione di tensione implica un contenuto considerevole di componenti frequenziali spurie, l'amplificatore PWM include uno stadio di filtraggio interno. In alcuni modelli, il controllo di corrente può essere utilizzato per spegnere l'amplificatore attraverso livelli logici di tensione.

In molte circostanze, tutta la corrente di carico scorre attraverso la resistenza di sensing, verso massa. Questo implica che la scelta della resistenza dovrebbe essere fatta tenendo presente la corrente massima di carico che scorre in essa.

## 5 La chiusura della retroazione

Nelle applicazioni ad anello chiuso, la differenza tra il segnale di comando e il segnale di retroazione viene effettuata mediante un'amplificazione dell'errore<sup>2</sup>. In base al valore dell'errore verrà generato il segnale di uscita con opportuno duty cycle. Il compito principale dell'amplificatore d'errore è quello di rispondere alle variazioni del segnale di ingresso. Oltre a questo, consente anche di compensare altri parametri presenti nell'anello di reazione. Variazioni sulla tensione di alimentazione richiedono adattamenti dell'ingresso al fine di mantenere la stabilità in uscita. La resistenza di ON del ponte-H, la resistenza dell'induttore di filtro e le variazioni in temperatura della

<sup>2</sup>Si faccia riferimento all'articolo sulla retroazione - <http://www.mmetft.it>

resistenza di carico, vengono compensati dall'amplificatore d'errore.

La chiusura di un anello di reazione in un amplificatore PWM non è banale. Il circuito PWM converte il segnale di errore in un segnale di uscita con duty cycle variabile che include anche i valori estremi (0% e 100%). Tra ogni inversione di polarità viene inserito un certo intervallo di tempo durante il quale tutti gli switch del ponte-H vengono disabilitati. Questo evita che durante l'inversione di polarità i quattro transistor si trovino a condurre contemporaneamente portando alla generazione di spike che potrebbero danneggiare sia l'amplificatore PWM che l'alimentatore principale.

## 6 Principio di funzionamento

La progettazione di un amplificatore PWM si basa su un segnale di riferimento triangolare (rampa). Al fine di avere un buon segnale di riferimento, la rampa dovrebbe avere tempi di salita e di discesa uguali. Il metodo più immediato per generare tale segnale è quello di partire da un segnale ad onda quadra e, attraverso un divisore base 2, ottenere un segnale con duty cycle al 50%. Una rete RC (integratore) provvederà a convertire l'onda quadra ottenuta in un'onda triangolare con un errore di non-linearità pressoché trascurabile.

La generazione del segnale PWM avviene per confronto con il segnale triangolare di riferimento. Quando il segnale di ingresso è maggiore della tensione della rampa di riferimento, il ramo A del ponte-H si porta a  $V_s$ , mentre il ramo B si porta a GND. Viceversa, quando il segnale di ingresso è inferiore alla rampa, il ramo B si porta a  $V_s$ , mentre il ramo A

si porta a GND. La figura 13 mostra la generazione del segnale PWM.

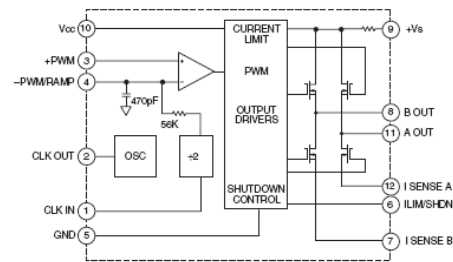


Figura 12: Blocco di controllo PWM

Se il segnale di ingresso è oltre il valore picco-picco della rampa di riferimento, non c'è switching in quanto il ramo A oppure il ramo B si trovano a  $V_s$  (0% o 100% del duty cycle). E' molto importante non avere due transistor sullo stesso ramo contemporaneamente accesi! Il pericolo viene evitato inserendo un tempo di inattività durante la transizione dal ramo A al ramo B (inversione di polarità). L'inserimento di questo lasso di tempo - morto porta ad una piccola inefficienza del sistema. L'inefficienza si riscontra in particolare in alcuni modelli di amplificatori con frequenza di switching variabile. Chiaramente l'efficienza diminuisce al crescere della frequenza di switching in quanto il tempo di inattività viene ad occupare una porzione di periodo sempre più grande.

