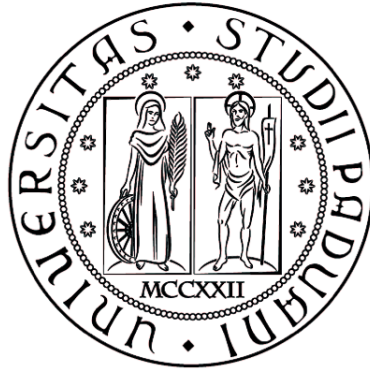


UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA  
FACOLTA' DI INGEGNERIA



Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale

**CONTROLLO INNOVATIVO DI AZIONAMENTO  
BRUSHLESS DC PER TRAZIONE**

Relatore: Ch.mo Prof. Giuseppe Buja  
*Dipartimento di Ingegneria Elettrica*

Laureando: Nicola Ganeo

ANNO ACCADEMICO 2011/2012



## Sommario

<b>1. Introduzione .....</b>	<b>5</b>
<b>2. Motori brushless dc.....</b>	<b>7</b>
2.1 Principio di funzionamento del motore brushless dc .....	10
2.2 Modello equivalente del motore brushless dc.....	21
<b>3. Digital Signal Processor.....</b>	<b>25</b>
3.1 Introduzione.....	25
3.2 Caratteristiche del DSP .....	26
3.3 Architettura .....	31
3.4 Tecniche di ottimizzazione interne ai DSP .....	33
3.5 DSC Texas TMS320F28335 .....	37
<b>4. Studio del motore brushless dc .....</b>	<b>45</b>
4.1 Motore brushless dc controllato in tensione.....	49
4.2 Limiti ad elevata velocità .....	55
<b>5. Controllo di corrente .....</b>	<b>57</b>
5.1 Realizzazione circuito per il controllo di corrente .....	61
5.2 Realizzazione del programma per il controllo di corrente .....	65
<b>6. Motore brushless dc controllato in corrente con profilo sinusoidale.....</b>	<b>77</b>
6.1 Stima della velocità .....	78
6.2 Stima della posizione.....	80
6.3 Generazione dei tre riferimenti di corrente .....	85
6.4 Funzione isteresi per il cambio di controllo .....	89
6.5 Controllo di corrente secondo il riferimento dq .....	92
6.6 Compensazione della forza controelettrica.....	105
<b>7. Prove sperimentali .....</b>	<b>111</b>
<b>Conclusioni .....</b>	<b>125</b>
<b>Ringraziamenti .....</b>	<b>127</b>
<b>Bibliografia&amp;Sitografia .....</b>	<b>129</b>
<b>APPENDICE A: Accenni sulla teoria dei fasori spaziali.....</b>	<b>131</b>
<b>APPENDICE B: Misura di induttanza del motore.....</b>	<b>139</b>



# 1. Introduzione

La tesi si propone di studiare un metodo innovativo di controllo di un azionamento brushless dc per migliorare il comportamento dello stesso, in particolare a velocità prossime alla velocità base. In prossimità di questa velocità infatti ci si avvicina al limite di tensione dell'azionamento in quanto la forza controlettromotrice è prossima alla massima tensione di fase applicabile al motore. La corrente non riesce più a seguire il suo profilo ideale, richiesto per un corretto funzionamento, e questo causa un degrado della coppia fornita dal motore. Questa tesi si occuperà di studiare questa particolare problematica e di implementare un nuovo approccio al controllo di corrente dell'azionamento per cercare di risolvere questo tipo di limite.

Dapprima ci si è soffermati sul funzionamento del motore brushless dc; motore che presenta una struttura semplice, un'elevata densità di potenza e un elevato rendimento. Per queste particolari qualità è tra i migliori candidati per applicazioni nella trazione elettrica di veicoli a bassa/media potenza.

Il motore usato per questo studio è controllato in corrente in via digitale impiegando il DSC TMS320F28335 della Texas Instrument. Questo microcontrollore è particolarmente adatto per applicazioni in campo automotive perché presenta molte periferiche utili per questo tipo di applicazione e una potenza di calcolo elevata in quanto al suo interno è presente una unità logico-aritmetica di tipo floating point, che gli consente di svolgere in modo efficiente funzioni di elaborazione numerica dei segnali tipiche dei DSP.

Parte del lavoro quindi si è focalizzato sullo studio del controllo di corrente già implementato nell'azionamento, con particolare attenzione all'ambiente di sviluppo Code Composer Studio attraverso il quale avviene la programmazione del DSP. Partendo dal software di controllo presente sono state apportate delle modifiche in modo da applicare il sistema innovativo pensato per la risoluzione dei limiti dell'azionamento alle alte velocità.

Questo lavoro di tesi si è concluso con alcune prove sperimentali, sul banco prova, del controllo realizzato. Attraverso il controllo di corrente è stato possibile anche misurare l'induttanza del motore per varie configurazioni di connessioni tra le fasi permettendo anche di studiare le relazioni tra di esse.



## 2. MOTORI BRUSHLESS DC

Il motore sincrono a magneti permanenti e commutazione elettronica, brevemente definito “brushless” (senza spazzole), è costituito da uno statore che alloggia l’avvolgimento trifase, normalmente connesso a stella, e da un rotore dotato di magneti permanenti applicati alla sua periferia esterna. Indotto e induttore sono quindi invertiti, come posizione, rispetto al motore c.c. e la commutazione delle fasi, anziché dal collettore, è comandata elettronicamente da un “convertitore di potenza” in funzione della posizione angolare del rotore rilevata da uno specifico trasduttore.

I sostanziali vantaggi del brushless rispetto al motore in corrente continua sono:

- assenza di manutenzione delle spazzole e del collettore di commutazione;
- elevato grado di protezione, con possibile funzionamento in ambienti polverosi o esplosivi;
- momento d’inerzia sensibilmente inferiore: infatti, i magneti permanenti vengono allocati sulla superficie esterna del rotore cercando di svuotarne l’interno al fine di ridurne l’inerzia;
- velocità più alte;
- minore limitazione di coppia alle alte velocità per effetto del commutatore: non è necessario infatti limitare la corrente alle alte velocità.

Il motore brushless può essere comandato con onda quadra (brushless dc motor) o con onda sinusoidale (brushless ac synchronous motor), a seconda della forma d’onda di:

- corrente, imposta dal convertitore;
- f.c.e.m. (forza contro elettro motrice) di fase, dipendente dalla disposizione degli avvolgimenti statorici e dalla disposizione/forma dei magneti rotorici.

Tale macchina elettrica necessita di essere comandata con una forma d’onda di corrente differente a seconda che si tratti di un motore brushless ac o dc. Mentre in quest’ultimo il controllo del convertitore di potenza deve essere progettato in modo che in ogni fase venga imposta una corrente ad onda quadra, un motore brushless a.c. richiede che in ogni fase gli venga imposta una corrente di tipo sinusoidale.

Per quanto riguarda la f.c.e.m., in un motore brushless dc, essa presenta una forma d’onda di tipo trapezoidale. Per ottenere tale andamento della f.c.e.m. a vuoto i magneti dei motori brushless d.c. dovrebbero realizzare una distribuzione di induzione al traferro il più possibile ad onda quadra, per cui ciascun magnete permanente disposto sulla superficie del rotore dovrebbe ricoprire un passo polare. In realtà i magneti hanno una estensione lungo la periferia del rotore che ricopre circa il 90% di esso. In direzione assiale invece, la loro estensione è pari alla lunghezza del pacco lamellare di statore. Dal punto di vista costruttivo si possono ottenere buoni risultati utilizzando strutture rotoriche con tegole magnetiche incurvate oppure con sbarrette magnetiche.

I magneti permanenti possono essere in ferrite o a terre rare e sono applicati sulla superficie esterna del rotore.

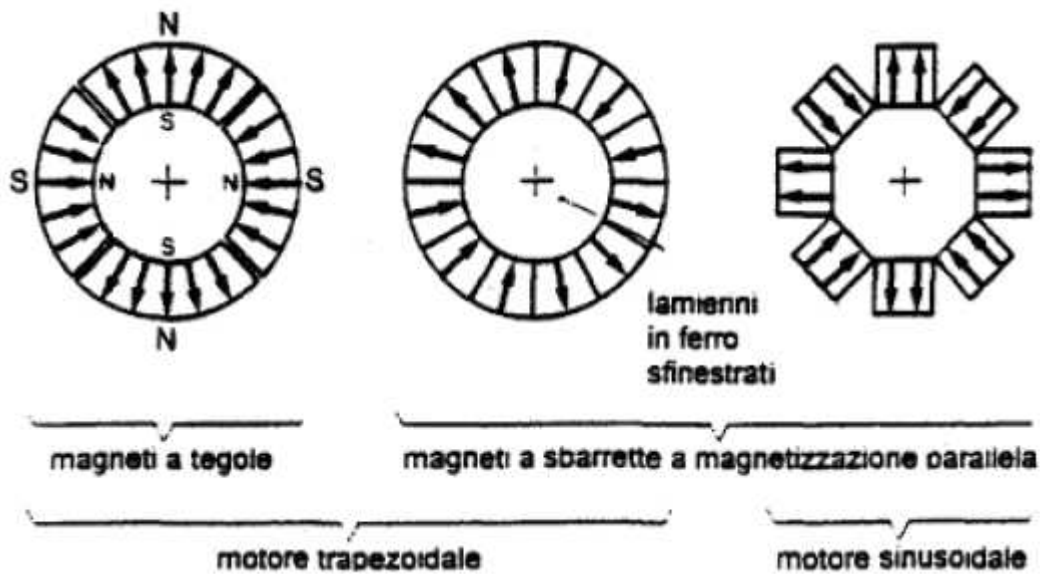


Figura 2.1: struttura dei magneti in macchine brushless

Per motori sinusoidali gli avvolgimenti sono distribuiti il più possibile sinusoidalmente, nonostante la presenza delle cave. Ciò comporta avvolgimenti a più strati ed a passo generalmente raccorciato (si tende a ridurre gli effetti della quinta e settima armonica). Per motori trapezoidali l'avvolgimento è più semplice: le spire sono diametrali, in ogni cava ci sono conduttori di una sola fase, si usano in generale due strati – per ragioni di simmetria – nelle richiusure frontali.

Il convertitore, che controlla coppia e velocità del motore, è contraddistinto da:

- configurazione di potenza indipendente dalle due tecniche citate;
- elettronica di controllo e trasduttore di posizione rotorica dipendente dalla specifica tecnica di controllo attuata;
- funzionamento reversibile (o bidirezionale), ossia capacità di erogare energia motrice ed assorbire energia frenante per entrambi i sensi di rotazione del motore.

Si riporta di seguito la struttura di un azionamento brushless:

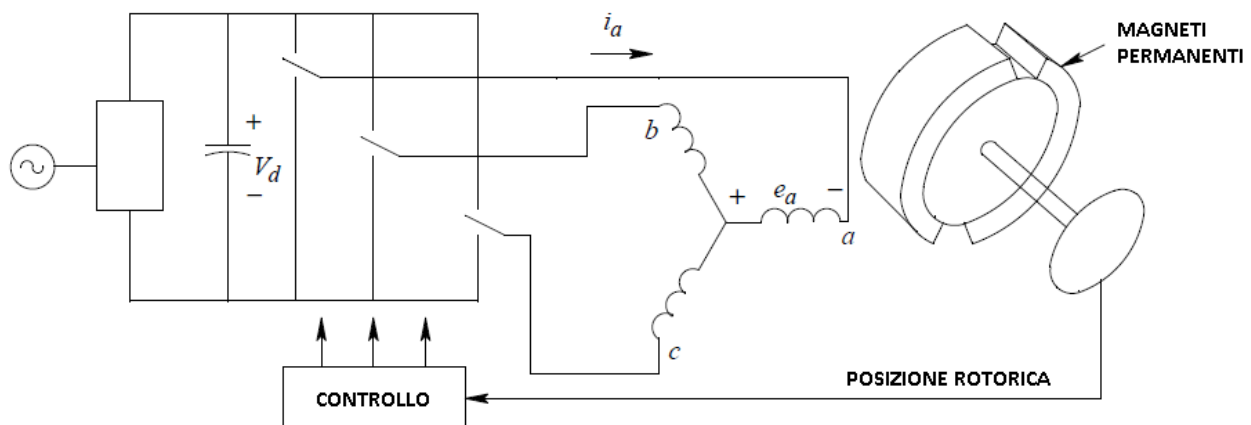


Figura 2.2: struttura di un azionamento brushless



I vari modi di funzionamento di un motore si possono graficamente riassumere su un sistema cartesiano dove sull'asse delle ascisse vi è la velocità angolare  $\omega$  e sull'asse delle ordinate la coppia  $C$ :

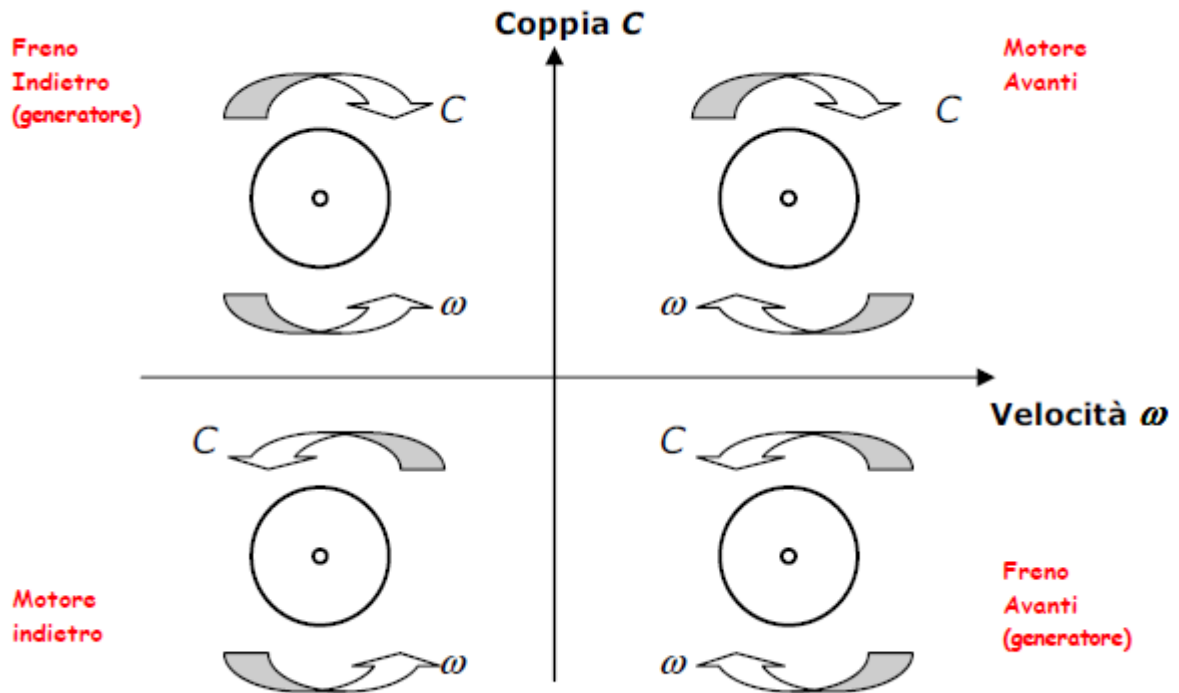


Figura 2.3: modi di funzionamento di una macchina elettrica rotante

## 2.1 Principio di funzionamento del motore brushless dc

In un motore in c.c. a spazzole l'avvolgimento rotorico (indotto) è alimentato dall'esterno attraverso le spazzole e le lamelle di collettore. La rotazione del rotore determina lo spostamento relativo delle spazzole sul collettore e la conseguente alimentazione delle spire opportune. Il collettore a lamelle insieme alle spazzole funge da commutatore automatico dell'alimentazione sugli avvolgimenti rotorici. Nel motore brushless il collettore viene sostituito da un commutatore elettronico controllato. Ciò rende possibile lo scambio delle posizioni tra rotore e statore, ovvero il campo viene ora generato da magneti permanenti posti sul rotore, mentre gli avvolgimenti sono realizzati sullo statore. Un'evoluzione ha portato alla realizzazione di questa macchina con tre avvolgimenti statorici posti a 120° meccanici.

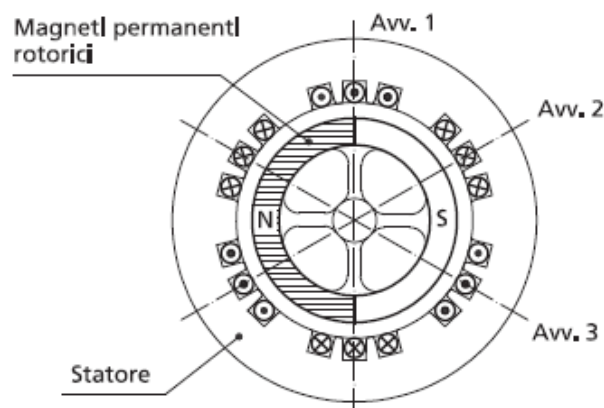


Figura 2.1.1: sezione del motore brushless d.c.

Il brushless trapezoidale ha una magnetizzazione del rotore tale che, una volta posto in rotazione, produce sugli avvolgimenti statorici una f.e.m indotta con caratteristico profilo trapezoidale. Tale sarà dunque il profilo della f.c.e.m.  $E$  durante l'esercizio della macchina. I tre avvolgimenti statorici, posti a 120° meccanici, vedranno  $E$  con i rispettivi ritardi temporali.

Alimentando il motore e pilotando opportunamente le correnti in modo che siano come nella *Figura 2.1.2* si nota come in ogni istante il prodotto  $E \cdot I$ , equivalente alla potenza meccanica e dunque legato alla coppia, è dovuto a due avvolgimenti per volta ed è costante. Dunque:

$$P = 2 \cdot E \cdot I \quad (2.1.1)$$

Il motore per funzionare ha bisogno di un circuito di comando che tenga conto della posizione angolare dell'albero, tramite alcuni sensori (effetto Hall), che vanno correttamente posizionati sullo statore.

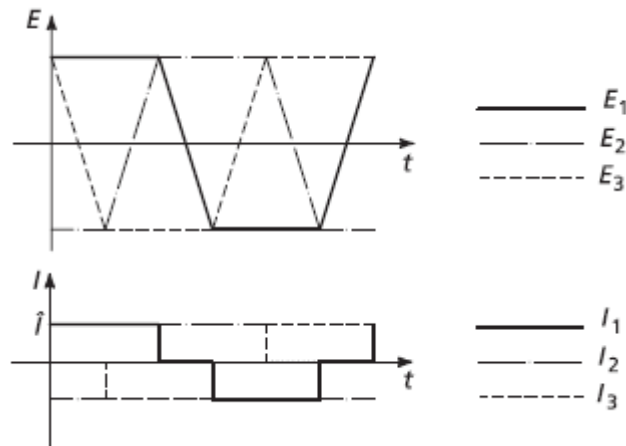


Figura 2.1.2: andamento delle correnti e delle f.c.e.m. nel motore brushless trapezoidale

Al fine di creare un campo magnetico di statore rotante e di generare la coppia massima, il convertitore di potenza alimenta due fasi alla volta che vengono determinate in base all'informazione di posizione fornita dai sensori. Per semplicità di trattazione si considera un motore a due poli dove si assume che la corrente sia positiva se entra nelle fasi del motore, come da usuale convenzione dell'utilizzatore.

La coppia è prodotta grazie all'interazione tra il campo magnetico prodotto dagli avvolgimenti statorici e il campo prodotto dai magneti permanenti. La coppia massima si ha quando i due campi sono a  $90^\circ$ . Per avere il movimento, il campo magnetico prodotto dagli avvolgimenti statorici deve shiftare di posizione man mano che il rotore ruota. Si presenteranno quindi sei stati differenti ogni  $60^\circ$  della posizione rotorica.

Vediamo di seguito il principio di funzionamento di un motore trapezoidale a due poli, evidenziando le modalità di creazione del moto rotorico in riferimento alle correnti di fase imposte dal pilotaggio dell'inverter. Denominiamo i tre avvolgimenti di fase con  $u, v, w$ .

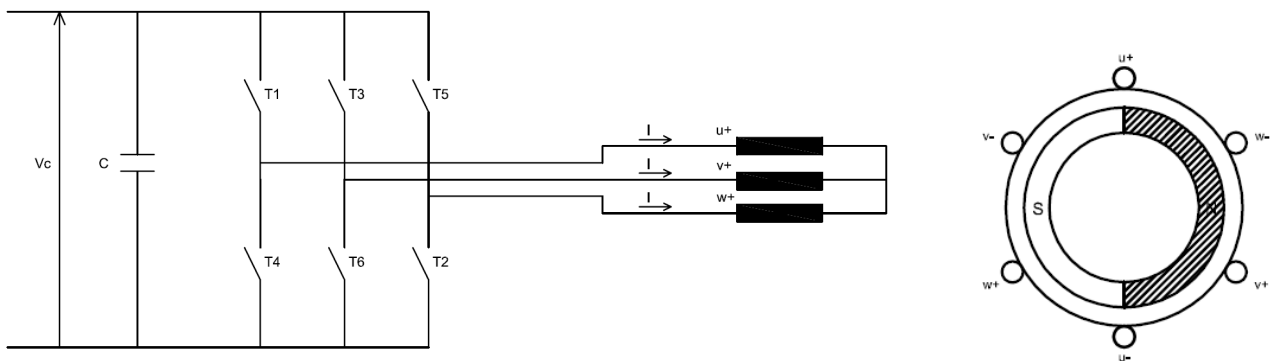


Figura 2.1.3: azionamento inverter-motore brushless d.c. e modello di un motore a 2 poli

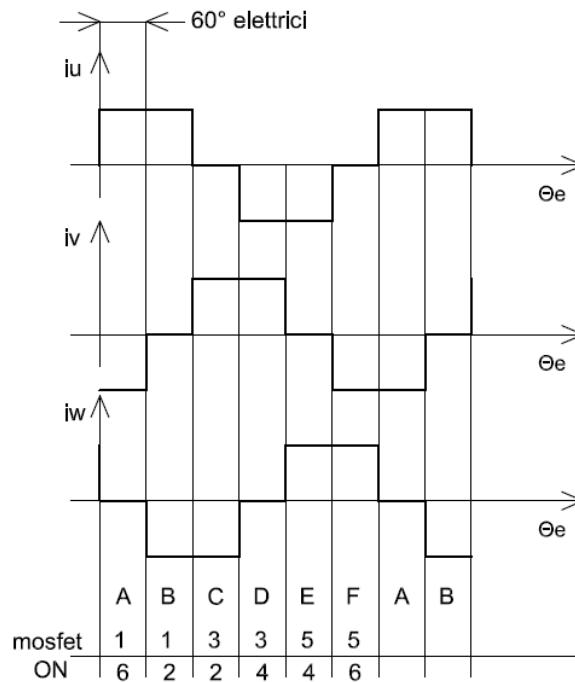


Figura 2.1.4: andamento delle correnti in un motore brushless d.c.

Notiamo che le correnti di fase sono in funzione degli angoli elettrici.

Definiamo con l'angolo meccanico  $\theta_m$ , che individua la posizione del rotore, l'angolo formato dal vettore del flusso del magnete (ovvero il vettore posizionato sull'asse di rotore passante per il centro del polo nord, che indica la direzione ove il flusso è massimo) con l'asse della fase  $u$  di statore. L'angolo elettrico  $\theta_e$  è legato alla posizione meccanica  $\theta_m$  dalla relazione  $\theta_e = p\theta_m$ , con  $p =$  numero di coppie polari. Intuitivamente se vi sono  $p$  coppie polari, le grandezze elettromagnetiche si ripetono  $p$  volte nel corso di una rotazione meccanica completa del rotore.

Nel caso in questione in cui vi sono 2 poli e quindi una sola coppia polare, angoli elettrici e angoli meccanici si considerano uguali.

Il periodo elettrico è diviso in 6 intervalli, ciascuno della durata di 60°; in ciascun intervallo vengono pilotati gli interruttori in modo che solamente due fasi alla volta vengano alimentate con una corrente continua. La *Figura 2.1.4* illustra la sequenza degli intervalli e l'andamento delle correnti in ognuno di essi.

Le correnti statoriche creano un campo magnetico individuato dai due poli fittizi  $N'$  ed  $S'$ , le cui linee di forza sono rappresentate dalle ellissi (regola della vite).  $N'$  attira  $S$  (il polo sud del rotore) e respinge  $N$ , mentre  $S'$  attira  $N$  e respinge  $S$ , generando così una coppia  $C$  che fa ruotare il rotore in senso orario di 30° tra la metà e la fine dell'intervallo "A".

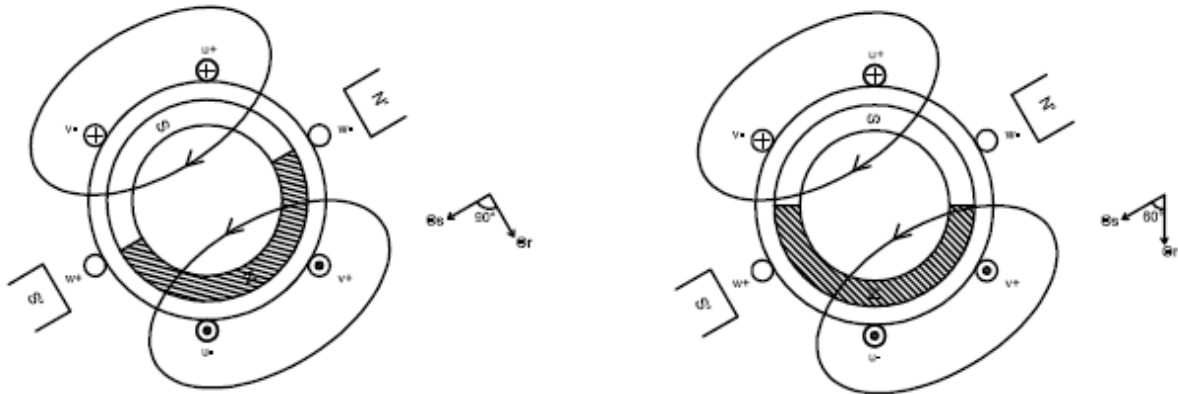


Figura 2.1.5: tra la metà dell'intervallo "A" e la fine dell'intervallo "A"

All'inizio dell'intervallo "B", il campo statorico avanza di  $60^\circ$  elettrici a seguito della commutazione delle fasi attuata dall'inverter sulla base dell'informazione di posizione rotorica ottenuta da tre sensori di prossimità ad effetto Hall. Lo sfasamento tra flusso di statore e flusso di rotore passa istantaneamente da  $60^\circ$  a  $120^\circ$ ; a seguito lo sfasamento inizierà poi a diminuire a causa dell'attrazione, con il vettore del flusso rotorico che tende naturalmente a sovrapporsi a quello statorico, raggiungendo il valore  $90^\circ$  a metà intervallo. Quando lo sfasamento si riporta nuovamente a  $60^\circ$ , viene raggiunta la condizione di fine intervallo "B" e avviene una nuova commutazione degli interruttori.

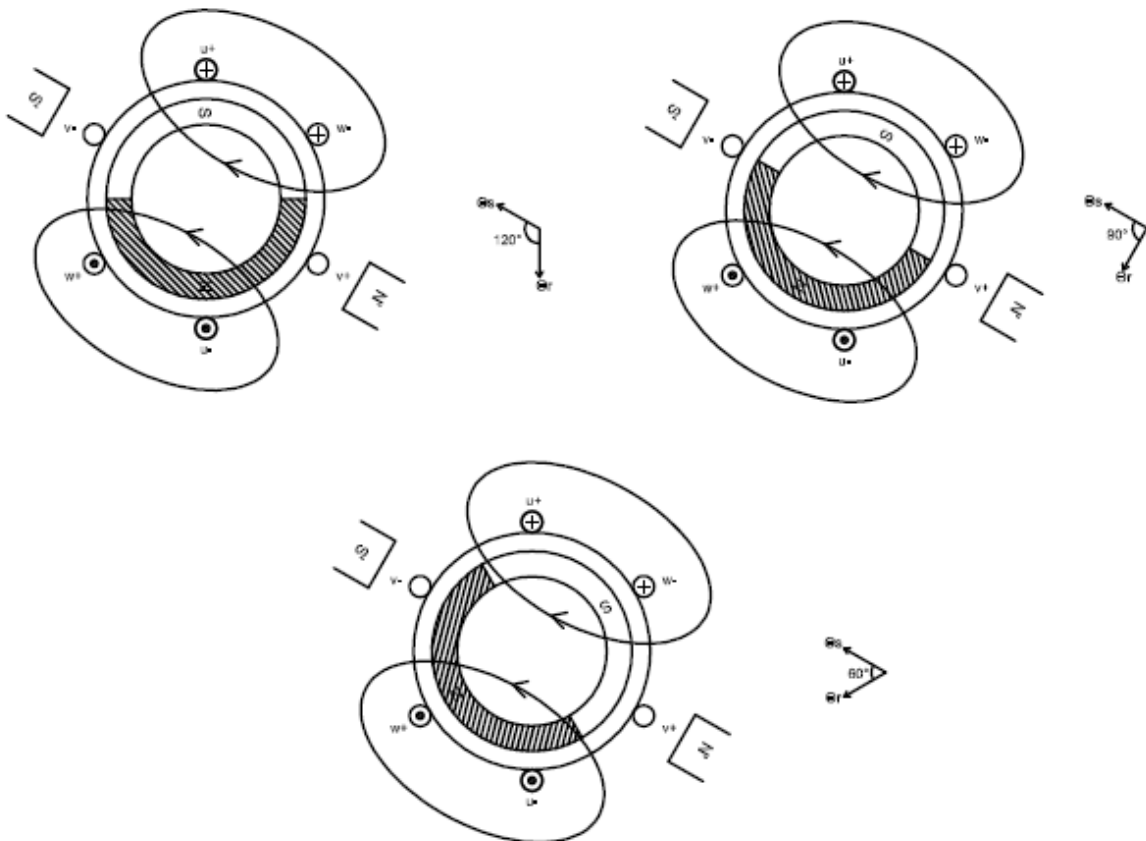


Figura 2.1.6: intervallo "B"

Questo meccanismo si ripete per ogni intervallo, dunque il campo statorico può assumere solo 6 distinte posizioni .

La f.c.e.m. di un motore brushless dc ha una forma trapezoidale quando viene messo in rotazione. Per ricavare quest'andamento è sufficiente considerare lo stesso motore a due poli e supporre che il motore stia ruotando a velocità costante  $\omega_m$ .

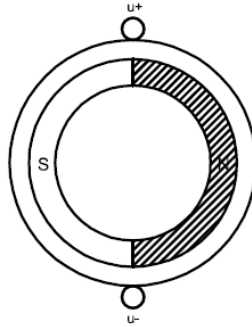


Figura 2.1.7: modello motore a due poli con sola fase  $u$

Partiamo dall'andamento del flusso concatenato con una spira dell'avvolgimento di fase  $u$  al variare della posizione angolare. Tale flusso varia linearmente, dato che l'induzione magnetica è costante sotto ogni passo polare, e il suo valore massimo vale:

$$\Lambda_{\max} = B \cdot \pi \cdot r \cdot l \tag{2.1.2}$$

Dove  $r$  è il raggio e  $l$  è la lunghezza assiale del motore.

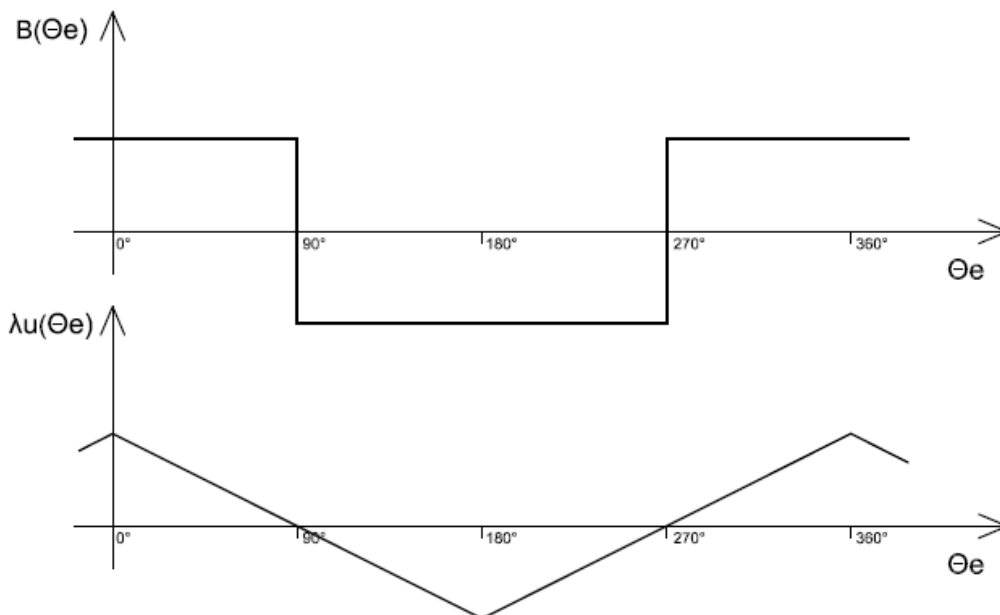


Figura 2.1.8: andamento dell'induzione al traferro e del flusso concatenato con la fase  $u$

Per trovare la f.c.e.m. si deriva il flusso concatenato nel tempo. Risulta:

$$e = -\frac{d\lambda(\vartheta_e)}{dt} = -\frac{d\lambda(\vartheta_e)}{d(\vartheta_e)} \cdot \frac{d(\vartheta_e)}{dt} = -\frac{d\lambda(\vartheta_e)}{d(\vartheta_e)} \cdot \omega_e = -\frac{B \cdot \pi \cdot r \cdot l}{\pi/2} \cdot \omega_e = -2 \cdot B \cdot r \cdot l \cdot \omega_e \quad (2.1.3)$$

che avrà segno positivo se il flusso concatenato ha pendenza negativa e viceversa:

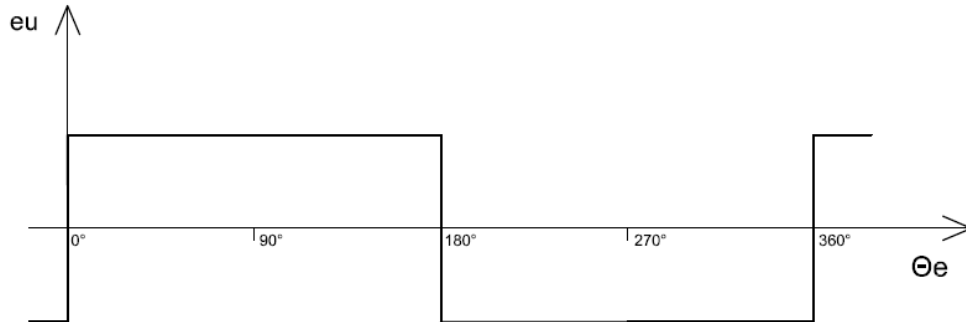


Figura 2.1.9: andamento della f.c.e.m. nella spira della fase  $u$

Immaginando ora l'avvolgimento  $u$  formato da 2 spire in serie sfasate spazialmente di  $30^\circ$ , la seconda spira avrà lo stesso andamento del flusso concatenato e f.c.e.m., ma che sarà sfasato in ritardo di  $30^\circ$ .

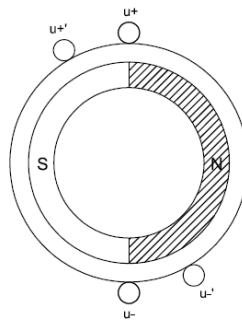


Figura 2.1.10: due spire della fase  $u$  sfasate di  $30^\circ$

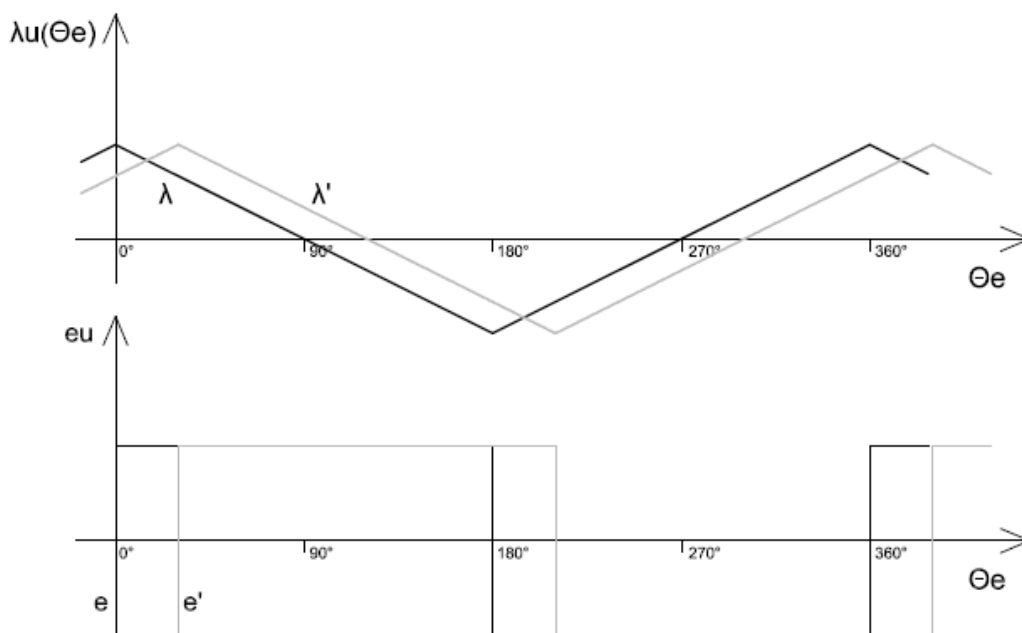


Figura 2.1.11: flussi concatenati e f.c.e.m. sulle due spire della fase  $u$

La f.c.e.m. totale indotta nell'avvolgimento sarà dunque la somma delle f.c.e.m. indotte nelle singole spire. L'effetto prodotto dalla somma di più onde quadre, è quello di creare una forma d'onda a gradini, nel nostro caso a 3 livelli.

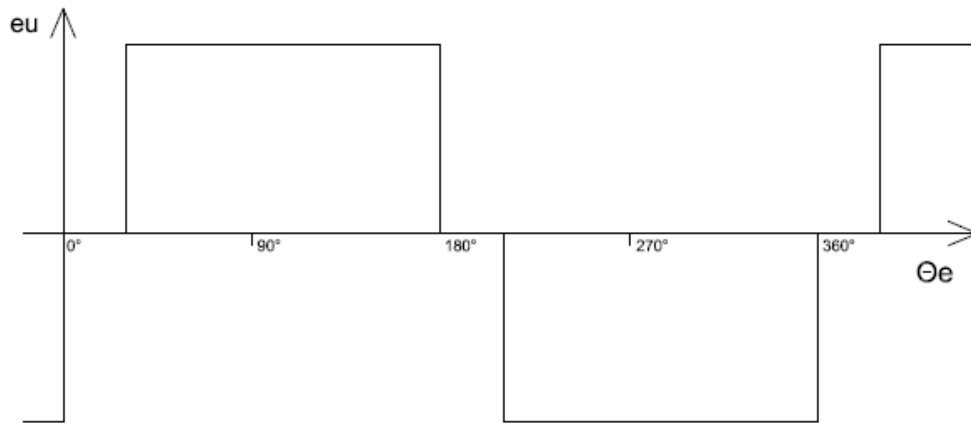


Figura 2.1.12: f.c.e.m. risultante sulle due spire in serie della fase  $u$

Nella pratica ogni avvolgimento contiene più spire disposte in più cave in modo da coprire  $60^\circ$  della superficie statorica. Iterando il procedimento appena spiegato si ricava che la tensione indotta ai capi dell'avvolgimento  $u$  sarà pari alla somma delle varie tensioni indotte e siccome le variazioni non possono essere tanto ripide e perfettamente a gradino e gli angoli sono smussati è in questo modo che assume la caratteristica forma trapezoidale.