La forma d'onda di uscita, durante il tempo di inattività, dipende in prima linea dall'impedenza di uscita. Durante questo lasso di tempo infatti, il flusso di corrente viene interrotto, e l'induttanza del carico e/o del filtro di uscita scaricherà l'energia immagazzinata al suo interno. Questo implica l'inserimento di diodi di ricircolo che consentano di far scorrere queste correnti inverse on-

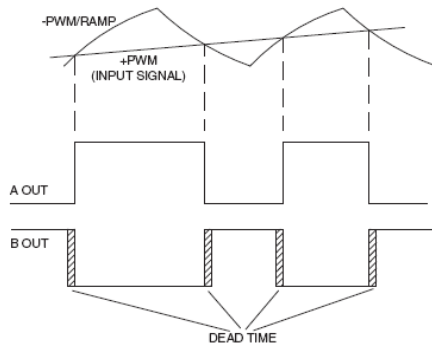


Figura 13: Forme d'onda del PWM

de evitare di danneggiare i transistor del ponte-H.

## 7 Considerazioni sulle frequenze in gioco

Nella progettazione di uno stadio PWM, la frequenza di switching rappresenta uno dei parametri critici di sistema. Come menzionato prima, la circuiteria interna provvederà a dividere tale frequenza per due, al fine di generare la rampa di riferimento. Alcuni amplificatori PWM includono dei pin di Clock IN e Clock OUT. Solitamente, questi pin sono connessi insieme al fine di permettere all'amplificatore di generare una frequenza di switching interna. E' comunque possibile utilizzare il pin CLK IN per inviare un segnale di clock esterno o per sincronizzare più amplificatori PWM con lo stesso segnale di clock. Questo può portare ad un miglioramento del disaccoppiamento magnetico tra i vari stadi di amplificazione. Un'ulteriore considerazione sulla frequenza deriva dall'accuratezza con la quale si genera il segnale analogico di uscita ovvero, quanti impulsi vengono utilizzati per realizzare un certo livello della tensione di uscita. Generalmente, la frequenza -

analogica è circa il 10% della frequenza di switching.

## 8 Considerazioni sul filtraggio/layout

La causa più comune del malfunzionamento dei circuiti PWM sono legate ad un cattivo by-pass di spurie e picchi sulle linee di alimentazione. Una regola di base consiste nell'utilizzare condensatori da  $10\mu F$  per ogni ampere della corrente di carico come by-pass per le basse frequenze. I condensatori dovrebbero essere montati il più vicino possibile all'amplificatore.

Il by-pass in alta frequenza rappresenta un punto critico. Le frequenze in gioco spaziano da 1MHz a 10Mhz circa e in questo range di frequenze molti condensatori commerciali presentano un comportamento induttivo. Una buona pratica è quella di utilizzare condensatori tipo X7R a basse perdite e di collegarli direttamente tra la barra di alimentazione e massa riducendo al minimo la lunghezza delle tracce verso i pin dell'amplificatore. La funzione dei condensatori di by-pass è quella di soddisfare la richiesta di corrente AC dell'amplificatore che risulta essere isolato dalle barre di alimentazione attraverso l'induttanza presentata dalle tracce di collegamento sul PCB (Printed Circuit Board). Il grado di isolamento aumenta in funzione dell'ampiezza della corrente, della frequenza e della lunghezza dei collegamenti. Quando l'isolamento impedisce alla corrente di fluire dalle barre di alimentazione, il flusso viene deviato sulle capacità di by-pass.

Gli amplificatori PWM che pilotano carichi resistivi senza filtraggio non sono in grado di modulare la tensione di

uscita in quanto sono solo in grado di invertire la polarità degli switch. I carichi con una piccola quantità di induttanza portano alla generazione di picchi di corrente molto alti. Una volta stabiliti i valori picco-picco della corrente di ripple, è possibile stabilire il valore minimo dell'induttanza complessiva attraverso la seguente relazione:

$$L = \frac{V_s}{2 \cdot F \cdot I} \quad (3)$$

dove  $V_s$  è la tensione di alimentazione ed  $F$  la frequenza di switching.