Di seguito viene presentato le forme d'onda dei flussi e f.c.e.m. in un avvolgimento con 3 spire:

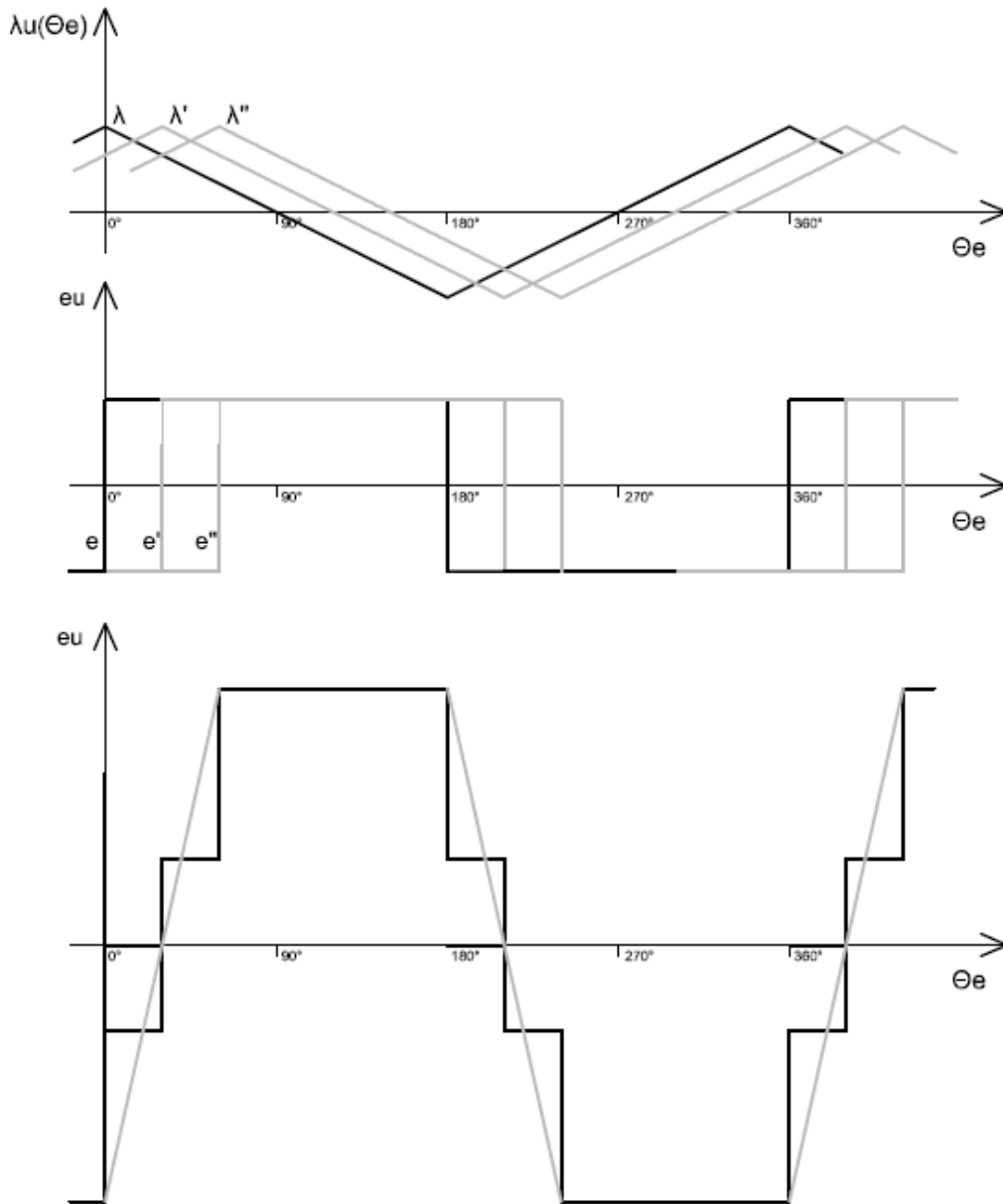


Figura 2.1.13: flussi concatenati e f.c.e.m. in tre spire della fase  $u$

Supponendo che il numero di spire totali presente nell'avvolgimento sia pari a  $N$ , la tensione totale sarà pari a :

$$E = 2 \cdot B \cdot r \cdot l \cdot \omega_e \cdot N = K_e \cdot \omega_e = K_e \cdot p \cdot \omega_m = K \cdot \omega_m \quad (2.1.4)$$

Da quest'ultima espressione si nota come la f.c.e.m. dipenda linearmente dalla velocità angolare. L'andamento di questa tensione sarà di tipo trapezoidale: la tensione rimarrà costante al valore  $+E$  o  $-E$  per intervalli di  $120^\circ$  alternati da tratti di variazione lineari della durata di  $60^\circ$ .

Per le altre 2 fasi  $v$  e  $w$  si avrà lo stesso andamento di f.c.e.m. sfasato però di  $120^\circ$  e  $240^\circ$  rispettivamente, essendo i due avvolgimenti sfasati spazialmente dei suddetti angoli.

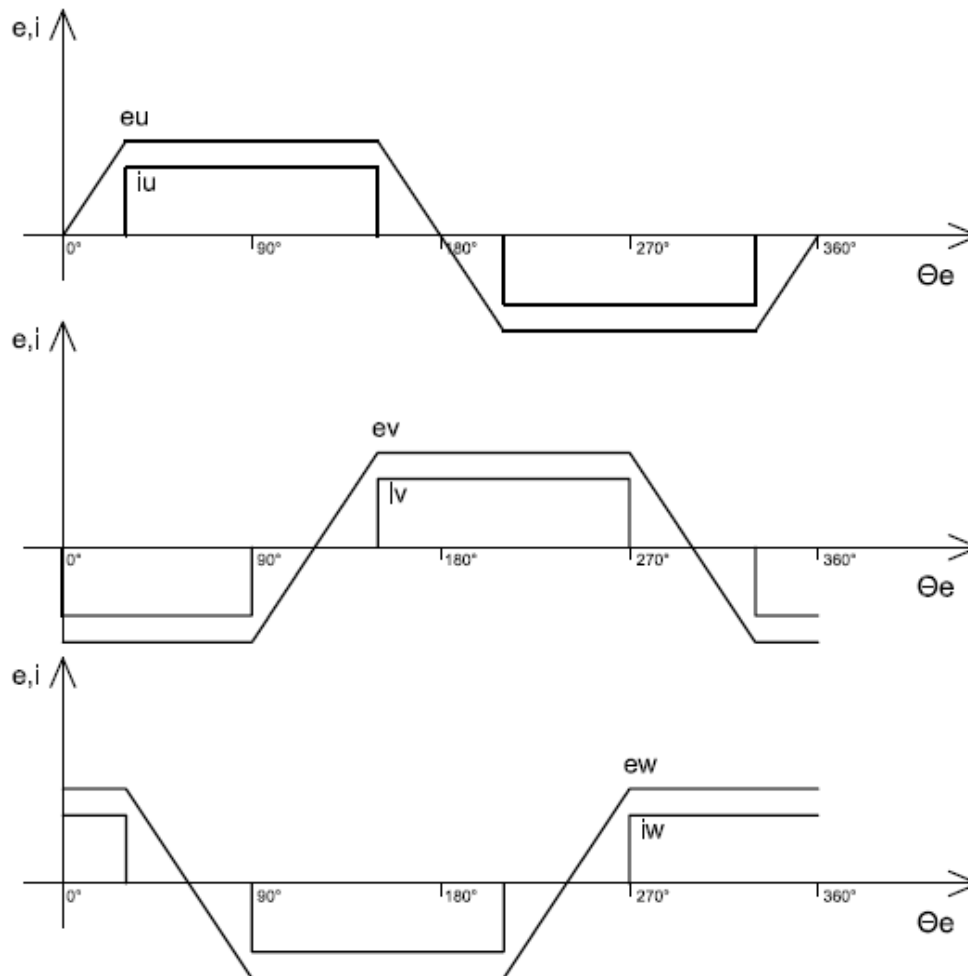


Figura 2.1.14: f.c.e.m. e correnti nelle tre fasi

Supponiamo di alimentare le fasi di statore con una terna di correnti ad onda quadra di ampiezza costante; l'obiettivo è quello di mantenere la potenza elettrica che verrà poi trasmessa al rotore costante, in modo tale per cui anche la coppia sviluppata sia costante per una fissata velocità angolare. Compito del sistema di controllo è fare in modo che le correnti di alimentazione possano soddisfare questa condizione. Come si nota in *Figura 2.1.14*, le correnti devono essere sincronizzate con gli intervalli in cui le corrispondenti f.c.e.m. assumono il valore massimo e dello stesso segno, quindi assumono valore positivo o negativo in periodi limitati a  $120^\circ$  e nulle nei periodi in cui la f.c.e.m. sale o scende.

In questo modo ovviamente quando la corrente è nulla la f.c.e.m. non dà alcun contributo alla coppia. Si intuisce che affinché il sistema funzioni correttamente, è fondamentale una precisa sincronizzazione in modo che corrente ed f.c.e.m. non si sfasino mai. La sincronizzazione tra correnti e f.c.e.m. è imposta da sensori di posizione rotorica che rilevano la posizione istantanea del flusso generato dai magneti, dai cui ci si può a sua volta ricavare il valore delle f.c.e.m., e in base a ciò stabiliscono la corretta distribuzione delle correnti di fase.

La potenza elettromeccanica è dunque costante e pari a:

$$P = 2EI \quad (2.1.5)$$

perché ogni 60° ci sono due fasi in conduzione e quindi due fasi che contribuiscono alla potenza.

Quindi la coppia risulta costante nel tempo e indipendente dalla posizione angolare di rotore, vale:

$$C = \frac{P}{\omega_m} = \frac{2 \cdot (2 \cdot B \cdot r \cdot l \cdot \omega_e \cdot N) \cdot I}{\omega_m} = \frac{2 \cdot (2 \cdot B \cdot r \cdot l \cdot p \cdot \omega_m \cdot N) \cdot I}{\omega_m} = 2 \cdot K \cdot I = K_t \cdot I \quad (2.1.6)$$

Da quest'ultima espressione si nota come la coppia dipenda linearmente dalla corrente.

Di seguito si riporta l'andamento delle f.c.e.m., delle correnti, della potenza istantanea e della coppia:

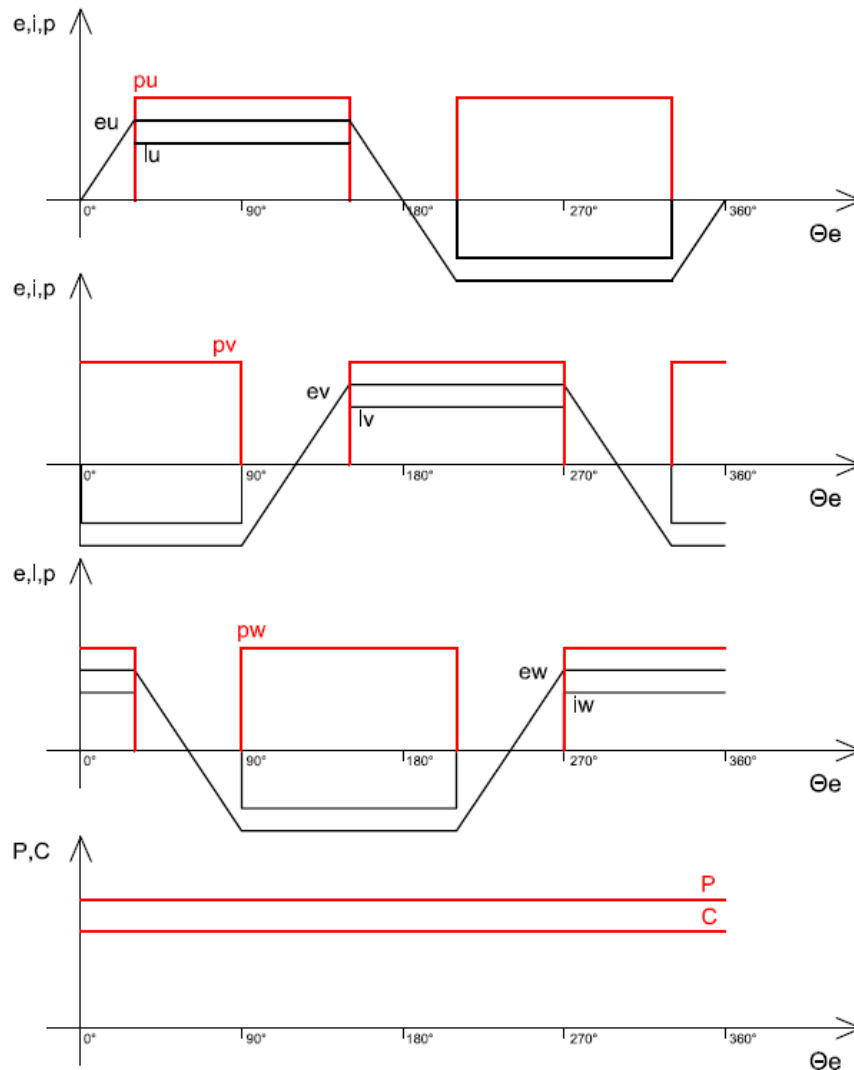


Figura 2.1.15: f.c.e.m.,correnti, potenza e coppia del motore brushless dc

Come si può osservare dalla *Figura 2.1.15* ad ogni istante temporale solo due fasi producono una coppia (potenza), mentre non vi è coppia generata nella regione in cui la f.c.e.m. ha l'attraversamento per lo zero. Sommando i contributi delle varie fasi si ottiene che la potenza e la coppia risultano idealmente costanti (in situazione di velocità costante); nella pratica ciò non avviene poiché tensioni indotte e correnti di fase non sono esattamente come rappresentati. Le f.c.e.m. indotte risentono dell'induzione al traferro che non è perfettamente squadrata mentre il convertitore di potenza non è in grado di fornire una corrente perfettamente rettangolare sia perché i componenti presentano tempi di commutazione non nulli sia per la presenza dell'induttanza di fase di ciascun avvolgimento.

## 2.2 Modello equivalente del motore brushless dc

Per prima cosa andiamo ad analizzare il flusso concatenato negli avvolgimenti prodotto dalle correnti di fase, ossia determinare i coefficienti di autoinduttanza  $L$  e mutua induttanza  $M$ . Nell'ipotesi di isotropia della struttura e simmetria degli avvolgimenti di fase, si verifica che questi parametri siano tutti uguali per le tre fasi, e risultano costanti (indipendenti dall'angolo di rotore). In particolare i flussi mutuamente accoppiati hanno segno opposto a quelli che si auto concatenano in ciascun avvolgimento; possiamo quindi scrivere:

$$\begin{cases} L_u = L_v = L_w = L \\ M_{uv} = M_{uw} = M_{vw} = -|M| \end{cases} \quad (2.2.1)$$

Allo stesso modo si ipotizzano uguali tra loro le resistenze di fase:

$$R_u = R_v = R_w = R \quad (2.2.2)$$

I flussi totali concatenati da ciascuna fase sono dati dalla somma del flusso concatenato prodotto dalle correnti di fase e quello prodotto dai magneti permanenti:

$$\begin{cases} \lambda_u = L_u i_u + M_{uv} i_v + M_{uw} i_w + \lambda_{u,mg} = L i_u - |M|(i_v + i_w) + \lambda_{u,mg} \\ \lambda_v = L_v i_v + M_{uv} i_u + M_{vw} i_w + \lambda_{v,mg} = L i_v - |M|(i_u + i_w) + \lambda_{v,mg} \\ \lambda_w = L_w i_w + M_{vw} i_v + M_{uw} i_u + \lambda_{w,mg} = L i_w - |M|(i_u + i_v) + \lambda_{w,mg} \end{cases} \quad (2.2.3)$$

Nell'ipotesi di assenza di filo neutro negli avvolgimenti, la condizione di avere in ogni istante la somma delle correnti di fase nulla è senz'altro verificata ( $i_u + i_v + i_w = 0$ ); utilizzando quest'ultima i flussi si possono riscrivere come:

$$\begin{cases} \lambda_u = L_{eq} i_u + \lambda_{u,mg} \\ \lambda_v = L_{eq} i_v + \lambda_{v,mg} \\ \lambda_w = L_{eq} i_w + \lambda_{w,mg} \end{cases} \quad (2.2.4)$$

dove si è definita l'induttanza sincrona  $L_{eq} = L + |M|$ ; con questa scrittura si sono semplificate le equazioni, e il flusso concatenato di ogni fase dipende ora dalla sola corrente della fase stessa, avendo introdotto  $L_{eq}$  che unisce in un unico parametro le auto e le mutue induttanze.

A questo punto possiamo scrivere le equazioni generali di bilancio delle tensioni di fase  $v_u, v_v, v_w$ , caratterizzandole poi nel secondo passaggio con i risultati fin qui ottenuti:

$$\begin{cases} v_u = Ri_u + \frac{d\lambda_u}{dt} = Ri_u + L_{eq} \frac{di_u}{dt} + e_u \\ v_v = Ri_v + \frac{d\lambda_v}{dt} = Ri_v + L_{eq} \frac{di_v}{dt} + e_v \\ v_w = Ri_w + \frac{d\lambda_w}{dt} = Ri_w + L_{eq} \frac{di_w}{dt} + e_w \end{cases} \quad (2.2.5)$$

dove definiamo con  $e_u, e_v, e_w$  le forze contro elettromotrici dovute al movimento dei magneti permanenti rispetto agli avvolgimenti ( $e = -\frac{d\lambda_{mg}}{dt}$ ).

Come già introdotto nella spiegazione del funzionamento della macchina, supponendo che la commutazione tra le fasi sia del tutto istantanea, in ogni istante circolerà corrente solamente in due fasi; possiamo quindi derivare il circuito equivalente specifico di *Figura 2.2.1.*, dove compaiono con ovvio significato i valori concatenati di tensione di alimentazione e di f.c.e.m.:

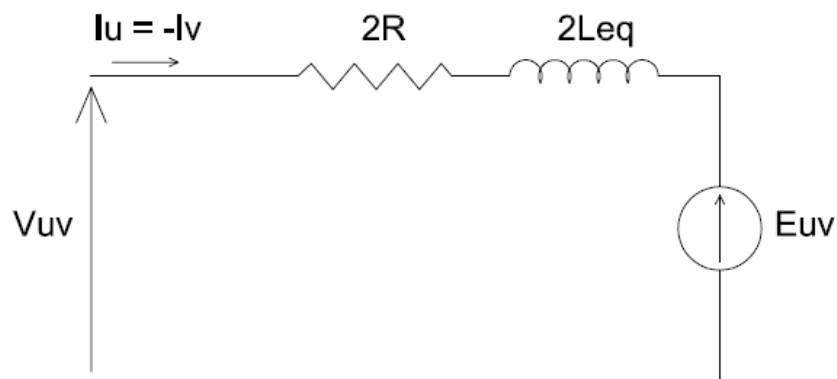


Figura 2.2.1: circuito equivalente motore brushless d.c. (supponendo di essere nell'intervallo di conduzione delle fasi  $u$  e  $v$ )

In quest'ultima rappresentazione si nota la totale analogia con il circuito di armatura di un motore c.c..

Applichiamo il bilancio delle potenze alle equazioni delle tensioni, ovvero moltiplichiamo ciascuna di esse per la rispettiva corrente di fase e sommiamo termine a termine; si ottiene:

$$v_u i_u + v_v i_v + v_w i_w = R(i_u^2 + i_v^2 + i_w^2) + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L(i_u^2 + i_v^2 + i_w^2) \right) + e_u i_u + e_v i_v + e_w i_w \quad (2.2.6)$$

dove il primo membro rappresenta la potenza totale assorbita dal motore. Analizzando ciò che compare a secondo membro, il primo termine è la potenza istantanea dissipata per effetto joule sulle resistenze; il secondo termine è la potenza impegnata per produrre le variazioni di energia magnetica connessa al campo magnetico prodotto dagli avvolgimenti, che può essere positiva o

negativa; quello che rimane al terzo termine rappresenta quindi la potenza elettrica che viene trasmessa al rotore e dunque trasformata in potenza meccanica. Essa viene definita appunto potenza elettromeccanica, ed è pari al prodotto tra coppia sviluppata e velocità di rotazione:

$$P = e_u i_u + e_v i_v + e_w i_w = C \cdot \omega_m = C \cdot \frac{\omega_e}{p} \quad (2.2.7)$$

Dalle osservazioni e dalle equazioni fin qui ricavate si può determinare la caratteristica meccanica ovvero la coppia in funzione della velocità.

Si suppone che le commutazioni siano perfette e che la corrente abbia esattamente la forma ideale. Considerando  $V$  la tensione costante che alimenta il motore si può scrivere la relazione lato continua:

$$V = 2RI + 2L_{eq} \frac{dI}{dt} + E \quad (2.2.8)$$

Dove  $E$  è la f.c.e.m. risultante delle due fasi attive. Ipotizzando che il motore ruoti a velocità costante e non vi siano variazioni di coppia quindi di corrente, l'equazione precedente può essere sostituita con:

$$V = 2RI + E \quad (2.2.9)$$

Conoscendo la relazione lineare tra la tensione indotta e la velocità angolare si può ricavare la relazione della corrente:

$$I = \frac{V - 2 \cdot K \cdot \Omega_m}{2R} \quad (2.2.10)$$

Ricordando ora l'espressione della coppia e sostituendo la relazione appena ricavata:

$$C = 2 \cdot K \cdot I = \frac{K \cdot V - 2 \cdot K^2 \cdot \Omega_m}{R} \quad (2.2.11)$$

Rappresentando l'equazione in un grafico si vede che la velocità è controllata dalla tensione  $V$  e quindi varia al variare della tensione di alimentazione; il motore genererà una coppia proporzionale alla corrente assorbita. Nel caso di un aumento di carico la velocità cala di una quantità proporzionale alla resistenza di fase e alla coppia richiesta.

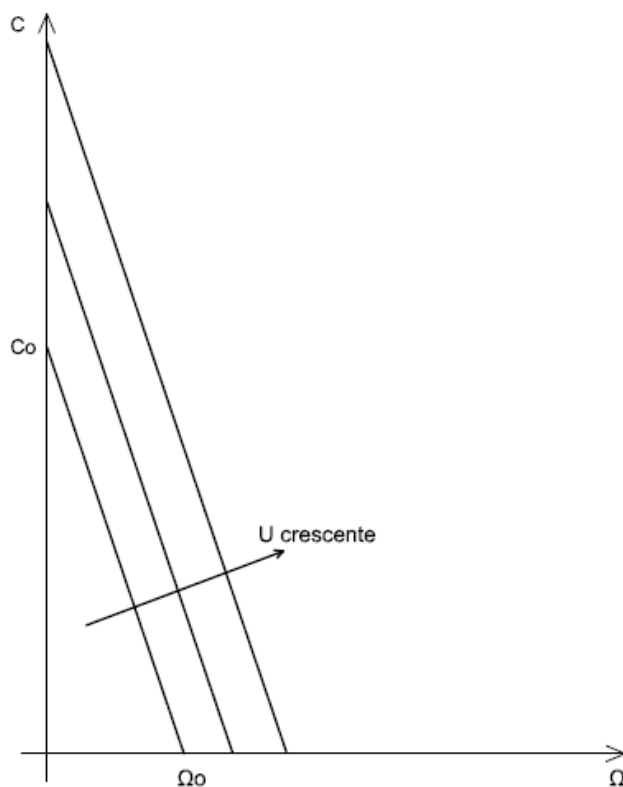


Figura 2.2.2: caratteristica meccanica del motore brushless d.c.

Nella figura si può ricavare il punto  $C_0$ , ovvero il punto di spunto in cui la velocità è nulla e la coppia generata è diversa da zero.

$$C_0 = K \cdot \frac{V}{R} \tag{2.2.12}$$

Il punto  $\Omega_0$  invece rappresenta la velocità del motore a vuoto, senza alcun carico attaccato, dunque per  $I=0$ .

$$\Omega_{e0} = \frac{V}{2K} \tag{2.2.13}$$



## 3. Digital Signal Processor



### 3.1 Introduzione

I processori attualmente in commercio possono essere distinti in due categorie:

- Microprocessori “general purpose”
- Digital Signal Processor (DSP)

I primi sono destinati alla manipolazione di dati in generale. Risultano avere alte prestazioni nel processo di database e nell’elaborazione di fogli elettronici, ma non sono molto efficienti nell’effettuare operazioni real time.

I DSP sono invece una classe di processori non general purpose, i cui vantaggi sono da ricercarsi nell’architettura fortemente ottimizzata per garantire velocità di calcolo ed efficienza, non solo in termini di throughput ma anche di consumo di energia. Le ottimizzazioni a livello di architettura

apportate ai DSP fanno sì che essi, nell'ambito delle operazioni per le quali sono stati pensati, riescano a essere estremamente più efficienti dei microprocessori attuali, pur avendo una frequenza di clock notevolmente inferiore. I DSP sono destinati all'elaborazione di segnali digitali, sono principalmente progettati ed utilizzati per applicazioni di calcolo scientifico e applicazioni in cui sia richiesto un trattamento real-time dei dati. Risultano inoltre molto efficienti laddove sia richiesta l'esecuzione di cicli di operazioni.

I fattori che spingono all'utilizzo del DSP in un'applicazione sono determinati dai vantaggi offerti dall'approccio digitale rispetto a quello analogico. Di seguito si propone un elenco delle possibili motivazioni:

- Stabilità termica: il fattore termico rende soggetto a deriva il processo di acquisizione ed elaborazione analogica, mentre nell'elaborazione digitale i fattori di disturbo intervengono soltanto al momento dell'acquisizione (il DSP è perciò caratterizzato da un alto rapporto segnale-rumore)
- Prevedibilità dei risultati
- Possibilità di implementare caratteristiche addizionali
- Flessibilità
- Costo contenuto
- Grande richiesta sul mercato

### **3.2 Caratteristiche del DSP**

Di seguito sono elencati i fattori da considerare per la scelta di un DSP nell'ambito di un progetto:

- Formato aritmetico
- Ampiezza dei dati
- Velocità
- Throughput
- Quantitativo di memoria
- Tool di sviluppo
- Supporto al multi processing
- Power management
- Life time
- Costo

#### **3.2.1 Formato aritmetico**

Il DSP dovrà essere in grado di trattare dati del formato necessario alla precisione con la quale si vuole realizzare l'applicazione; la scelta del formato ha una profonda influenza sulle operazioni aritmetiche come addizione e moltiplicazione, che sono il cuore degli algoritmi dei DSP.

Il formato aritmetico può essere di due tipi:

- Floating point (virgola mobile): rappresentazione di un numero impiegando esponente e mantissa; valore tipico per questa rappresentazione è 32 bit: 24 per la mantissa e 8 per l'esponente.
- Fixed point (virgola fissa): rappresentazione di un numero in un intervallo fissato con precisione finita; valori tipici per questa rappresentazione sono 16, 24 e 32 bit.

Queste due rappresentazioni hanno entrambe svantaggi e vantaggi, la scelta tra una e l'altra rappresentazione dipende in generale dalla complessità dell'algoritmo, dalla precisione dei dati in ingresso da manipolare e dal costo.

Vantaggi nell'utilizzo della rappresentazione Fixed Point o "a interi":

- Architettura più semplice.
- Costo dell'hardware minore (perché necessità di una minor area di silicio).
- Velocità maggiore in applicazioni dedicate.

Svantaggi nell'utilizzo della rappresentazione fixed point:

- Il gap fra due numeri è costante e pari a 1, ciò implica che l'errore relativo (definito dal rapporto: dimensione gap / dimensione numero ) non è costante ma risulta tanto più piccolo quanto più grande è il numero.
- La precisione (definita dal rapporto: max valore rappresentato / max errore di quantizzazione ) non è costante perciò vi è la necessità di operare frequenti normalizzazioni ("rescaling") per avere la massima precisione possibile.
- La fase di programmazione è più complessa rispetto ai floating point data la rappresentazione dei numeri reali che devono necessariamente essere approssimati.

Vantaggi nell'utilizzo della rappresentazione floating point:

- Errore relativo costante (numeri piccoli hanno gap piccolo, numeri grandi hanno gap grandi).
- Precisione maggiore rispetto alla rappresentazione a interi.
- Gestione del software più facile, che implica tempo di sviluppo minore.

Svantaggi nell'utilizzo della rappresentazione floating point :

- Architettura più complessa, poiché al suo interno si trova dell'hardware dedicato (la Floating Point Unit).
- Costo molto più elevato rispetto ai DSP a interi.

I DSP fixed point sono i più diffusi, per ragioni di costo e di velocità. Non dovendo impiegare hardware ad hoc per i calcoli in virgola mobile, rappresentano un ottimo trade off tra costi, prestazioni e consumi. I DSP floating point vengono usati in applicazioni in cui l'imprecisione dovuta al non utilizzo della Floating Point Unit è critica.

### 3.2.2 Ampiezza dei dati

L'ampiezza dei dati influisce sulle dimensioni del chip, quindi sul suo costo. Deve essere condivisa dai dispositivi connessi al DSP per consentire la comunicazione. Il numero di bit con cui vengono rappresentati i dati influisce sulla precisione di calcolo. Avere una parola lunga può consentire di caricare in un unico ciclo più istruzioni o dati. Ad esempio, con una parola di 32 bit si potrebbero caricare due dati di 16 bit o quattro di 8 bit. Questo può contribuire ad incrementare la velocità del DSP, rendendo agevole l'esecuzione di istruzioni in parallelo, ma richiede un maggiore utilizzo di memoria.

### 3.2.3 Velocità

La velocità del DSP è determinata dalla *sample rate* del segnale (massima frequenza di campionamento del segnale analogico in ingresso) e dalla complessità dell'algoritmo. Per stimare la velocità di un DSP non è sufficiente far riferimento alla clock rate (frequenza di lavoro del DSP) il cui valore è tipicamente compreso tra 40 e 200MHz.

Parlare di velocità di un dispositivo nell'esecuzione di un task in termini assoluti non ha molto valore; quando si parla di velocità in genere si sottintende un confronto rispetto ad altri dispositivi, confronto eseguito una volta realizzata l'applicazione.

### 3.2.4 Throughput

E' un numero puro che dà una indicazione immediata delle performance in applicazioni di signal processing, e corrisponde al numero di dati in uscita dal dispositivo al secondo rispetto al numero di dati in ingresso sempre al secondo. Pertanto se il throughput è uguale a 1, allora si ottiene che l'uscita sta al passo con l'ingresso. Possiamo indicare con throughput specifico il numero di dati in uscita dal dispositivo al secondo.

### 3.2.5 Quantitativo di memoria

I DSP solitamente sono dotati di una memoria interna (cache) di dimensioni ridotte, ma ad accesso estremamente rapido ed una esterna capiente e lenta. Nella cache vengono immagazzinati i dati utilizzati più di recente e quelli ad essi contigui in memoria fisica. Sebbene l'utilizzo della sola memoria interna sia auspicabile, quasi sempre è necessario far ricorso a quella esterna per accogliere parte del codice del programma o parte dei dati sui quali si opera.

I DSP fixed point hanno memoria interna ed esterna di dimensioni ridotte, mentre quelli di tipo floating point usano cache piccola e sono in grado di pilotare una discreta quantità di memoria esterna.

### 3.2.6 Tool di sviluppo

A corredo del DSP vengono forniti gli strumenti per la sua programmazione, dal cui impiego dipende il *time to market*, inteso come il tempo che intercorre tra l'inizio della fase progettuale e il momento in cui il prodotto, in cui è integrato il DSP, viene posto sul mercato. Migliore sarà il tool di sviluppo, minore sarà il *time to market*. E' da tenere in considerazione la possibilità di programmare il dispositivo con linguaggi ad alto livello, ad esempio il C.

### 3.2.7 Supporto al multiprocessing

Altro aspetto fondamentale da tenere in considerazione nella scelta di un DSP adatto all'applicazione che si vuole eseguire è il supporto al multiprocessing e cioè:

- Soluzione scalabile
- Riutilizzabilità
- Portabilità

“Multiprocessing” significa collegare più processori in cascata. Ciò diventa necessario quando i DSP non presentano la capacità computazionale necessaria a soddisfare le esigenze del programmatore. Inoltre l'applicazione da realizzare potrebbe essere di tipo scalabile. La si vorrebbe, quindi, dimensionare a passi successivi (ad esempio potrebbero cambiare le dimensioni dei dati da manipolare e si potrebbe ricorrere al multiprocessing per far corrispondere ad ogni cambio un processore dedicato). È fondamentale che i DSP che supportano il multiprocessing presentino facilità di interconnessione e le performance di interconnessione devono essere il più possibile elevate, per evitare colli di bottiglia.

### 3.2.8 Gestione dei consumi di potenza

Un DSP che viene impiegato in un sistema mobile, portatile, deve garantire, oltre ad una elevata capacità computazionale, un basso consumo energetico.

In generale, i fattori da tenere in considerazione per la gestione della dissipazione della potenza sono:

- Ridotta tensione di funzionamento
- Modi di funzionamento “Sleep” o “Idle”
- Divisori di Clock programmabili
- Controllo dell'alimentazione delle periferiche.

La curva di carico di lavoro di un processore presenta picchi (*Idle*) e momenti di quasi azzeramento dell'attività computazionale (*Sleep*). Un DSP per applicazioni mobile deve poter variare la propria frequenza di lavoro in maniera da diminuirla nella fasi di *Sleep*; questo significa disporre di un circuito che offra la possibilità di lavorare a diverse clock rate. Ciò è ottenibile con l'impiego di divisori di clock programmabili. Sarebbe auspicabile che nelle fasi di *Sleep* potesse spegnere parte dei suoi circuiti.

### 3.2.9 Life time

Il “*life time*” o “tempo di vita” di un dispositivo è il tempo che intercorre fra l’immissione sul mercato del prodotto e la fine della sua commercializzazione. In generale i DSP presentano un tempo di vita piuttosto lungo, molto superiore rispetto a un processore general purpose (sul mercato sono ancora presenti DSP usciti nel 1970). Per le aziende è importante avere un dispositivo che sia reperibile nel tempo; infatti, una volta uscito di produzione il DSP utilizzato, diventerebbe necessario per l’azienda rieseguire il progetto per un nuovo DSP, con conseguente aumento di costi e tempi di sviluppo del prodotto.

### 3.2.10 Costo

Occorre prestare attenzione a cosa si intende con il termine costo. Con esso non si indica solamente il prezzo del singolo processore DSP ma anche il supporto che viene fornito. E’ sicuramente preferibile scegliere un DSP più costoso ma che garantisca la fornitura, da parte del produttore, di librerie di aiuto alla programmazione piuttosto che vedersi costretti a scrivere in *assembly* funzioni standard, evitando così un aumento del *time to market*.

Il costo del DSP deve essere proporzionale al costo del dispositivo sul quale lo si vuole installare. Si deve sempre tener conto di ciò che si vuole realizzare o progettare con il DSP, e per quanto tempo si vuole che il dispositivo realizzato rimanga sul mercato (possibilità di aggiornamento).

Segue un elenco dei principali fattori che incidono sul costo dei DSP:

- Flessibilità: il costo di un processore è inversamente proporzionale alla sua flessibilità.
- Quantità della memoria on chip: il costo di un processore è direttamente proporzionale alla quantità di memoria che verrà utilizzata o installata direttamente sul chip.
- Qualità dei tool di programmazione e gestione.
- Packaging: DSP architetturelmente identici possono essere presentati sul mercato in differenti package a seconda tipo di impiego previsto. In base all’ambiente a cui sono destinati dovranno avere differenti caratteristiche di robustezza ad umidità, calore ecc..
- Design Updating: le industrie produttrici di DSP scaricano sul costo del dispositivo anche le potenzialità in aggiornamento dell’architettura.

### 3.3 Architettura

Si possono individuare tre “moduli” fondamentali che compongono l’architettura di un processore:

- Una o più unità di calcolo: per effettuare le operazioni logico-matematiche.
- Una memoria: per contenere i dati e le istruzioni del programma.
- Una struttura a bus: per il trasferimento dei dati tra le varie unità del sistema.

Il ciclo tipico di operazioni compiute da un processore è costituito da:

- I) una fase di fetch (caricamento) dell’istruzione da eseguire;
- II) la decodifica dell’istruzione;
- III) la lettura degli operandi;
- IV) l’esecuzione delle operazioni richieste.

L’esecuzione di questo ciclo di operazioni può avvenire in differenti maniere, dipendenti dal tipo di architettura del processore. Allo stato attuale vi sono due tecnologie dominanti sul mercato dei dispositivi di processing: l’architettura *Von Neumann* e l’architettura *Harward*.

#### 3.3.1 Architettura Von Neumann

Questa architettura è impiegata per realizzare i processori general purpose. Dati e programmi sono memorizzati nello stesso spazio di memoria opportunamente mappato. Vi è un solo bus indirizzi e un solo bus dati per la comunicazione con la memoria, perciò per accedere ai dati di un’istruzione, occorreranno almeno due cicli macchina, uno per effettuare il *fetch* dell’istruzione e un altro per il *fetch* dei dati. Lo schema Von Neumann, pertanto, comporta dei rallentamenti dovuti al collo di bottiglia costituito dall’accesso alla memoria. Per far fronte a queste limitazioni si impiega una piccola memoria ad accesso rapido detta *cache* che permette un notevole miglioramento delle prestazioni se il programma in esecuzione accede ripetutamente ai medesimi dati.

In *Figura 3.3.1.1* è presentato lo schema dell’architettura Von Neuman:

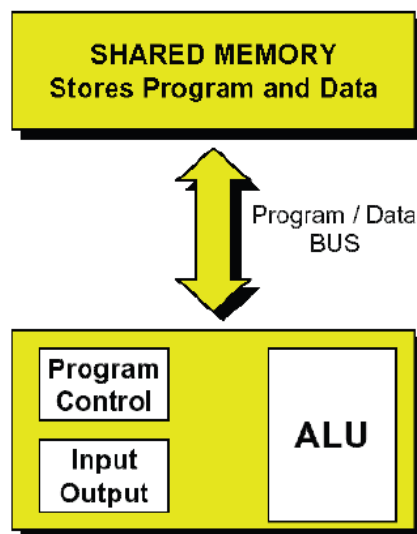


Figura 3.3.1.1: schema logico dell’architettura Von Neuman

### 3.3.2 Architettura Harward

L'architettura Harward deriva dalla struttura studiata presso l'omonima università americana e si è imposta quale standard per i DSP ai quali è richiesta una massima velocità di esecuzione delle operazioni. In principio, era realizzata con due memorie separate per dati e istruzioni, cosicché, mediante l'utilizzo di due bus distinti, fosse possibile accedere in parallelo ai dati e al programma, eliminando il collo di bottiglia dovuto all'utilizzo condiviso del bus. L'impiego di due differenti spazi di memoria, tuttavia, determina il raddoppio del numero di indirizzi e di pin e conseguentemente un notevole incremento di costo del DSP. Per questo, nella realtà, il DSP è organizzato internamente secondo l'architettura Harward, disponendo però di una sola memoria interna divisa in due banchi, uno per i dati e uno per i programmi. Tale memoria interna ha una dimensione molto limitata pertanto è necessario aggiungere una memoria esterna, di dimensioni maggiori, che contenga i dati necessari all'applicazione e che comunichi con il DSP tramite un solo bus per i dati e gli indirizzi. Organizzando l'interfaccia con l'esterno in questo modo, si limita il numero di pin necessari e di conseguenza il costo del dispositivo.

La *Figura 3.3.2.1* ne mostra lo schema logico:

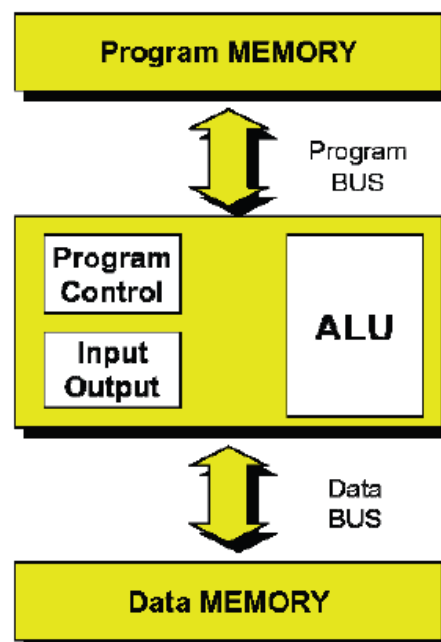


Figura 3.3.2.1: schema logico dell'architettura Harward

### 3.3.3 Multiple Access Memory

Per realizzare la struttura Harward che consente accessi multipli in memoria si può usare una memoria ad accesso multiplo di tipo sequenziale o una memoria multiporte.

Il primo tipo di memoria è costituito da un banco di RAM molto veloce che fornisce un dato in uscita ad ogni mezzo ciclo di clock, ovvero due dati ad ogni ciclo. La memoria multiporte consiste in più banchi indipendenti ognuno col suo proprio bus dati e indirizzi. La soluzione più usata è un multiporte a due banchi, ovvero una memoria Dual-Port che consente due accessi in memoria simultanei.



### 3.4 Tecniche di ottimizzazione interne ai DSP

I DSP presentano ulteriori caratteristiche finalizzate al miglioramento delle prestazioni. Di seguito se ne fornisce una breve descrizione.

#### 3.4.1 Direct Memory Access

L'accesso diretto in memoria o DMA è un insieme di circuiti che consentono il trasferimento diretto dei dati su bus, da e verso la memoria interna del DSP, senza impegnare il processore che quindi non deve interrompere l'attività in svolgimento. Per fare un esempio, mentre la CPU è impegnata ad eseguire altri processi, il controller DMA può trasferire un settore del disco nella memoria interna.

#### 3.4.2 Ottimizzazione delle operazioni MAC

La sigla MAC (Multiply And Accumulate) indica un'operazione del tipo:

$$R = B + AX$$

Un processore general purpose può essere piuttosto lento nel realizzare questo genere di operazioni in quanto, sebbene la somma sia estremamente semplice da calcolare, la moltiplicazione può richiedere svariati cicli di clock. Nei DSP, sono implementati moltiplicatori hardware interconnessi tra loro e con le ALU, in maniera tale da consentire di portare a termine le operazioni MAC in un singolo ciclo di clock. Queste operazioni sono molto frequenti nel digital signal processing, perciò sono state ottimizzate.

#### 3.4.3 Pipeline

Come si è visto, una istruzione può essere considerata un processo che si suddivide in quattro operazioni:

- I) *Fetch* dell'istruzione
- II) *Decode* dell'opcode
- III) *Fetch read / write* dei dati
- IV) *Execute* ALU / MAC

L'esecuzione consecutiva di più istruzioni può generare delle fasi di stallo nell'utilizzazione delle risorse della CPU. Si consideri, per esempio, la situazione in cui un'istruzione *I1* comporti l'esecuzione di tutte le quattro fasi sopra elencate; l'istruzione seguente *I2*, secondo lo schema riportato in *Figura 3.4.3.1*, dovrà attendere quattro cicli di clock prima di andare in *fetch*.