## 9 Considerazioni sulla potenza dissipata

Gli amplificatori PWM condividono gli stessi principi termici degli amplificatori lineari:

- La corrente di riposo e la tensione di alimentazione stabiliscono la potenza a riposo
- il pilotaggio del carico comporta un surriscaldamento aggiuntivo
- Il sistema di raffreddamento deve essere in grado di dissipare il calore prodotto nei due punti precedenti
- il range di temperatura del case non deve essere superato
- la potenza assorbita dal carico fa aumentare la temperatura di giunzione dei transistor di potenza
- è necessario non oltrepassare i limiti massimi della temperatura di giunzione
- basse temperature aumentano l'affidabilità

In realtà, esistono delle differenze rispetto agli amplificatori lineari. In prima linea, la potenza in un amplificatore PWM dovuta al pilotaggio, può essere calcolata senza conoscere la tensione di uscita o la tensione di alimentazione. L'efficienza dell'amplificatore decresce all'aumentare della temperatura di giunzione. Questo significa che il raffreddamento dell'amplificatore PWM è più che un problema di affidabilità. Il dimensionamento termico ha quindi un effetto del primo ordine sulle prestazioni dell'amplificatore.

Il calcolo della potenza dovuta al pilotaggio di un carico dipende dalla corrente di uscita e dalla resistenza totale degli switch in conduzione (la resistenza delle interconnessioni è trascurabile). Poiché la resistenza dei FET in conduzione è funzione della temperatura, la scelta della massima temperatura di giunzione deve essere consistente con le specifiche del progetto. Fatto ciò, è possibile conoscere la resistenza di conduzione dei FET alla massima temperatura di giunzione. La potenza prodotta sarà quindi  $R \cdot I^2$ .

Sommando tale potenza alla potenza di riposo, si ottiene la potenza totale che andrà ad impattare sul dissipatore di calore. Moltiplicando la potenza dissipata in ogni singolo FET per la resistenza termica e aggiungendo il valore ottenuto alla temperatura massima del case, si deve verificare che il risultato ottenuto sia inferiore alla temperatura massima di giunzione.

## 10 Un esempio pratico

Nella figura 14 viene riportato un circuito per la generazione di segnali PWM. Andiamo ad analizzare il circuito suddivi-

dendolo in blocchi più semplici, partendo dall'OPA U1A (figura 15).

Il partitore di tensione in ingresso consente di ottenere una tensione pari a  $V_{cc}/2$  sul piedino invertente ovvero, la tensione di riferimento. La corrente nella resistenza  $R_{opa1}$  è data da:

$$I_{opa} = \frac{V_{ref} - V_{in}}{R_{opa1}} \quad (4)$$

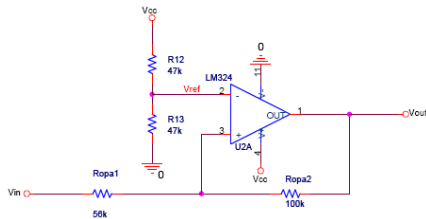


Figura 15: Circuito PWM

Tale corrente scorre anche nella resistenza  $R_{opa2}$  per cui la tensione di uscita è data da:

$$V_{out} = R_{opa2}I_{opa} + V_{ref} \quad (5)$$

Sostituendo la 10, si ottiene la tensione di uscita:

$$V_{out} = \left( \frac{R_{opa2}}{R_{opa1}} + 1 \right) V_{ref} - \left( \frac{R_{opa2}}{R_{opa1}} \right) V_{in} \quad (6)$$

In definitiva il primo stadio non fa altro che confrontare la tensione  $V_{in}$  con la tensione di riferimento e fornire una tensione decrescente nel caso in cui  $V_{in} > V_{ref}$ , viceversa nel caso in cui  $V_{in} < V_{ref}$ . Evidentemente, quando il termine negativo della 10 diventa maggiore del termine positivo, la tensione in uscita inverte la pendenza. Andiamo ad analizzare ora il blocco integratore riportato in figura 16.

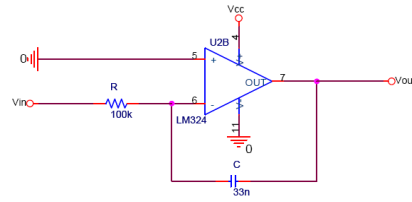


Figura 16: Circuito integratore

In questo caso si ottiene che la tensione in uscita all'integratore vale:

$$V_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}(t) dt \quad (7)$$

che nel dominio di Laplace diventa:

$$V_{out}(s) = -\frac{1}{sRC} sV_{in}(s) \quad (8)$$

La tensione di uscita è quindi una rampa con costante di tempo  $\tau = RC$ . L'ultimo blocco non è altro che un comparatore che esegue il confronto tra un segnale fissato da un trimmer resistivo e la tensione stabilita dall'integratore (rampa). La figura 17 mostra la tensione di uscita prima del comparatore finale.