	1	2	3	4	5
a	l1				l2
b		l1			
c			l1		
d				l1	

Figura 3.4.3.1: flusso del codice senza pipeline

Come è possibile osservare nella *Figura 3.4.3.1*, eseguendo le operazioni in questa modalità, il 75% delle risorse del sistema sono ferme in attesa e ciò comporta inevitabilmente un limitato throughput. Per far fronte a ciò, si utilizza la *pipeline*. Con questa tecnica si fa in modo che le istruzioni siano eseguite concorrentemente, anziché sequenzialmente, cioè non si aspetta che l’istruzione precedente sia terminata prima di eseguire la successiva, ma la successiva inizia quando la precedente passa dalla prima alla seconda fase. In *Figura 3.4.3.2* si riporta un esempio di *pipeline* a 4 livelli. Le righe rappresentano le operazioni che compongono un’istruzione mentre le colonne sono gli stadi della *pipeline*.

	1	2	3	4	5
a	l1	l2	l3	l4	l5
b		l1	l2	l3	l4
c			l1	l2	l3
d				l1	l2

Figura 3.4.3.2: flusso del codice con pipeline

Trascurando il prologo, ovvero la parte in basso a sinistra, nell’esempio sopra raffigurato, si nota come il throughput risulti unitario, infatti a ogni ciclo di clock viene prodotta un’uscita. Le performance del sistema dipendono dalla lunghezza di prologo (fase di caricamento della *pipeline*) ed epilogo (fase di scarica della *pipeline*) rispetto a quella del ciclo.

### 3.4.4 Ottimizzazione dei loop

I *loop* sono operazioni frequenti e molto critiche nell’ambito della programmazione di algoritmi di signal processing. Per questo motivo l’architettura dei DSP viene progettata in maniera tale da consentire una parziale gestione a livello hardware delle iterazioni. In numerosi DSP commerciali attuali è possibile raggiungere uno zero-overhead looping, cioè il processore, per eseguire il loop, realizza un branch (salto) condizionato all’inizio del ciclo e decrementa il contatore così che non debbano trascorrere cicli di clock per testare il valore del loop counter.

### 3.4.5 Saturation arithmetic

Solitamente, nei processori general purpose, se il risultato di una operazione è al di fuori del range di dati rappresentabili, si procede con la tecnica del “*wrap around*”. Essa prevede che nel caso in cui si aggiunga 1 al numero massimo, il risultato diventi il numero minimo possibile. I DSP impiegano invece la tecnica della *saturation* secondo cui un numero superiore a quello che può essere rappresentato dai bit a disposizione viene espresso dal valore massimo possibile. Analogamente per situazioni di *underflow*. Ciò è motivato, per esempio, da quanto rappresentato in *Figura 3.4.5.1*. Un generico segnale trattato secondo il principio del *wrap around* viene fortemente distorto, mentre con la *saturation* del risultato si conserva maggiormente la forma reale.

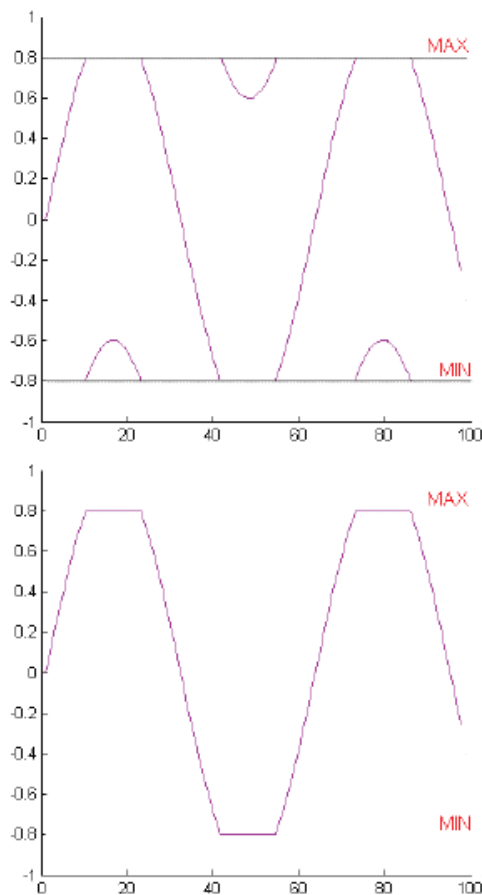


Figura 3.4.5.1: esempio di *Wrap around* e di *saturation* di un segnale

### 3.4.6 Tecniche speciali di indirizzamento

I DSP supportano tecniche di indirizzamento tali da rendere più agevoli le operazioni tipiche del digital signal processing. Oltre alle tecniche standard, comuni anche ai processori general purpose, sono spesso gestite dai DSP altre due modalità:

- Modulo addressing
- Bit reversed addressing

Il *Modulo addressing* o indirizzamento circolare è un sistema nel quale quando un puntatore, per esempio usato per l'incremento di un indirizzo, raggiunge la fine di un'area di memoria predefinita, ricomincia automaticamente dall'inizio. Viene spesso impiegato per implementare buffer di dati circolari.

La tecnica di *bit reversed addressing* invece risulta utile per implementare algoritmi di FFT. Il problema che sorge con gli algoritmi della FFT è che essi richiedono che gli input o gli output siano forniti in ordine non sequenziale, per cui in qualche punto del programma occorre procedere al riordinamento. La forma più comune di FFT richiede che i dati siano forniti in *bit reversed order*. L'espressione *bit reversed* deriva dal fatto che l'ordinamento corrisponde a quello che si otterrebbe da un contatore binario qualora si considerassero i bit in ordine inverso (ossia considerando come MSB quello che è in effetti il LSB, e così via). Questo procedimento è illustrato in *tabella 3.4.6.1*.

Ordinamento normale	Ordinamento Bit reversed
000=0	000=0
000=0	100=4
001=1	010=2
010=2	110=6
011=3	001=1
101=5	101=5
110=6	001=3
111=7	111=7

Tabella 3.4.6.1: esempio di *bit reversing*

### 3.5 DSC Texas TMS320F28335

Il processore utilizzato in questa tesi per la gestione ed il controllo dell'invertitore è prodotto dalla Texas Instruments: TMS320F28335. Tale DSP appartiene alla serie di processori TMS320C28x™.

Tra le principali caratteristiche hardware di questo interessante controllore vanno menzionate la presenza di un'unità in virgola mobile a 32 bit ed una CPU a 150 MHz. Il dispositivo dispone inoltre di 512 Kb di memoria flash, 34 Kb x 16 di SARAM, 6 uscite PWM ad alta risoluzione, un convertitore analogico-digitale veloce a 16 canali con risoluzione su 12 bit, ed altre periferiche particolarmente adatte ai sistemi di controllo e misura.

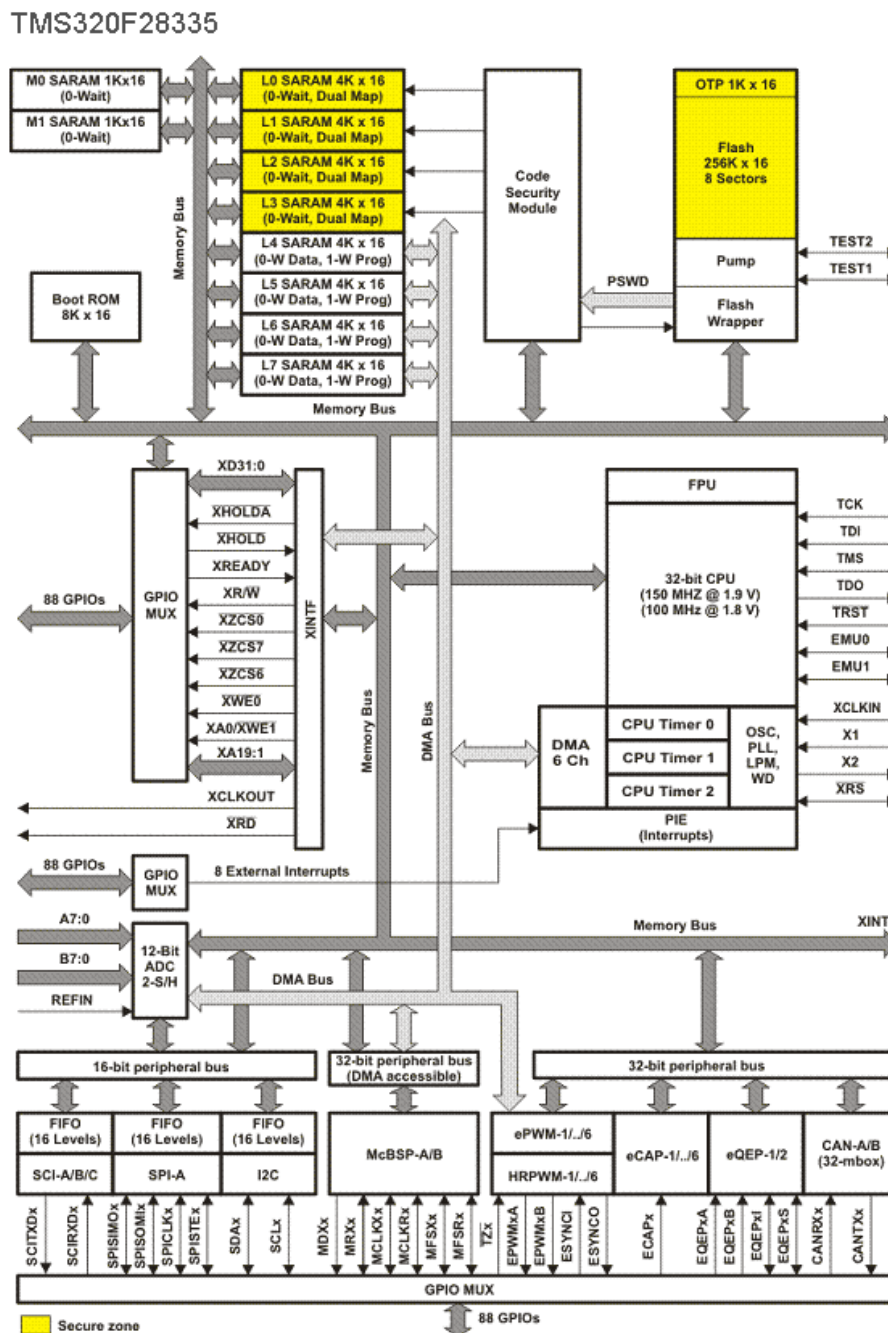


Figura 3.5.1: Schema a blocchi del TMS320F28335

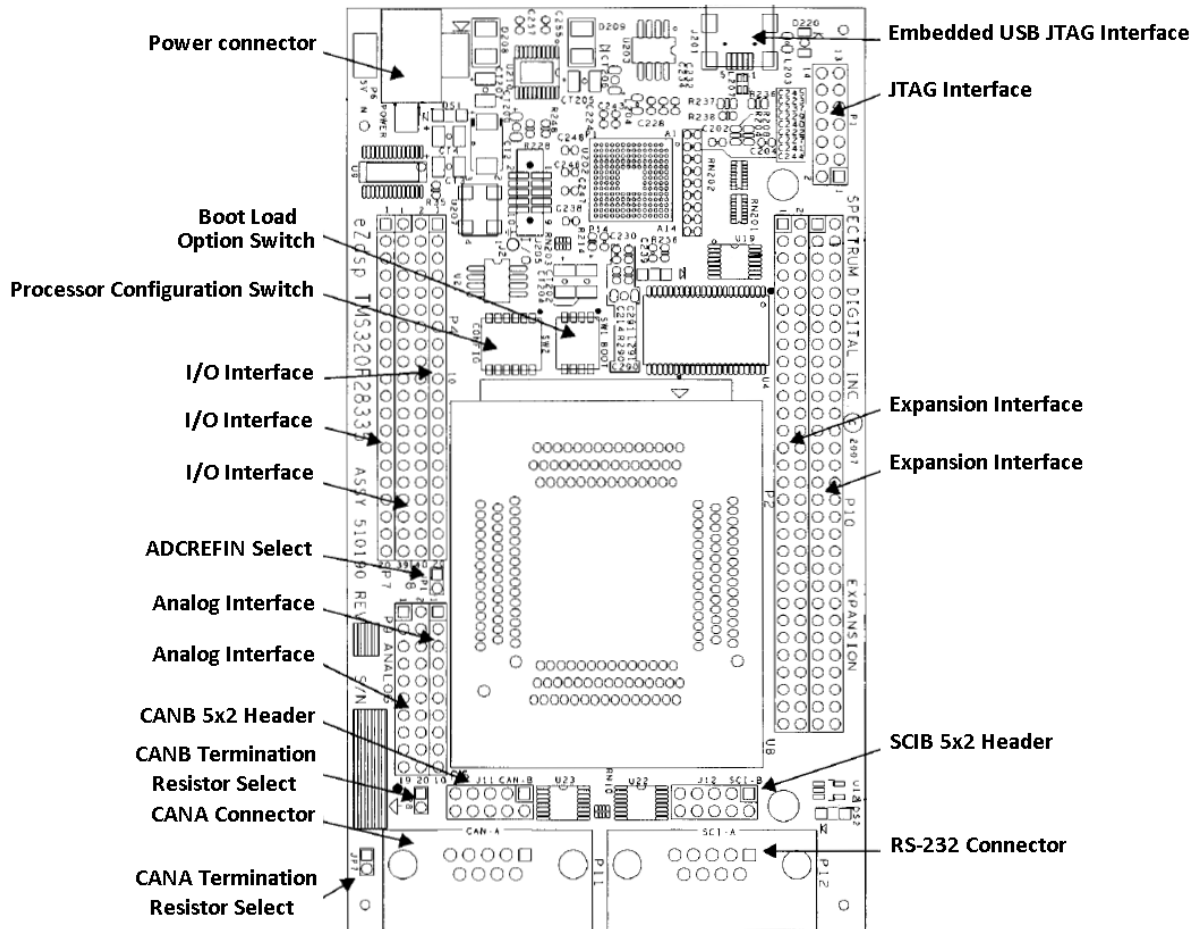


Figura 3.5.2: TMS320F28335

### 3.5.1 CPU

Il microcontrollore è di fatto un DSC, cioè un Digital Signal Controller, con la stessa architettura a 32-bit dei dispositivi della serie C28x, a cui si aggiunge una Floating Point Unit (FPU) a 32-bit in singola precisione compatibile IEEE-754. Questo perché l'unità floating point permette di ridurre il numero di istruzioni necessarie per implementare molte operazioni: ad esempio non è necessario effettuare operazioni di controllo di overflow oppure operazioni di ridimensionamento dei valori. Un altro vantaggio considerevole è la possibilità di implementare direttamente algoritmi sviluppati originariamente su sistemi a virgola mobile (come ad esempio programmi Matlab su Pc), senza la necessità di convertirli in programmi per processori a virgola fissa.

La CPU dispone di funzionalità MAC a 64-bit (32x32) che consente al processore di gestire efficientemente anche i problemi matematici di complessità elevata.

Viene inoltre eseguito automaticamente il salvataggio dei registri critici sulla risposta agli interrupt, permettendo al dispositivo di gestire molti eventi asincroni con una latenza minima. E' poi presente una pipeline protetta con 8 livelli di profondità in grado di eseguire accessi alla memoria ad elevata velocità, ed istruzioni hardware specializzate per l'esecuzione di branch-look-ahead.

La CPU dispone di 4 tipi di segnali:

- Segnali di interfaccia con la memoria o con le periferiche; possono rappresentare dati oppure istruzioni e possono avere dimensioni differenti (16-32 bit).
- Segnali di clock e di controllo.
- Segnali di reset e di interrupt.
- Segnali per il test ed il debug.

### 3.5.2 Bus

Come avviene in molti DSC, anche in questo caso vengono utilizzati diversi bus per trasferire i dati tra la memoria, le periferiche, e la CPU (architettura Harvard Bus). L'architettura del C28X comprende i seguenti bus:

- un *program read bus* (bus per la lettura del programma) con 22 linee di indirizzamento e 32 linee dati.
- un *data read bus* (bus per la lettura dei dati) e un *data write bus* (bus per la scrittura dei dati), entrambi con 32 linee di indirizzamento e 32 linee dati ciascuno. I bus con 32 linee permettono di eseguire operazioni a 32 bit in un singolo ciclo.

L'architettura a bus multipli consente al C28x di eseguire il *fetch* di un'istruzione, leggere un dato dalla memoria, scrivere un dato in memoria, in un singolo ciclo di clock.

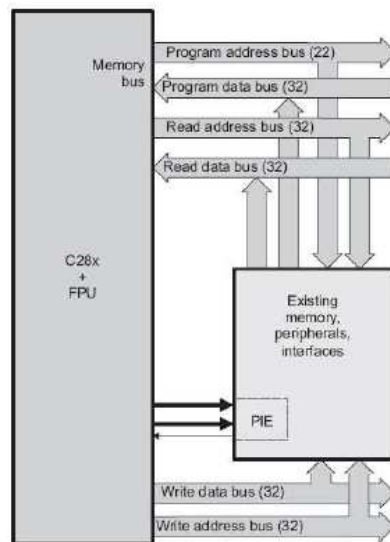


Figura 3.5.2.1: core C28x+FPU e Bus

### 3.5.3 Peripheral Bus

Per consentire la migrazione tra i diversi dispositivi della famiglia DSC, viene adottato un peripheral bus di tipo standard, il quale multiplexa i vari bus in un unico bus composto da 16 linee indirizzi e 16 o 32 linee dati con segnali di controllo associati. Sono in pratica disponibili 3 versioni di peripheral bus:

- peripheral frame 2 - supporta solo gli accessi a 16-bit
- peripheral frame 1 - supporta sia gli accessi a 16-bit che quelli a 32-bit
- peripheral frame 3 - supporta accessi con DMA sia a 16-bit che a 32-bit

### 3.5.4 Real-Time JTAG

L'F28335 è dotato di interfaccia JTAG conforme allo standard IEEE 1149.1. Inoltre, viene supportato il modo operativo real-time, con il quale il contenuto della memoria, dei registri e delle periferiche può essere modificato mentre il processore sta eseguendo il codice, compresa la gestione degli interrupt. L'operatore può anche eseguire blocchi di codice non critici in modalità single step. Queste funzionalità sono implementate a livello hardware direttamente nella CPU dell'F28335.

### 3.5.2 Flash

E' disponibile una flash integrata da 256K x 16 bit, suddivisa in 8 settori da 32K x 16 bit, , oltre ad un singolo settore di tipo OTP (One Time Programmable). L'operatore può cancellare, programmare, e validare singolarmente ciascun settore di flash lasciando inalterati gli altri settori, ma non è possibile utilizzare un settore di flash per eseguire degli algoritmi che cancellano/programmano altri settori.

### 3.5.3 RAM

L'F28335 contiene due blocchi di SRAM, M0 ed M1, ciascuno con dimensione pari a 1K x 16 bit, e lo stack pointer, al reset, punta all'inizio del blocco M1. Entrambi i blocchi sono mappati agli spazi di indirizzamento dati e programma, per cui possono essere utilizzati per contenere codice o dati. Si tratta di una memoria singolo accesso, ovvero che consente una sola operazione di lettura/scrittura per ciclo macchina. E' inoltre presente una RAM da 32K x 16 bit, suddivisa in 8 blocchi (L0..L7) da 4K ciascuno, mappato sia sullo spazio di indirizzamento dei dati che su quello del codice.

### 3.5.4 Boot ROM

La boot ROM è programmata in fabbrica con un software boot-loader (software per l'inizializzazione del DSC). Durante il power-up del microcontrollore, vengono utilizzati degli appositi segnali per specificare quale tipo di modalità di boot-loader utilizzare: si può eseguire il boot normalmente, oppure downloadare un nuovo software da una connessione esterna (SPI, SCI, I2C, eCAN, ecc.), oppure ancora selezionare il software di boot presente all'interno della memoria ROM (flash). La boot ROM contiene anche delle apposite tabelle da utilizzare per eseguire algoritmi matematici (ad esempio per le funzioni SIN e COS).



### 3.5.5 Sicurezza

Il dispositivo supporta livelli elevati di sicurezza per proteggere il software utente da operazioni di reverse engineering. In pratica viene utilizzata una password a 128-bit che l'utente programma all'interno della flash. Un apposito modulo di protezione previene l'utilizzo non autorizzato (accesso tramite porta JTAG, tentativi di boot-loading di codice indesiderato, esecuzione di codice dalla memoria esterna).