Dalla figura 14 si nota come la tensione di riferimento viene riportata sia sull'operazionale U1A che sull'operazionale U1B. Questo permette di avere uno sweep dell'uscita a dente di sega su entrambi i fronti di salita e discesa, centrata intorno alla  $V_{ref}$ .

La tensione così ottenuta viene riportata all'ingresso del comparatore e confrontata con la tensione continua fissata attraverso il trimmer R8 (nell'esempio, tale valore -  $V_r$  - è fissato a 6V). In uscita al comparatore avremo quindi una tensione positiva ( $V_{cc}$ ), se il livello di tensione della rampa supera il valore di  $V_r$ , ground nel caso contrario. La figura 18 mostra la

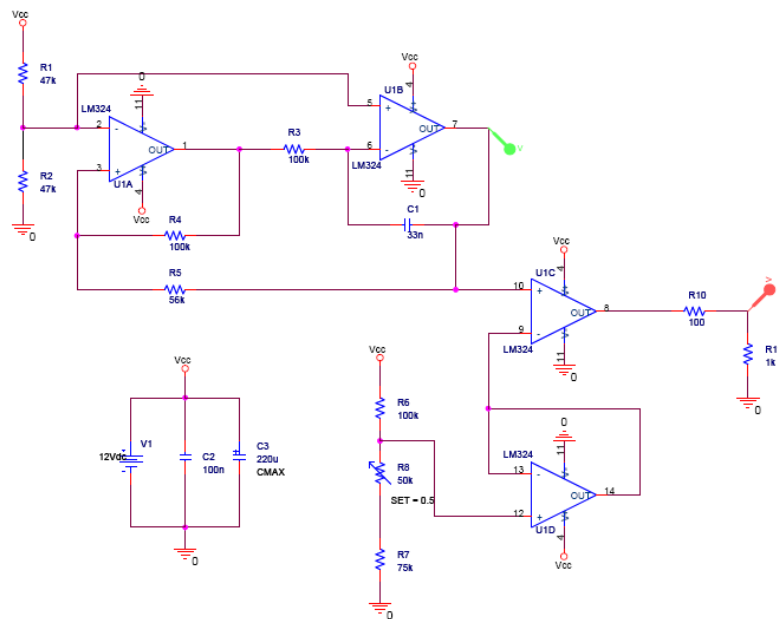


Figura 14: Circuito PWM

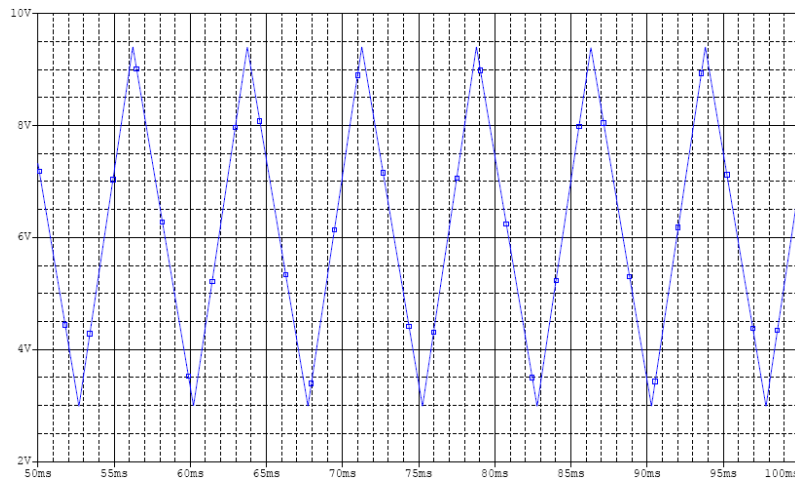


Figura 17: Uscita a dente di sega

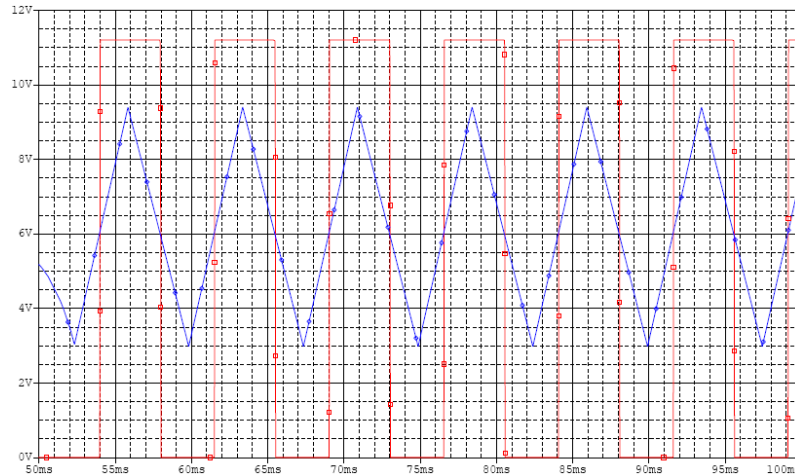


Figura 18: Segnale PWM di uscita

tensione all'uscita del comparatore U1C ovvero, il segnale PWM con R8 settato al 50% del suo valore nominale.

In questo caso la variazione dell'ampiezza degli impulsi e quindi la modulazione d'ampiezza, avviene variando il trimmer R8 ovvero, la tensione di riferimento  $V_r$ . L'uscita può essere poi collegata ad un transistor di potenza che permetta di pilotare il carico con correnti di assorbimento sostenute.

## 11 Un circuito pratico

In questa sezione tratterò la costruzione di un circuito di controllo per due motori DC basato sull'integrato L298 della ST Microelectronics. La figura 19 mostra la struttura interna dell'IC L298 dove si può notare la presenza di due circuiti a ponte-H con relativa logica di controllo. Ogni ramo del ponte-H ha una propria linea di controllo (In1, In2 per il primo ponte-H e In3, In4 per il secondo). Inoltre sono disponibili due ingressi per l'abilitazione e lo spegnimento dei ponti-H

(EnA, EnB). La tabella 2 mostra le possibili configurazioni dei segnali di controllo del chip L298. Come si può notare il segnale PWM viene applicato sui segnali di enable, mentre la direzione di marcia viene controllata attraverso le linee di ingresso (In1, In2 per il motore A e In3, In4 per il motore B). E' evidente che le coppie dei segnali di ingresso sono controllate in opposizione di fase. Questo consente di pilotare gli switch del ponte-H in modo tale da fornire i percorsi esatti alla corrente che scorre nei motori. La figura 20 mostra lo schema completo del circuito di controllo con l'aggiunta di alcuni componenti esterni. I due transistor BC337 servono ad avere i segnali di ingresso in opposizione di fase. Infatti, quando In1 è al livello logico alto, il transistor essendo polarizzato porta il segnale In2 al livello logico basso e viceversa. I diodi presenti sulle linee di uscita servono a smorzare i picchi di corrente che si creano sugli avvolgimenti del motore al fine di evitare di danneggiare i transistor FET del ponte-H. Il jumper 2 serve a stabilire se i moto-



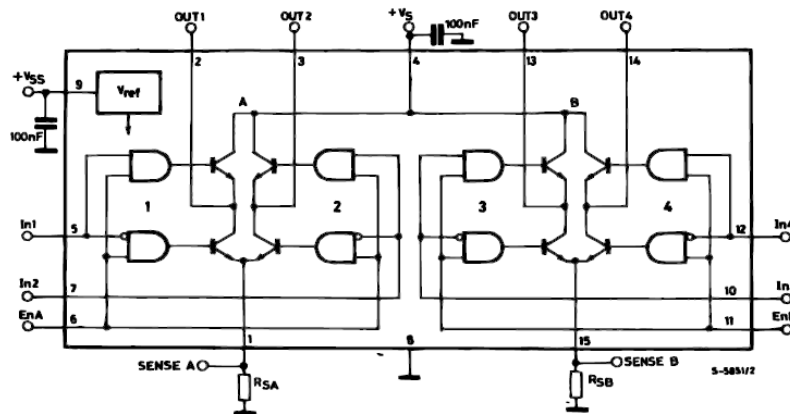


Figura 19: Struttura interna L298

In1	In2	EnA	Motore A	In3	In4	EnB	Motore B
H	L	PWM	avanti	L	H	PWM	indietro
L	H	PWM	indietro	H	L	PWM	avanti