Per abilitare gli accessi occorre infatti fornire la stessa password a 128-bit memorizzata in flash. Oltre al modulo CSM, è stata implementata una logica ECSL (Emulation Code Security Logic) per prevenire che un utente non autorizzato possa eseguire il codice di sicurezza in modalità step-by-step (se si cerca di farlo senza aver precedentemente inserito la password, il micro interromperà la connessione e quindi la sessione di emulazione).

### 3.5.6 Modulo Peripheral Interrupt Expansion (PIE)

Il blocco PIE serve a multiplexare numerose sorgenti di interrupt in un insieme ridotto di ingressi di interrupt. Il blocco PIE può supportare fino a 96 interrupt periferici; 58 dei possibili 96 interrupt sono utilizzati da periferiche. I 96 interrupt sono raggruppati in blocchi di 8 e di ogni gruppo viene immessa in una delle 12 linee di interrupt della CPU. Ciascuno dei 96 interrupt è supportato dal suo proprio vettore memorizzato in un blocco di RAM dedicata che può essere sovrascritto dall'utente. Il vettore è automaticamente prelevato dalla CPU per servire l'interrupt. Ci vogliono 8 cicli di clock della CPU per andare a prendere il vettore e salvare i registri critici della CPU. La CPU quindi può rispondere rapidamente ad eventi di interrupt. La priorità degli interrupt è controllata via hardware e software. Ogni singolo interrupt può essere abilitato/disabilitato all'interno del blocco PIE.

### 3.5.7 Interrupt esterni

Il dispositivo supporta otto interrupt esterni mascherabili (XINT0–XINT7, XNMI). XINT1, XINT2 e XNMI contengono anche un contatore a 16 bit, che viene azzerato quando viene rilevato un interrupt. Questo contatore può essere utilizzato per ricavare l'intervallo di tempo tra due interrupt consecutivi. Gli interrupt XINT1, XINT2, XNMI sono in grado di accettare input da GPIO0 GPIO31-pin. Gli interrupt XINT3-XINT7 sono in grado di accettare input da GPIO32 GPIO63-pin.

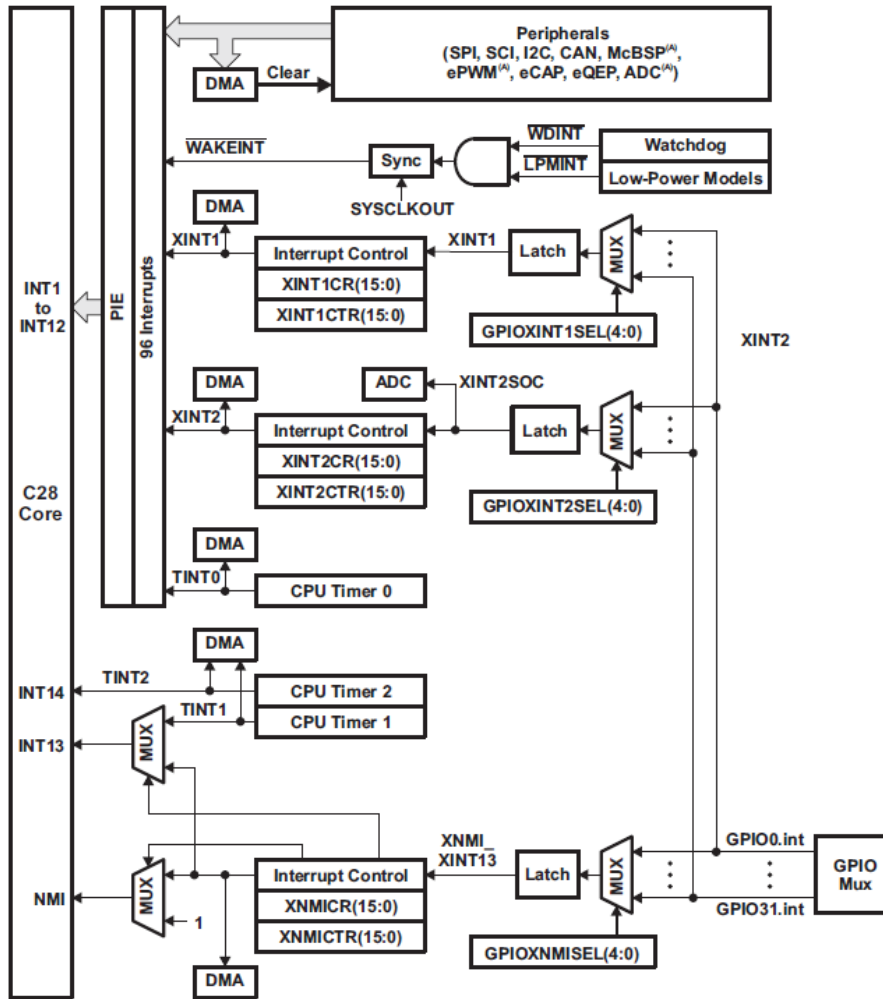


Figura 3.5.7.1: sorgenti di interrupt e interrupt esterni

### 3.5.8 Oscillatore e PLL

Il dispositivo può usare un clock generato da un oscillatore esterno o da un quarzo collegato a un circuito di oscillatore on-chip. E' presente un circuito PLL il quale gestisce i segnali di clock per l'intero dispositivo oltre a comandare il funzionamento low-power-mode. Esso permette di moltiplicare il segnale di temporizzazione esterno fino a 10 volte consentendo di modificare questo valore durante l'esecuzione del programma.

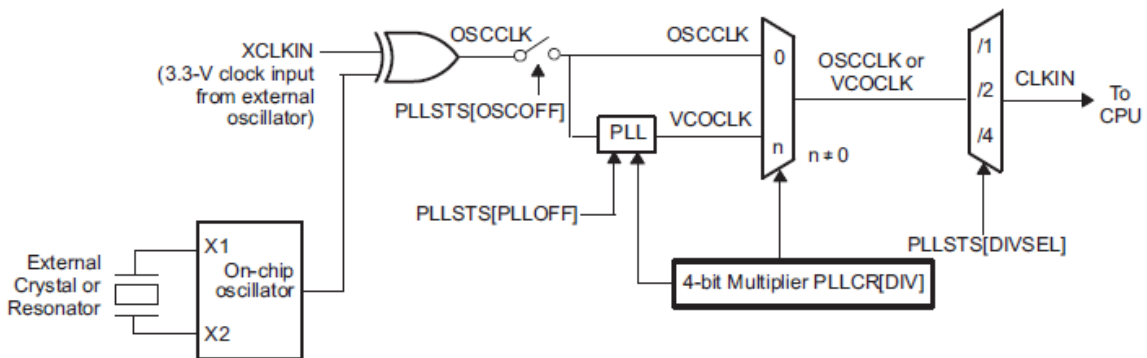


Figura 3.5.8.1: diagramma a blocchi dell'oscillatore e PLL

### 3.5.9 Watch-dog

Il dispositivo contiene un watch-dog timer con il compito di resettare la CPU qualora questa entrasse in stallo.. Il software di utente deve regolarmente azzerare il contatore di watch-dog all'interno di una certa cornice di tempo, altrimenti il watchdog genererà un reset del microprocessore. Il watch-dog può essere disabilitato se necessario.

### 3.5.10 Modalità low-power

Il microcontrollore è realizzato in tecnologia CMOS full static, e sono disponibili tre diverse modalità di funzionamento a basso assorbimento:

- IDLE: pone la CPU in modalità low-power. I clock delle periferiche possono essere disabilitati selettivamente e solo le periferiche che richiedono di funzionare in modalità IDLE vengono lasciate operative. L'uscita dallo stato IDLE può avvenire tramite un interrupt generato da una periferica attiva, oppure dal watch-dog timer.
- STANDBY: viene disabilitato il clock della CPU e delle periferiche, ma viene lasciato attivo l'oscillatore ed il PLL. L'uscita dallo stato avviene con l'arrivo di un interrupt esterno.
- HALT: viene disattivato l'oscillatore interno, ed il dispositivo entra nello stato ad assorbimento minimo. L'uscita dallo stato avviene tramite reset o tramite un segnale fornito dall'esterno.

### 3.5.11 CPU-Timer a 32-bit

I CPU-Timer 0, 1, e 2 sono timer a 32-bit con preset del periodo e prescaler a 16-bit. I timer sono dotati di un registro count-down a 32-bit, il quale genera un interrupt quando il counter arriva a zero. Il counter viene decrementato ad una frequenza pari al clock della CPU diviso per il valore del prescaler. Quando il counter arriva a zero, viene automaticamente ricaricato con un valore a 32-bit. Il CPU-Timer 2 è inoltre riservato per applicazioni Real-Time OS (RTOS) o BIOS, ed è connesso al segnale INT14 della CPU. Se questa funzionalità non viene utilizzata, il CPU-Timer 2 rimane disponibile per altri usi. Il CPU-Timer 1 è invece un timer per usi generici e può essere connesso al segnale INT13 della CPU. Anche il CPU-Timer 0 è per impieghi generici, ed è connesso al blocco PIE (Peripheral Interrupt Expansion).

### 3.5.12 Periferiche di controllo

Numerose sono le periferiche supportate:

- **ePWM:** è un enhanced PWM che supporta la generazione di PWM indipendente/complementare introducendo tempi morti nei fronti. E' inoltre presente un modulo ad alta precisione HRPWM utile per ottenere elevato sincronismo.
- **eCAP:** è una periferica di enhanced capture, che utilizza una base tempi a 32-bit e può programmare fino a 4 eventi indipendenti.
- **eQEP:** è una periferica di enhanced QEP (Quadrature Encoder Pulse) per il controllo dei motori. Permette di interfacciarsi con un encoder incrementale di tipo lineare o rotante al fine di fornire posizione e velocità di una macchina elettrica rotante.
- **ADC:** è un convertitore single-ended a 16 canali con risoluzione di 12-bit. Contiene due unità sample-and-hold in grado di eseguire il campionamento simultaneamente.

### 3.5.9 Periferiche seriali

Sono supportate le seguenti periferiche di comunicazione seriale:

- **eCAN:** interfaccia CAN che permette la trasmissione seriale secondo il protocollo canbus 2.0B, con supporto per 32 mailbox e garantendo la misura della durata dei messaggi.
- **McBSP:** multichannel buffered serial port (McBSP) permette la connessione alle linee E1/T1 per applicazioni quali modem o audio ad elevata qualità.
- **SPI:** è una porta seriale ad elevata velocità che permette di trasferire dati della dimensione di una word da e verso il DSC. Viene utilizzata nella comunicazione tra il DSC o un altro processore o un display.
- **SCI (UART):** è una porta di connessione seriale a due fili, anche conosciuta come UART. Essa contiene uno stack FIFO a 16 livelli per la trasmissione e la ricezione al fine di ridurre le richieste di interrupt.
- **I2C (Inter-Integrated-Circuit):** porta di trasmissione seriale che rispetta lo standard I2C aggiungendo un registro FIFO a 16 bit per ridurre il numero di interrupt.

Nel DSP è presente inoltre un modulo DMA che, come già specificato, permette di trasferire dati tra le periferiche e/o memoria senza l'intervento della CPU, lasciandola quindi libera di eseguire altre istruzioni.

Molti pin del DSC F28335 servono alla trasmissione di segnali general purpose input/output (GPIO). Poiché i segnali general purpose sono 88, molti pin sono condivisi tra segnali GPIO e tra segnali delle periferiche. Vi sono dunque dei multiplexer che determinano l'utilizzo di questi pin (o come periferica o come general-purpose), decidendo inoltre se configurarli come input o come output.

Inoltre conservano la stessa facilità d'uso di un microcontrollore garantendo elevata efficienza anche attraverso una programmazione ad alto livello, per mezzo di linguaggi C e C++.

## 4. Studio del motore brushless dc

Alta densità di potenza, elevato rendimento e struttura semplice fanno dei motori brushless d.c. (BLDC) i migliori candidati per la trazione elettrica di veicoli a bassa/media potenza.

Essi però presentano dei limiti, come ogni tipo di azionamento. Ogni azionamento elettrico è infatti caratterizzato da determinati limiti delle grandezze coppia e velocità che esso sviluppa. La ragione di tali limiti è di natura fisica, legata alle massime sollecitazioni elettriche, termiche, meccaniche che l'azionamento è in grado di sopportare. Questi limiti definiranno nel piano coppia-velocità angolare delle regioni di funzionamento dove l'azionamento potrà andar a lavorare.

Come è noto, per effetto Joule, un conduttore percorso da corrente è sottoposto ad un incremento di temperatura. Ogni componente ha una temperatura massima che può sopportare e questo rappresenta un primo limite per la corrente. Un secondo aspetto può riguardare i motori che prevedono una commutazione di corrente nel loro principio di funzionamento, come i motori in corrente continua o anche gli stessi motori brushless dc anche se per aspetti diversi. In questi casi infatti esiste un valore massimo di corrente oltre la quale la commutazione diventa problematica. Vedremo in seguito una spiegazione più esaustiva a riguardo. La presenza poi di magneti permanenti nel motore fa sì che questi si possano smagnetizzare per eventuali campi creati da specifiche correnti.

Per quanto riguarda la tensione esiste sicuramente un valore massimo di tensione che il convertitore può dare e un valore massimo che il motore può accettare, quest'ultimo dovuto da motivi di isolamento.

Ora vediamo come questi limiti di corrente e tensione si traducono in limiti di coppia e velocità. La conversione elettromeccanica che avviene in una macchina elettrica si basa sull'interazione tra campi magnetici e correnti. La coppia sviluppata dal motore infatti è la risultante di forze elementari:

$$f = Bli \quad (4.1)$$

dove  $B$  è l'induzione magnetica che investe il conduttore lungo  $l$  attraversato dalla corrente  $i$ . Un limite sulla corrente, quindi, corrisponde a un limite sulla forza e quindi sulla coppia sviluppata dal motore. Indichiamo con  $Mn$  la coppia nominale del motore che potrà essere positiva o negativa, rispetto ad un riferimento, a seconda del verso della corrente.

Quando un conduttore è sottoposto ad un campo variabile su di esso viene ad instaurarsi una forza elettromotrice elementare:

$$e = Blv \quad (4.2)$$

proporzionale alla velocità con cui il campo si muove rispetto ai conduttori (o viceversa) e quindi proporzionale alla velocità angolare del motore. La forza elettromotrice risultante ai morsetti avrà un limite, nel caso in cui sia uguale alla tensione nominale applicabile ai morsetti del motore, per cui questo si traduce in un limite di velocità. La velocità che corrisponde a questo limite è detta velocità base  $\Omega_b$ .

Ecco che allora nel piano coppia-velocità angolare è stata definita una regione di funzionamento limite detta *regione a coppia limite costante*.

Per eventualmente poter aumentare la velocità oltre la velocità base senza aumentare la forza elettromotrice oltre il limite di tensione nominale, è necessario diminuire l'induzione. Anche la coppia fornita dal motore diminuirà essendo, come visto, proporzionale ad essa. Si definisce una nuova regione di funzionamento detta *regione a potenza limite costante*.

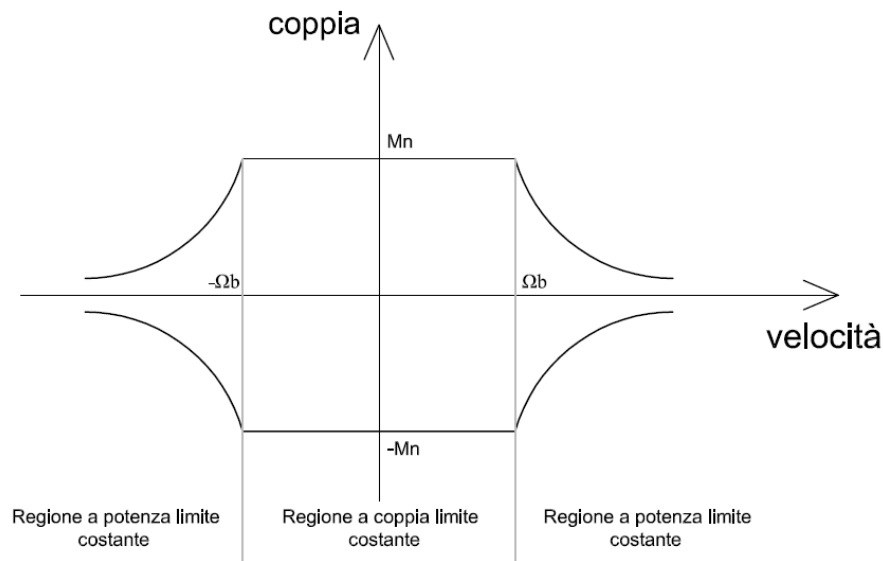


Figura 4.1: Regioni di funzionamento di un azionamento

Riferendoci all'azionamento considerato in questa tesi, esso è caratterizzato dalla presenza dei magneti permanenti che creano il campo rotorico per cui un controllo di campo non è possibile, e non è possibile far lavorare il motore nella regione a potenza limite costante, per velocità maggiori cioè della velocità base.

Un ulteriore limite che il motore brushless dc presenta nel suo funzionamento è il seguente: si è visto come tali motori abbiano una forza contro-elettromotrice di profilo trapezoidale; per sviluppare una coppia costante deve essere alimentato, con l'utilizzo di un inverter, con correnti di profilo quasi quadro sincronizzate con le forze contro-elettromotrici. A causa, però, dell'induttanza degli avvolgimenti e della tensione di alimentazione comunque limitata, la corrente non assume perfettamente il profilo rettangolare, ma impiega un tempo finito per raggiungere l'ampiezza assegnata nella fase che comincia a condurre e andare a zero nella fase che termina di condurre. Inoltre, siccome le due forme d'onda di corrente nelle due fasi che stanno commutando non si compensano l'una con l'altra, si verifica una escursione di corrente nella fase che non sta commutando. Questo transitorio di corrente ha effetti nella coppia sviluppata dal motore con una pulsazione nei suoi valori istantanei e un abbassamento del suo valore medio, in particolare alle alte velocità.

Questa tesi si propone di ridurre questi inconvenienti del motore brushless dc, dapprima attraverso la soluzione di un controllo in corrente e successivamente con la presentazione di un nuovo controllo che utilizza una corrente con profilo non più (quasi) quadro ma sinusoidale.

Il motore utilizzato in questo studio è un motore brushless dc trifase a magneti permanenti in grado di sviluppare una coppia massima di 68 Nm.

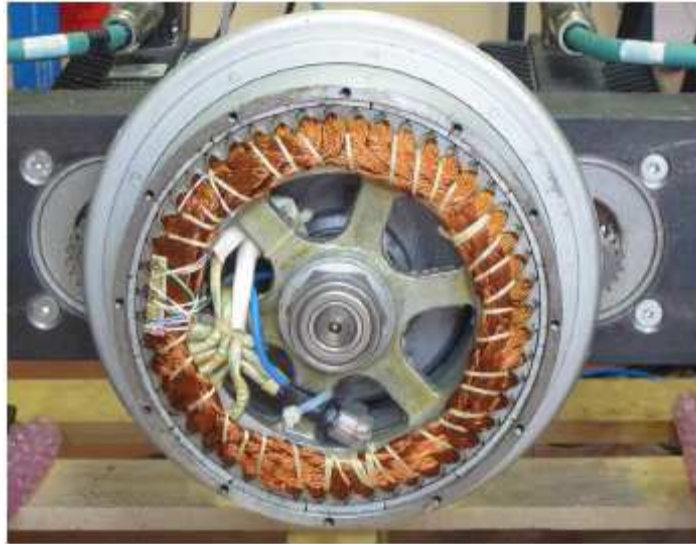


Figura 4.2: motore ruota per trazione

La *Figura 4.2* mostra il motore in esame evidenziando la sua struttura di motore ruota in cui lo statore è all'interno e vincolato al banco di prova mentre il rotore è all'esterno sul quale verrà innestata la ruota. I tre avvolgimenti sono contenuti nello statore ed inoltre si può osservare che il numero complessivo di coppie polari è 8 (16 poli). Il numero di cave per polo è pari a 3 ed ogni spira è costituita da conduttori diametralmente opposti dal punto di vista elettrico (la distanza tra due conduttori della stessa spira è di  $180^\circ$  elettrici), pertanto l'avvolgimento è detto "di tipo concentrato". Infine, i magneti permanenti sono disposti sulla superficie interna del rotore; pertanto il campo magnetico rotorico sarà a flusso radiale. La massima velocità di questo motore è 670 rpm, mentre la potenza massima è di 5000W. Dal punto di vista elettrico questo motore può assorbire una corrente fino a 105A, mentre la tensione di alimentazione può variare da 2 a 48 Volt. Gli avvolgimenti di statore sono collegati a stella e, per motivi sperimentali, si è ricavato il centro stella (filo azzurro in *Figura 4.2*).

Il motore presenta all'interno tre sensori Hall, con un dedicato circuito di alimentazione, i quali sono in grado di fornire all'esterno la posizione rotorica. Essi dovrebbero essere disposti in modo da risultare spazati tra loro di  $120^\circ$  elettrici; al fine di rendere più compatto il circuito, il sensore Hall per la fase  $w$  è stato inserito nella cava diametralmente opposta a quella desiderata e disposto nel modo opposto, in modo che il flusso attraversi la sonda nello stesso verso con cui la attraverserebbe se fosse disposta normalmente.

Il segnale in uscita di ogni sensore Hall è un segnale logico con tensioni di 0 e 5V, che si manterrà alto per  $180^\circ$  elettrici, e basso per i restanti  $180^\circ$  elettrici. I tre segnali sono tra loro sfasati di  $120^\circ$  elettrici. Vediamo di seguito una rappresentazione grafica dei segnali forniti dalle sonde Hall

sincronizzati con le correnti:

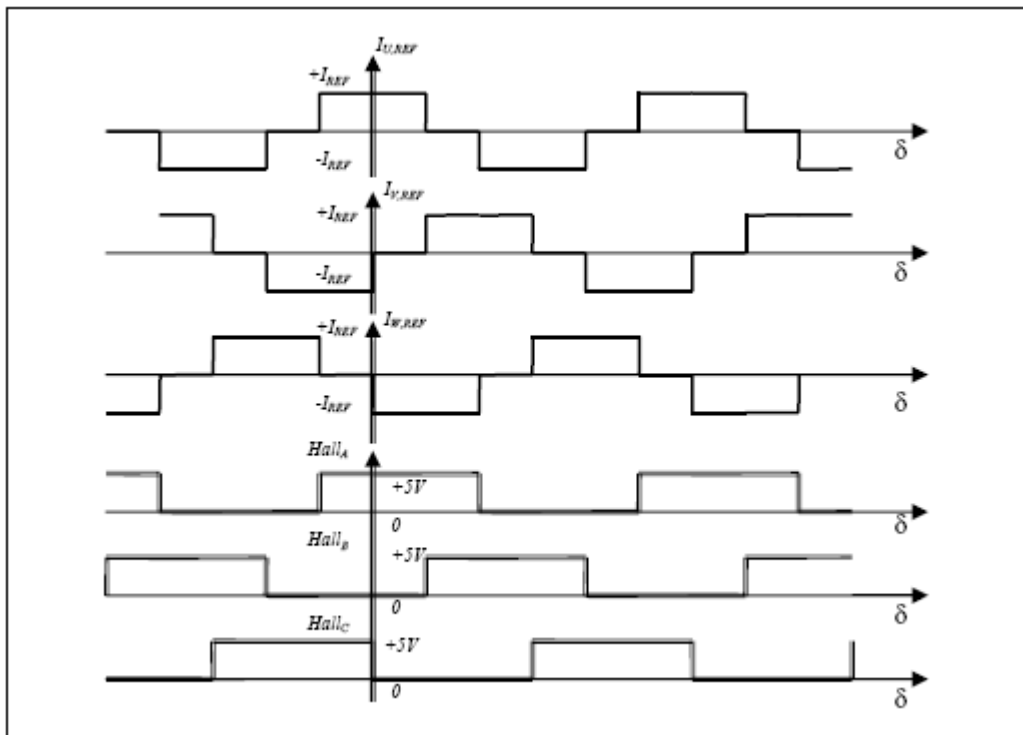


Figura 4.3: Andamento delle correnti e dei segnali Hall

La caratterizzazione del motore ha inizio con la misurazione dei suoi parametri. La resistenza  $R$  di ogni avvolgimento è stata misurata attraverso l'esecuzione di alcuni test volt-amperometrici tra due terminali del motore e dividendo per due i risultati delle sperimentazioni. L'induttanza  $L$  è stata calcolata dal tempo di risposta della corrente all'applicazione di un impulso di tensione tra due terminali del motore. L'induttanza sincrona  $L$  di ogni fase, che tiene conto degli effetti dell'auto e mutua induttanza, è data dividendo per due i risultati della misura sopra descritta. Lo stesso metodo, applicando però il gradino di tensione tra un morsetto e il neutro disponibile, dà come risultato l'auto induttanza di una fase del motore. Si rimanda all'Appendice B per maggiori dettagli a riguardo, dove sono state riportate tutte le prove effettuate. La costante  $K$  del motore invece, è stata ricavata dal rapporto fra il picco della forza contro-elettromotrice e la velocità a cui il motore è stato fatto girare.

$$K = \frac{E}{\Omega_m} \tag{4.3}$$

La forza contro-elettromotrice è stata acquisita attraverso l'uso di un oscilloscopio.



Viene riportata una tabella riassuntiva dei parametri del motore trovati:

Parametro	Simbolo	Valore
Resistenza di fase	$R$	35m $\Omega$
Auto-induttanza di fase	$L$	58.61 $\mu$ H
Induttanza equivalente di fase	$L_{eq}$	75 $\mu$ H
Costante del motore	$K$	0.32Vs/rad

Tabella 4.1: parametri del motore in esame

#### 4.1 Motore brushless dc controllato in tensione

Si è visto come il motore brushless d.c., per funzionare correttamente, richieda che le sue fasi siano alimentate secondo una sequenza definita in base al verso di rotazione. Ogni commutazione determina uno stato che dovrà essere mantenuto per 60° elettrici. Sarà compito del sistema di controllo del convertitore determinare qual è la sequenza corretta per le tre correnti di fase. Al fine di generare questa sequenza, il convertitore di potenza sarà un inverter a tre rami; ciascun ramo è formato da due interruttori opportunamente pilotati per fornire l'andamento desiderato. Si riporta nuovamente per maggiore chiarezza lo schema del convertitore di potenza e la relativa connessione al motore BLDC e successivamente gli andamenti delle correnti e la numerazione degli stati:

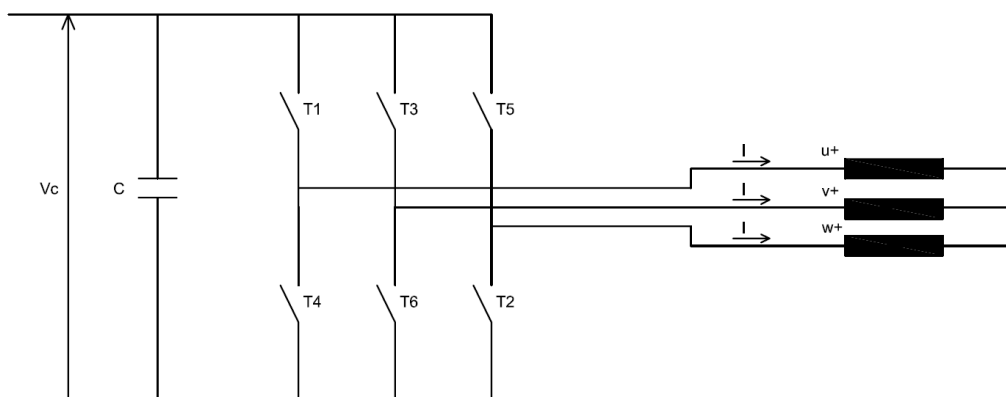


Figura 4.1.1: convertitore di potenza e motore brushless dc

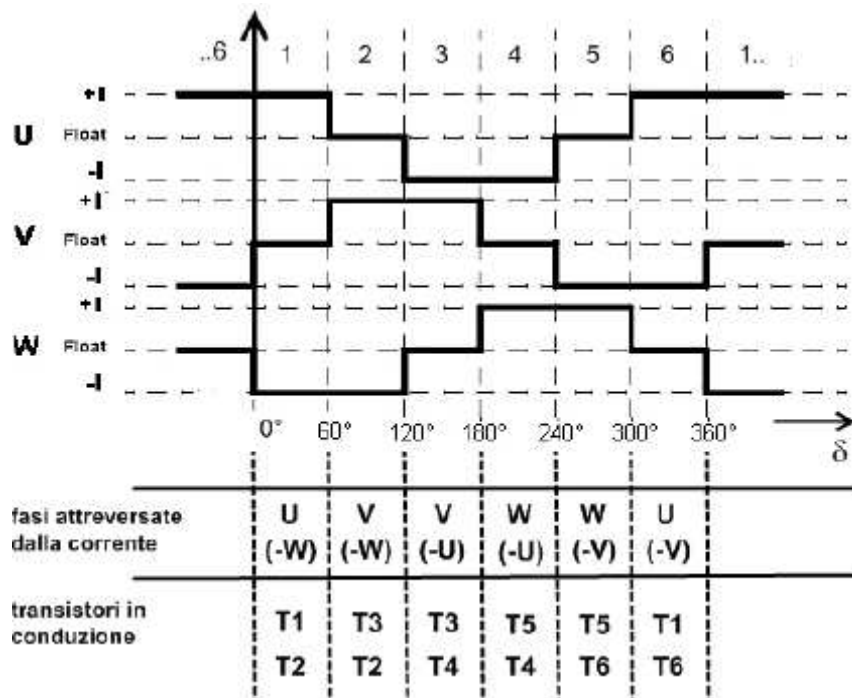


Figura 4.1.2: Andamenti delle correnti e numerazione degli stati

dove con  $\delta$  si intende l'angolo elettrico.

Si supponga che, per  $\delta = 0^\circ$ , le fasi che devono essere alimentate siano la fase  $u$  e la fase  $w$  come mostrato in *Figura 4.1.2*. Volendo una corrente entrante nella fase  $u$  ed uscente dalla fase  $w$ , il convertitore chiuderà l'interruttore T1 e l'interruttore T2, creando così il percorso di corrente desiderato: questa situazione topologica dell'inverter viene identificata come *stato 1*.

Si noti che durante questo stato la fase  $v$  non deve essere percorsa da alcuna corrente pertanto gli interruttori T3 e T6 saranno entrambi aperti. Allo stato successivo, *stato 2*, si vuole che la corrente esca ancora dalla fase  $w$  ed entri dalla fase  $v$ . Pertanto si dovrà interdire il transistor T1 ed abilitare T3 per permettere alla corrente di attraversare l'avvolgimento  $v$ . Dunque nel passaggio da uno stato all'altro vi sarà sempre l'accensione di un transistor e lo spegnimento di un altro.

Ogni interruttore rappresentato in *Figura 4.1.1* consiste in un dispositivo elettronico di potenza che viene scelto a seconda della potenza (tensione e corrente) del carico e della frequenza di lavoro; i più comuni dispositivi utilizzati nel controllo di potenza sono MOSFET, IGBT o SCR.

Vista la natura del carico pilotato, ovvero un carico induttivo, l'interruttore di potenza viene sempre utilizzato con un diodo, ad esso connesso in antiparallelo. Tale diodo ha la funzione di fornire un percorso di chiusura per le correnti imposte dal carico induttivo (*Figura 4.1.3*).

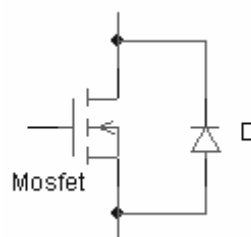


Figura 4.1.3: transistore mosfet con diodo in anti parallelo

Ad esempio se si considera il passaggio da *stato1* allo *stato2*, si assisterà allo spegnimento di T1 e all'accensione di T3. La corrente che circolava per T1 e che attraversava l'avvolgimento *u* continuerà a circolare e troverà come unica via di richiusura il diodo D4, in antiparallelo con il transistore T4.

Si è visto che il principio di funzionamento del motore BLDC consiste nell'alimentare in ogni istante la coppia di fasi con cui si può produrre la coppia maggiore. Per ottimizzare questo effetto la *f.c.e.m.* ha dunque forma trapezoidale. La combinazione di una corrente DC con una *f.c.e.m.* trapezoidale rende teoricamente possibile produrre una coppia costante.

In pratica la corrente non può essere stabilita istantaneamente in una fase del motore, e come conseguenza è presente un ripple di coppia ogni 60 gradi, nell'istante della commutazione. Per verificare questo, basta considerare il circuito semplificato che rappresenta l'inverter e il modello elettrico del motore. Considerando lo *stato 1*, la corrente circola attraverso il transistore T1 e il transistore T2. La *Figura 4.1.4* mostra il percorso della corrente.

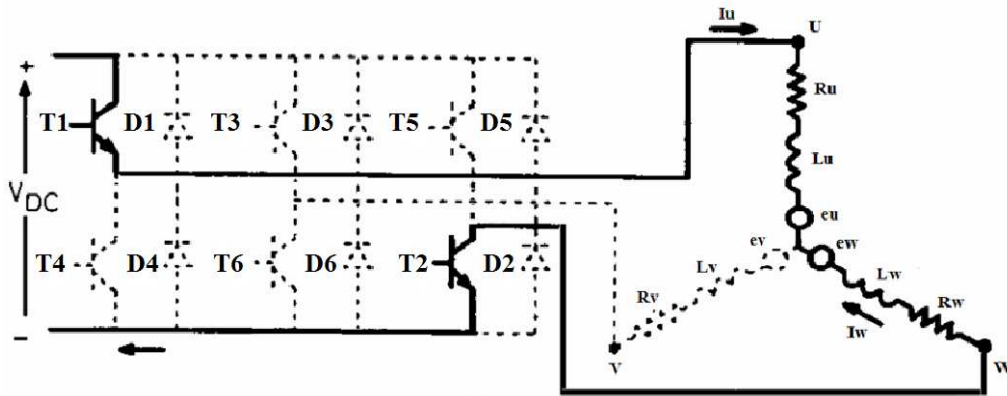


Figura 4.1.4: percorso della corrente durante lo *stato 1*

Volendo scrivere l'equazione di maglia in questa condizione:

$$V_{dc} = 2 \cdot R \cdot i + 2 \cdot L_{eq} \cdot \frac{di}{dt} + e_u - e_w \quad (4.1.1)$$

considerando  $L_u = L_v = L_w = L_{eq}$  l'induttanza sincrona e  $R_u = R_v = R_w = R$  la resistenza di fase del motore. Osservando le *f.c.e.m.* delle fasi *u* e *w* durante lo *stato1* si può osservare che sono costanti e tra loro di valore opposto pertanto si può considerare un unico contributo pari a  $2E$ .

$$V_{dc} = 2 \cdot R \cdot i + 2 \cdot L_{eq} \cdot \frac{di}{dt} + 2E \quad (4.1.2)$$

Come già accennato in precedenza, se si considera il passaggio da *stato1* a *stato2* si osserva l'apertura di T1 e la chiusura di T3. A causa della presenza dell'induttanza di fase  $L_u$ , la corrente attraverso l'avvolgimento *u* continuerà a circolare e, essendo T1 aperto, troverà un percorso di richiusura attraverso il diodo D4.

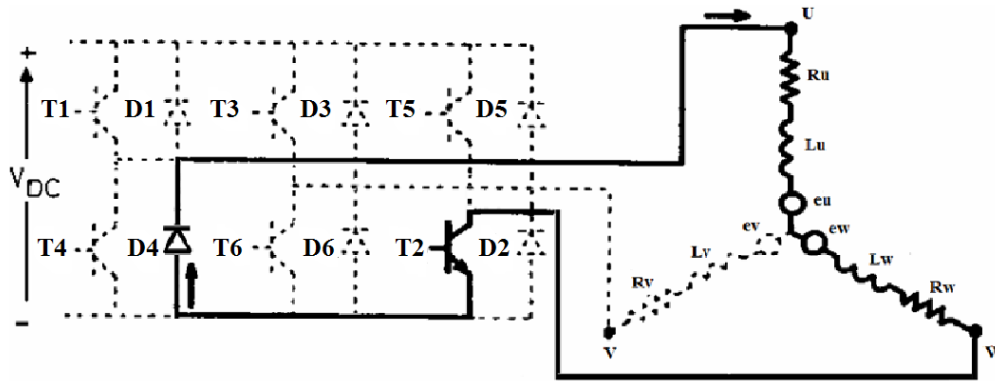


Figura 4.1.5: percorso della corrente attraverso l'avvolgimento  $u$  durante l'apertura di T1

Considerando la contemporanea chiusura dell'interruttore T3, si avrà una corrente che circola anche attraverso l'avvolgimento  $v$ . Dunque si deve considerare un'ulteriore maglia che tiene in considerazione la corrente che attraversa la fase  $v$ .

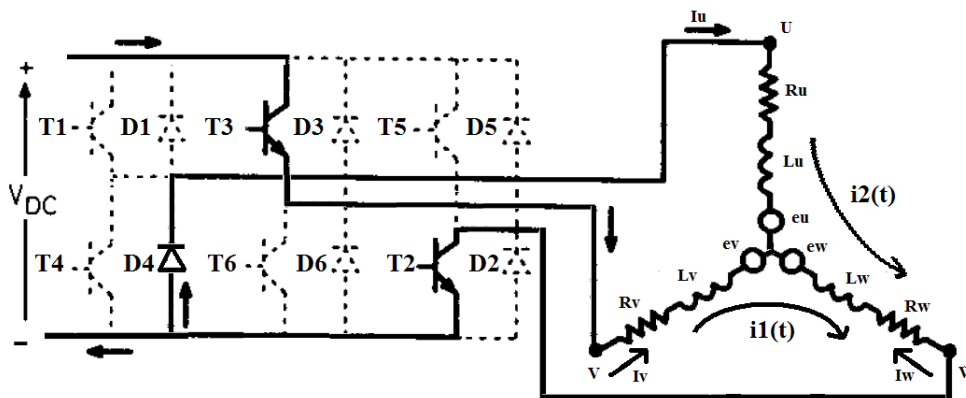


Figura 4.1.6: percorso della corrente durante l'apertura di T1 e la chiusura di T3

In questa situazione si scrivono le equazioni delle due maglie considerando le due correnti di anello  $i_1(t)$  ed  $i_2(t)$ .

$$i_u(t) = i_2(t) \tag{4.1.3}$$

$$i_v(t) = i_1(t) \tag{4.1.4}$$

$$i_w(t) = -i_u(t) - i_v(t) \tag{4.1.5}$$

L'equazione delle tensioni nella maglia 2 è:

$$0 = R_u \cdot i_2(t) + L_u \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + e_u + R_w \cdot (i_1(t) + i_2(t)) + L_w \cdot \frac{d(i_1(t) + i_2(t))}{dt} - e_w \tag{4.1.6}$$

L'equazione delle tensioni nella maglia 1 invece è:

$$V_{dc} = R_v \cdot i_1(t) + L_v \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + e_v + R_w \cdot (i_1(t) + i_2(t)) + L_w \cdot \frac{d(i_1(t) + i_2(t))}{dt} - e_w \tag{4.1.7}$$

Si tenga presente, osservando la *Figura 2.1.15* che la corrente  $i_u(t)$  sta calando mentre la corrente  $i_v(t)$  sta crescendo; la corrente  $i_w(t)$  la si vorrebbe idealmente costante.

Osservando le tensioni indotte in questo stato (*stato2*) si può notare che la tensione  $e_u$  non è più costante, ma decresce linearmente nel tempo con una pendenza che dipende dalla velocità del motore. La tensione  $e_v$  invece, ha appena terminato di salire e si trova ora al valore massimo pari ad  $E$ , valore che dipende dalla velocità di rotazione del motore.

Pertanto si dovrebbe sostituire il valore di  $e_u$  nelle equazioni di maglia con il suo andamento, pari a :

$$e_u = E - \frac{2 \cdot E}{(2\pi/6)/(p \cdot \omega_m)} \cdot t = E - \frac{6 \cdot E \cdot p \cdot \omega_m}{\pi} \cdot t = E - \frac{6 \cdot p \cdot K \cdot \omega_m^2}{\pi} \cdot t \quad (4.1.8)$$

ottenendo però delle equazioni risolvibili solo numericamente.

Supponendo invece che l'istante  $t$  considerato sia molto inferiore rispetto alla durata dello *stato2*, cioè inferiore a  $dt = (\pi/3 \cdot p \cdot \omega_m)$ , si considera  $e_u$  costante e pari a  $E$ .

Risolviendo l'equazione 4.1.6 si ottiene:

$$i_2(t) = I_2(0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot \frac{E}{R} \quad \text{con } \tau = \frac{L_{eq}}{R} \quad (4.1.9)$$

La corrente  $I_2(0)$ , considerando l'inizio dello *stato2* come istante 0, è pari a  $I_u(0)$ . Pertanto:

$$i_2(t) = I_u(0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot \frac{E}{R} = i_u(t) \quad (4.1.10)$$

La risoluzione dell'equazione differenziale 4.1.7 ha come soluzione:

$$i_1(t) = I_1(0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot \frac{V - 2E}{2R} \quad \text{con } \tau = \frac{L_{eq}}{R} \quad (4.1.11)$$

dove  $I_1(0) = I_v(0) = 0$  si ottiene:

$$i_1(t) = (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \cdot \frac{V - 2E}{2R} = i_v(t) \quad (4.1.12)$$

Ricordando che il motore è collegato a stella con neutro isolato si ricava la corrente attraverso la fase  $w$ :

$$i_w(t) = -i_u(t) - i_v(t) = -\frac{V}{2R} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) - I_u(0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.1.13)$$

Sebbene idealmente si vorrebbe una corrente costante, si nota che la corrente  $i_w(t)$  non è costante, ma è data dalla somma di due esponenziali, uno crescente ed uno decrescente. Questi due esponenziali, pur avendo la stessa costante di tempo presentano dei coefficienti moltiplicativi differenti; questo comporta una diminuzione della corrente  $i_w$  (in modulo).