Tabella 2: Controllo L298

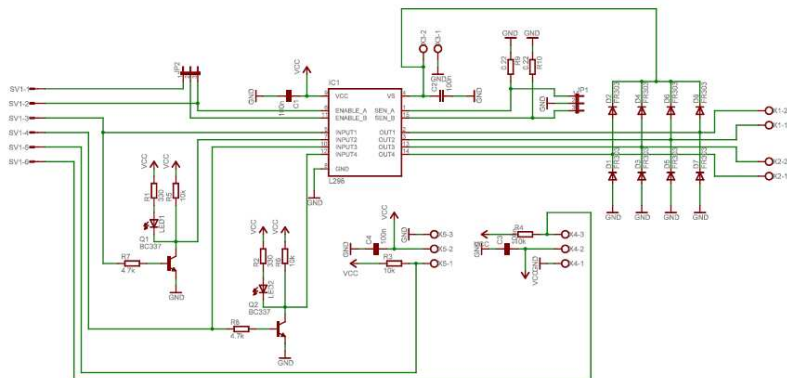


Figura 20: Schema del circuito di controllo

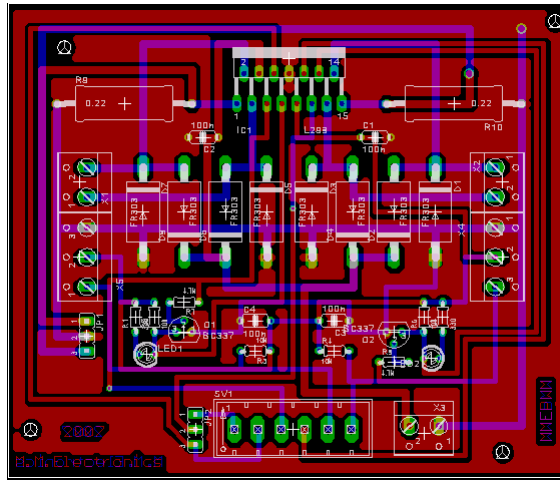


Figura 21: PCB della scheda di controllo

ri vengono controllati indipendentemente (nessuna chiusura sul jumper), insieme attraverso la linea SV1.1 (jumper chiuso su 1,2) o attraverso la linea SV1.2 (jumper chiuso su 2,3). Qui di seguito viene riportata la lista componenti con relativa indicazione dei segnali di ingresso/uscita.

C1=100n

C2=100n

C3=100n

C4=100n

D1=FR303

D2=FR303

D3=FR303

D4=FR303

D5=FR303

D6=FR303

D7=FR303

D8=FR303

IC1=L298

JP1=jumper lettura tensioni monitoraggio corrente assorbita

JP2=jumper selezione modalità controllo indipendente motori

LED1=LED3MM

LED2=LED3MM

Q1=BC337

Q2=BC337

R1 = 330 $\Omega$

R2 = 330 $\Omega$

R3 = 10K $\Omega$

R4 = 10K $\Omega$

R5 = 10K $\Omega$

R6 = 10K $\Omega$

R7 = 4.7K $\Omega$

R8 = 4.7K $\Omega$

R9 = 0.22 $\Omega$

R10 = 0.22 $\Omega$

SV1=connettore 6 poli:

SV1.1:EnA (segnale PWM)

SV1.2:EnB (segnale PWM)

SV1.3:direzione marcia motore A

SV1.4:direzione marcia motore B

SV1.5:lettura encoder A

SV1.6:lettura encoder B

X1:

X1.1:uscita 1 motore A

X1.2:uscita 2 motore A

X2:

X2.1:uscita 1 motore B

X2.2:uscita 2 motore B

X3:

X3\_1:GND motori

X3\_2:alimentazione motori

X4:

X4\_1:GND encoder

X4\_2:VCC encoder/alimentazione logica  
5V

X4\_3:DATA encoder

X5:

X5\_3:GND encoder

X5\_2:VCC encoder/alimentazione logica  
5V

X5\_1:DATA encoder

La figura 21 mostra il circuito stampato della scheda di controllo a due canali. Il file relativo allo schematico e al PCB sono reperibili nella sezione "Elettronica" del sito "<http://www.mmetft.it>".

La figura 22 infine, mostra la scheda complessiva dopo il montaggio. Le resistenze di sensing non sono state montate in quanto non ho previsto un controllo della corrente assorbita nella mia applicazione. Le resistenze, in questo caso, vengono sostituite da due spezzoni di filo conduttore al fine di permettere la continuità del circuito.

```

STATUS EQU 0X03
CCP1CON EQU 0X17
PORT_A EQU 0X05
PORT_B EQU 0X06
PORT_C EQU 0X07
PORT_D EQU 0X08
PORT_E EQU 0X09
TRIS_A EQU 0X85
TRIS_B EQU 0X86
TRIS_C EQU 0X87
TRIS_D EQU 0X88
TRIS_E EQU 0X89
INTCON EQU 0X0B
PIR2 EQU 0X0D
TMR2 EQU 0X11
T2CON EQU 0X12
CCPR1L EQU 0X15
CCPR1H EQU 0X16
PR2 EQU 0X92

```

Figura 23: Definizione registri

## 12 La programmazione del PIC

L'ultimo passo consiste nella programmazione del modulo PWM presente nei microcontrollori della Microchip. Il PIC preso in considerazione è il PIC16F877A che possiede un numero linee di I/O sufficiente a coprire svariate applicazioni, anche complesse. La prima parte di codice riguarda l'assegnazione dei registri di configurazione (figura 23).

La figura 24 mostra la piedinatura del PIC in questione e come si può vedere, il modulo PWM utilizza la linea 2 della porta C. Tale linea deve essere quindi configurata come linea di uscita.

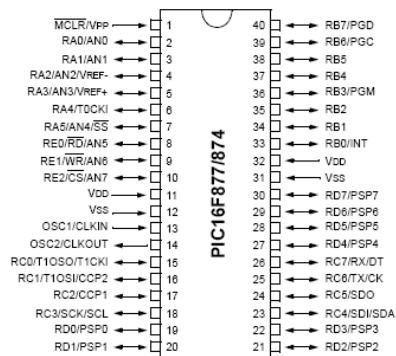


Figura 24: Piedinatura del PIC16F877A

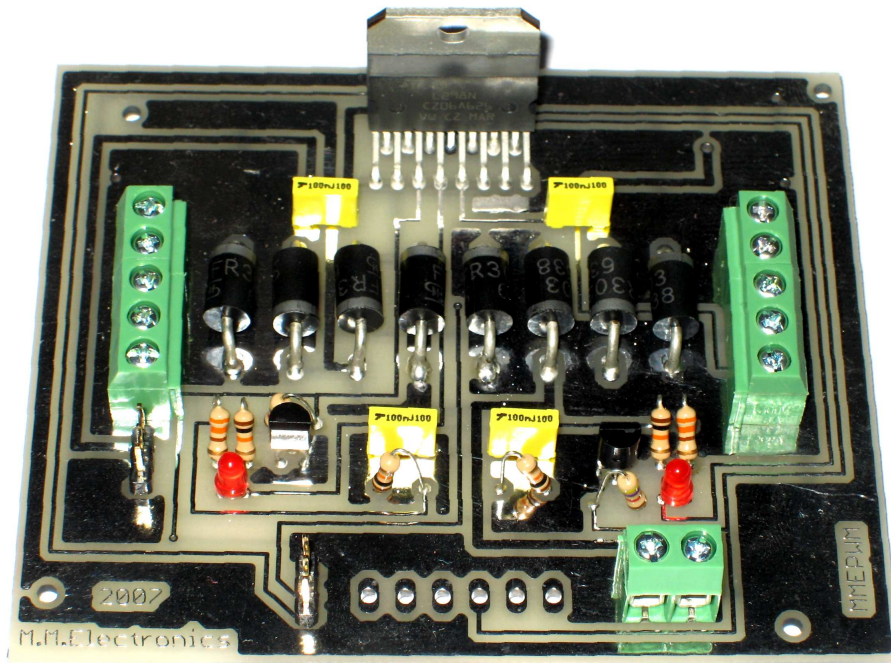


Figura 22: Montaggio finale della scheda

```

Init   ORG 0x008
       Bcf INTCON,7      ;Disabilita interrupt
       Bsf STATUS,5     ;Passa al banco registri 1
       Clrf TRIS_A      ;Porte configurate come uscite
       Clrf TRIS_B
       Clrf TRIS_C
       Clrf TRIS_D
       Clrf TRIS_E
       Bcf STATUS,5     ;Passa al banco registri 0
       Movlw 0x3C       ;Bit meno significativi duty cycle "11"
       Movwf CCP1CON    ;Utilizza modulo CCP1 in modalit  PWM
       Movlw 0x04
       Movwf T2CON      ;Imposta prescaler TMR2 (1:1) - TMR2 on (T2CON,2)
       Clrf CCPR1L      ;Duty cycle 0%
       Bsf STATUS,5     ;Passa al banco registri 1
       Movlw 0xFF
       Movwf PR2        ;Impostazione periodo PWM
                       ;Risoluzione 10 bit - frequenza switching=19.53KHz
       Bcf STATUS,5     ;Passa al banco registri 0

```

Figura 25: Inizializzazione registri

Il codice riportato in figura 25 rappresenta l'inizializzazione del modulo PWM e dei registri relativi alla configurazione delle linee di I/O.

Il periodo del segnale switching generato è dato dalla seguente formula:

$$T_{PWM} = [(PR2)+1] \cdot 4 \cdot T_{OSC} \cdot (TMR2_{pres}) \quad (9)$$

Il valore del prescaler relativo al timer 2 viene settato attraverso i due bit meno significativi (T2CKPS1, T2CKPS0) del registro T2CON riportato nella figura 26. Dal codice si nota che il registro viene settato al valore 0x04 esadecimale (0000100 binario) che corrisponde ad una configurazione del prescaler 1:1, mentre il settaggio del bit 2 (TMR2ON) permette l'accensione del timer stesso. Il registro PR2 viene settato al valore 0xFF esadecimale (255 decimale). Con questi valori, supponendo una frequenza di oscillazione pari a 20MHz, il valore del periodo del segnale PWM è dato da:

$$T_{PWM} = 256 \cdot 4 \cdot 5 \cdot 10^{-8} = 5.12 \cdot 10^{-5} \quad (10)$$

La frequenza di switching è quindi pari

T2CON: TIMER2 CONTROL REGISTER (ADDRESS 12h)							
U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—	TOUTPS3	TOUTPS2	TOUTPS1	TOUTPS0	TMR2ON	T2CKPS1	T2CKPS0
bit 7							bit 0

Figura 26: Registro T2CON

all'inverso del periodo ovvero, 19.53KHz. La risoluzione massima è fissata a 10 bit attraverso gli 8 bit del registro CCP1L e i bit 4 e 5 del registro CCP1CON che vengono settati sempre a "1" logico. Il duty cycle del segnale PWM viene calcolato mediante la seguente relazione:

$$PWM_{dc} = (CCP1L : CCP1CON(5,4) \cdot T_{OSC} \cdot (TMR2_{pres})) \quad (11)$$

Il codice riportato in figura 27 consente di incrementare il duty cycle partendo da un valore minimo fino al valore massimo per poi riscendere al valore minimo ciclicamente. La trattazione qui presentata

```

Main      ORG 0x020
          ;Impostazione duty cycle CCP1L+CCP1CON(5,4)
          ;CCP1CON(5,4)="11"
CCP_Inc   Incfsz CCP1L,1 ;Incrementa registro CCP1L
          Goto CCP_Inc
CCP_Dec   Decfsz CCP1L,1 ;Decrementa registro CCP1L
          Goto CCP_Dec
          Goto CCP_Inc

```

Figura 27: Pilotaggio PWM - duty cycle

riguarda il controllo di un solo modulo PWM e quindi il controllo di un solo motore. L'utilizzo del secondo modulo consiste semplicemente nella definizione dei registri ad esso collegati. Le considerazioni fatte per il primo modulo sono valide anche per il secondo modulo PWM. Volendo aggiungere la possibilità di cambiare il verso di rotazione, è possibile utilizzare una linea di I/O aggiuntiva che imponi il livello logico voluto sulle linee di ingresso della scheda di controllo (In1, In2 oppure In3, In4). La figura 28 mostra il collegamento del PIC alla scheda di potenza dove per il controllo del verso di rotazione, per esempio, si utilizza la linea 5 della porta B.

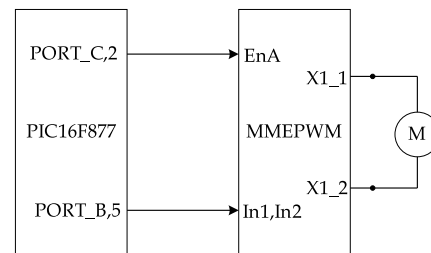


Figura 28: Collegamento PIC / MMEPWM

## Riferimenti bibliografici

- [1] Michele Marino, *‘Introduzione alla retroazione’*, <http://www.mnetft.it> (sezione elettronica).
- [2] APEX MicroTechnology, *‘Pulse Width Modulation Amplifier’*, Application Note 30.
- [3] Microchip, *‘PIC16F87X Datasheet’*, Microchip Arizona.
- [4] Bimal Bose, *‘Power Electronics and Motor Drivers’*, 2006, Elsevier Inc.