I transistori di corrente nelle tre fasi quindi comportano un ripple della coppia generata dal motore.

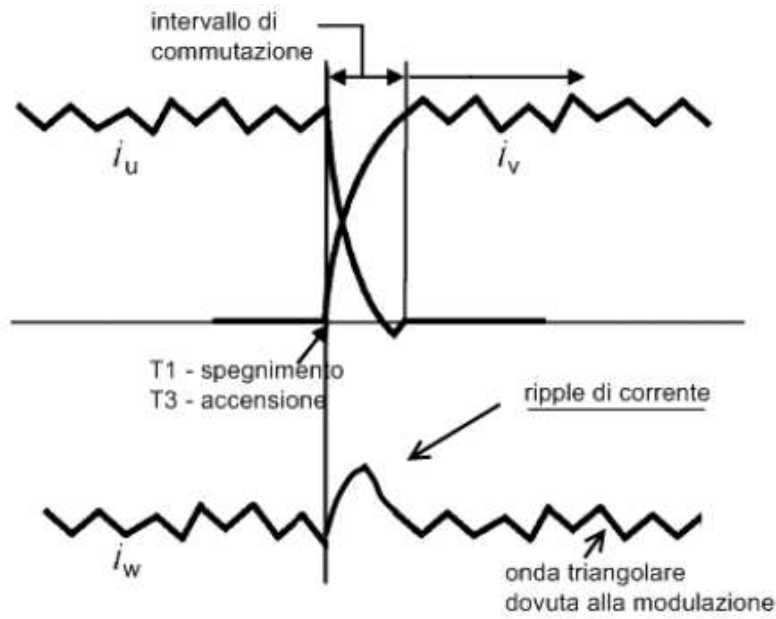


Figura 4.1.7: Andamento delle correnti  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  durante la commutazione

Ecco l'andamento reale delle tre correnti, in cui si notano i fronti non ripidi e un ripple a metà dell'intervallo di conduzione:

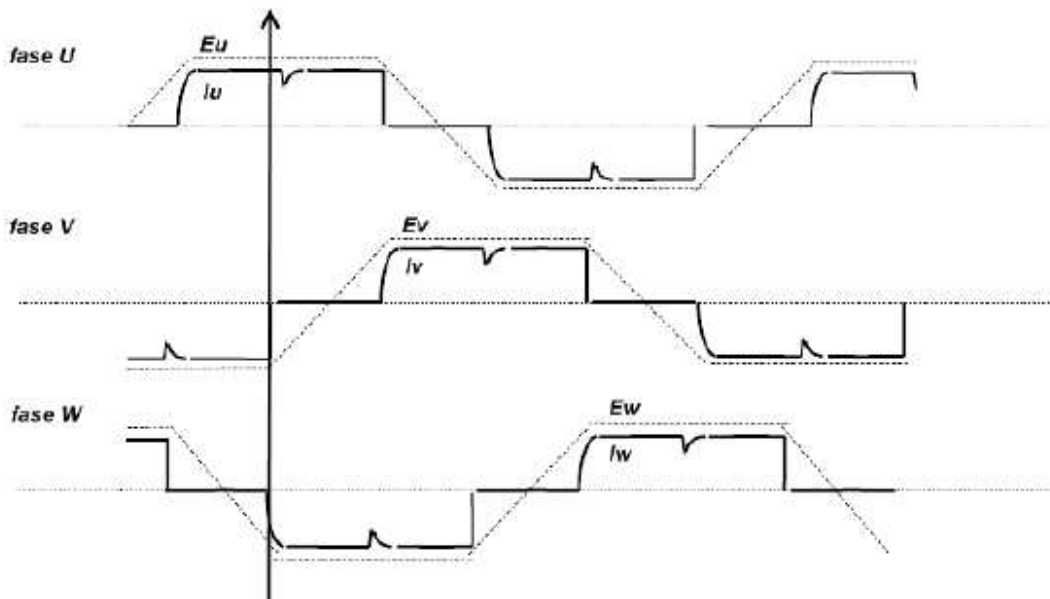


Figura 4.1.8: Ripple di corrente nei tre avvolgimenti

Si avrà dunque un ripple nella coppia del motore ad intervalli regolari pari a  $60^\circ$  elettrici, quindi  $6 \times$  (numero di poli -  $p$ ) volte la velocità di rotazione.

Di seguito si riporta l'andamento delle correnti rilevato direttamente da una prova su banco attraverso l'utilizzo dell'oscilloscopio:

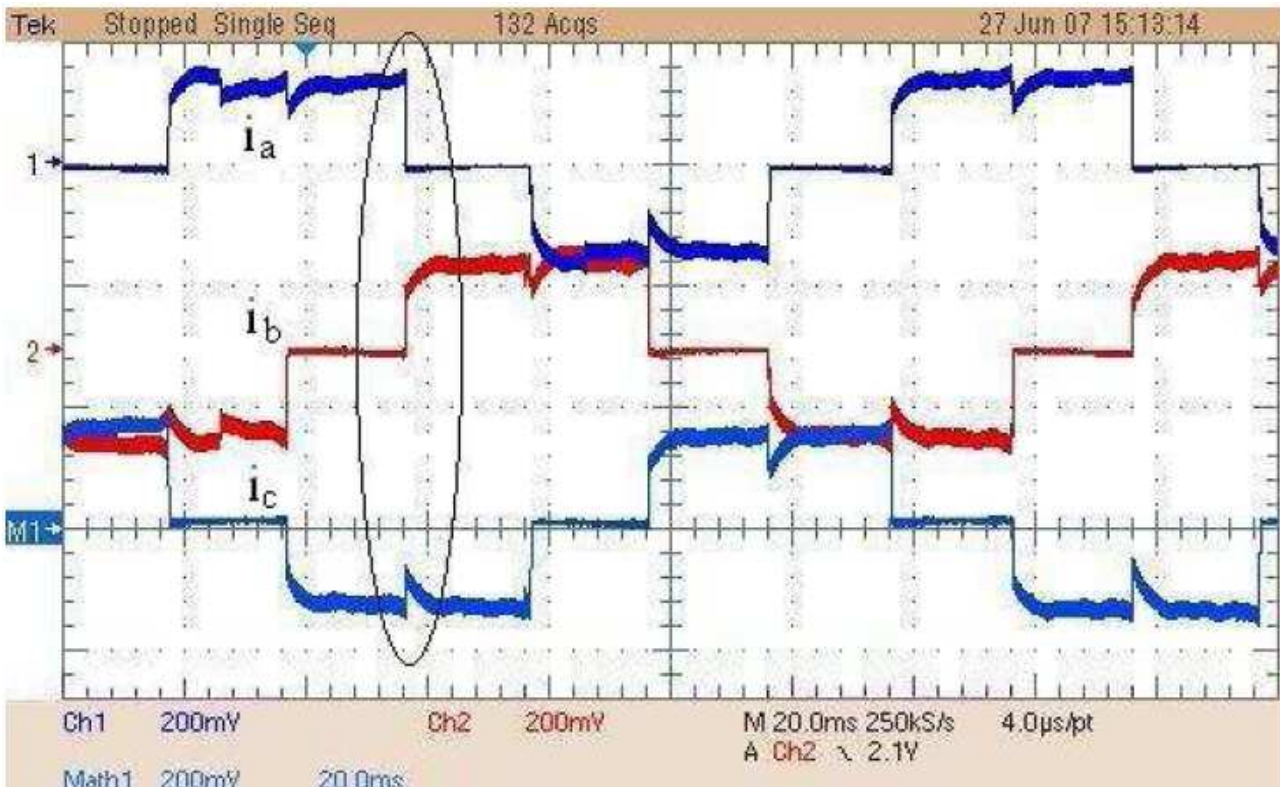


Figura 4.1.9: Ripple di corrente nei tre avvolgimenti

Dove è evidenziato con un'ellisse l'istante di commutazione considerato per lo studio.

## 4.2 Limiti ad elevata velocità

Vediamo un ultimo aspetto, infine, per concludere questo capitolo riguardante i limiti del motore brushless dc.

A basse velocità la corrente segue abbastanza bene il suo profilo quasi quadro; ci sarà un breve impulso di tensione all'inizio e alla fine del periodo di conduzione per forzare il necessario cambiamento del livello di corrente, mentre durante il periodo di conduzione la tensione media applicata sarà superiore alla forza controelettrica della quantità pari alla caduta di tensione sulla resistenza di fase.

Ad alte velocità la forza controelettrica raggiunge valori molto elevati, prossimi alla massima tensione di fase applicabile, per cui la tensione ai capi dell'induttanza degli avvolgimenti si riduce e, soprattutto nei fronti dove la corrente dovrebbe cambiare repentinamente, risulta difficoltoso farne seguire l'andamento ideale. Incrementando la velocità, poi, incrementa anche il numero di commutazioni; tutto questo fa sì che ci si discosti dall'andamento quasi quadro della corrente. La coppia si riduce degradando all'aumentare della velocità.

Il motore che deve soddisfare la coppia media specificata per una data applicazione frequentemente si trova quindi ad avere insufficiente coppia alle alte velocità.

La zona a *coppia limite costante* perciò non presenta la sua forma ideale rettangolare, ma la coppia fornita dal motore comincia a diminuire prima, avvicinandosi alla velocità base, ovvero al limite di tensione.

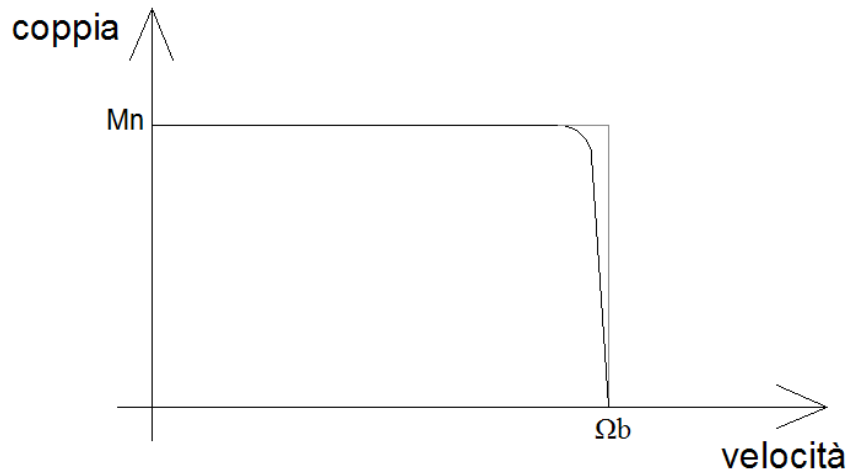


Figura 4.2.1: comportamento reale del motore nella zona a *coppia limite costante*

Questa problematica può essere risolta alimentando la fase prima rispetto all'istante in cui dovrebbe essere alimentata con un'alimentazione ad onda quasi quadra. Così facendo la salita della corrente è più veloce, finché la forza contro elettromotrice risulta essere più bassa del valore massimo, in quanto risulta applicata sull'induttanza dell'avvolgimento una tensione maggiore.

Ecco l'idea quindi di alimentare il motore con una terna di correnti sinusoidali sincronizzate con le forze contro elettromotrici. L'andamento della corrente sinusoidale non presenta fronti ripidi e comincia a salire quando la forza contro elettromotrice è a valore nullo, per cui la tensione applicata sull'induttanza è maggiore. Quando la forza contro elettromotrice raggiunge il suo valore massimo, la corrente si trova nella parte superiore della sinusoide. Con questo tipo di andamento della corrente ci sarà un maggior ripple di coppia per cui verrà introdotto solamente alle alte velocità dove dovrebbe portare ad un miglioramento del comportamento riuscendo a mantenere una coppia elevata per un margine di velocità superiore.



## 5. Controllo di corrente

Per implementare il controllo di corrente del motore brushless dc sotto esame è innanzitutto necessario ricavare un modello dello stesso; questo tipo di motore, come già più volte detto, istantaneamente presenta due fasi in conduzione e una terza idealmente spenta, cioè con corrente nulla. Partendo da questo presupposto possiamo scrivere l'equazione delle tensioni per esempio nell'istante in cui conducono la fase  $u$  e  $v$ :

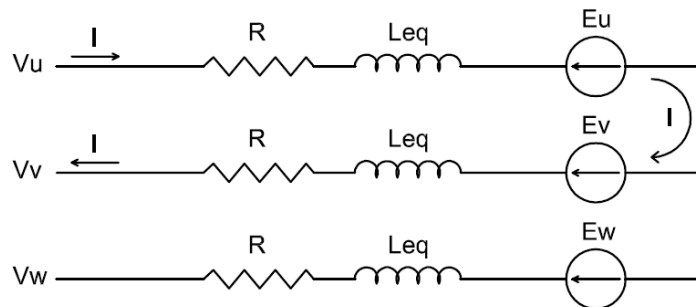


Figura 5.1: circuito equivalente con fasi  $u$  e  $v$  in conduzione

$$V_u - V_v = 2R \cdot i + 2L_{eq} \cdot \frac{di}{dt} + E_u - E_v \quad (5.1)$$

Applichiamo la trasformata di Laplace all'equazione (5.1) e consideriamo le forze contro elettromotrici come un disturbo nel modello del motore per il controllo di corrente, in quanto esse sono proporzionali alla velocità che varia molto più lentamente della corrente; la costante di tempo elettrica infatti è molto più piccola della costante di tempo meccanica. Scegliamo quindi di trascurare le forze contro elettromotrici in questo modello:

$$V_u - V_v = 2RI(s) + 2L_{eq}sI(s) \quad (5.2)$$

Con  $I(s)$  la corrente che scorre negli avvolgimenti  $u$  e  $v$  e  $V_v$  la assumiamo come tensione di riferimento per cui la relazione che lega la tensione media applicata alle fasi  $u$  e  $v$  e la corrente è:

$$M(s) = \frac{I(s)}{V_u - V_v} = \frac{1}{2R + s2L_{eq}} = \frac{1}{2R} \cdot \frac{1}{1 + s\tau_e} \quad (5.3)$$

Dove  $\tau_e$  è la costante di tempo elettrica del motore uguale a  $\tau_e = \frac{L_{eq}}{R} = \frac{75\mu H}{35m\Omega} = 2.14ms$ .

Tale situazione descritta finora cambia ogni 60 gradi elettrici, con sempre due fasi in conduzione e una fase con corrente nulla.

Il modello rimane sempre lo stesso mentre il circuito del controllo può essere schematizzato come segue:

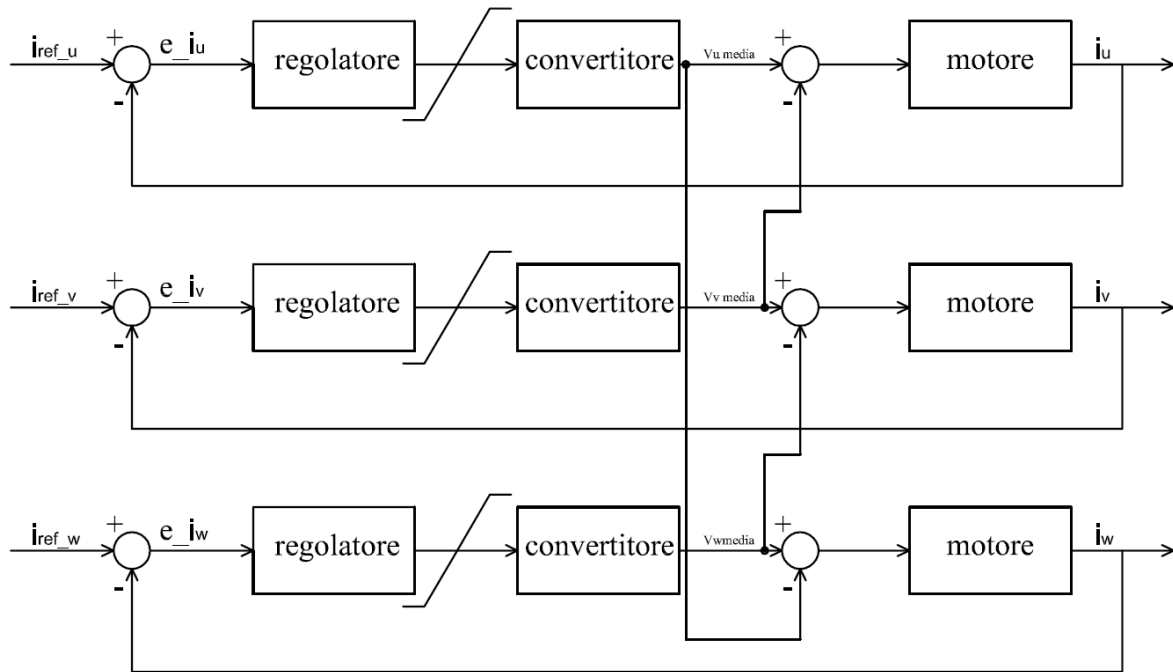


Figura 5.2: schema del controllo di corrente del motore brushless dc

Modellizzato il comportamento del motore passiamo ora a qualche osservazione sul convertitore. Si può osservare innanzitutto che il regolatore fornisce in uscita il duty cycle che è un valore che varia da 0 a 1. Il modello del convertitore perciò dovrà presentare un guadagno  $K_{pwm}$  pari a 48, valore della tensione di batteria, per fornire così in uscita la tensione media reale da applicare alla fase corrispondente. Il convertitore dà in uscita un segnale PWM con dei ritardi impliciti di questa tipologia di segnale. Per tener conto del ritardo introdotto da questo componente si assume di solito come costante di tempo metà del periodo di switching ovvero:

$$\frac{T_s}{2} = \frac{1/14000}{2} = 35,7 \mu s \tag{5.4}$$

essendo 14kHz la frequenza di switching. Alla costante di tempo (5.4) corrisponde un polo (in Bode) alla frequenza di 28kHz circa. La banda passante del controllo di corrente sarà scelta molto più bassa di tale frequenza (circa una decade minore) per cui il polo del convertitore viene trascurato nella modellizzazione e di esso viene considerato solo il guadagno.

Per quanto riguarda il regolatore invece si è scelto l'utilizzo di una parte proporzionale e di una parte integrale per garantire una risposta adeguata del sistema e un errore nullo a regime:

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \cdot \left( \frac{1 + s\tau_i}{s\tau_i} \right) \quad \tau_i = \frac{K_p}{K_i} \tag{5.5}$$

Come si nota dalla *Figura 5.2* non sono presenti guadagni introdotti dalle sonde di corrente perché il programma elabora direttamente i valori reali delle stesse.

Scriviamo quindi la funzione di trasferimento del sistema a catena aperta:

$$G(s) = R(s) \cdot K_{pwm} \cdot M(s) = K_p \cdot \left( \frac{1 + s\tau_i}{s\tau_i} \right) \cdot K_{pwm} \cdot \frac{1/2R}{1 + s\tau_e} \quad (5.6)$$

La funzione di trasferimento del sistema a catena chiusa è invece:

$$W(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{1 + s\tau_i}{s^2 \cdot \left( \frac{\tau_i \cdot \tau_e \cdot 2R}{K_p \cdot K_{pwm}} \right) + s \cdot \tau_i \cdot \left( \frac{2R + K_p \cdot K_{pwm}}{K_p \cdot K_{pwm}} \right) + 1} = \frac{1 + s\tau_i}{s^2 \cdot \frac{1}{\omega_n^2} + s \cdot \frac{2\zeta}{\omega_n} + 1} \quad (5.7)$$

Osserviamo innanzitutto che il guadagno è unitario per cui l'errore a regime è nullo.

Imponiamo come banda passante del sistema di controllo 700Hz, pari a circa la pulsazione naturale del sistema, mentre come smorzamento il valore 0,9 anche se la presenza di uno zero in banda rende difficile la riduzione della sovralongazione nella risposta nel tempo del sistema:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p \cdot K_{pwm}}{\tau_i \cdot \tau_e \cdot 2R}} = 700 \rightarrow K_i = 1.53$$

$$\zeta = \tau_i \cdot \left( \frac{2R + K_p \cdot K_{pwm}}{K_p \cdot K_{pwm}} \right) \cdot \omega_n / 2 = 0.9 \rightarrow K_p = 0.00247$$

La figura sottostante riporta la risposta nel tempo del sistema sollecitato da un ingresso a gradino. Si nota come sia inevitabile una sovralongazione dovuta alla presenza dello zero in banda, in questo caso pari al 2% per cui accettabile:

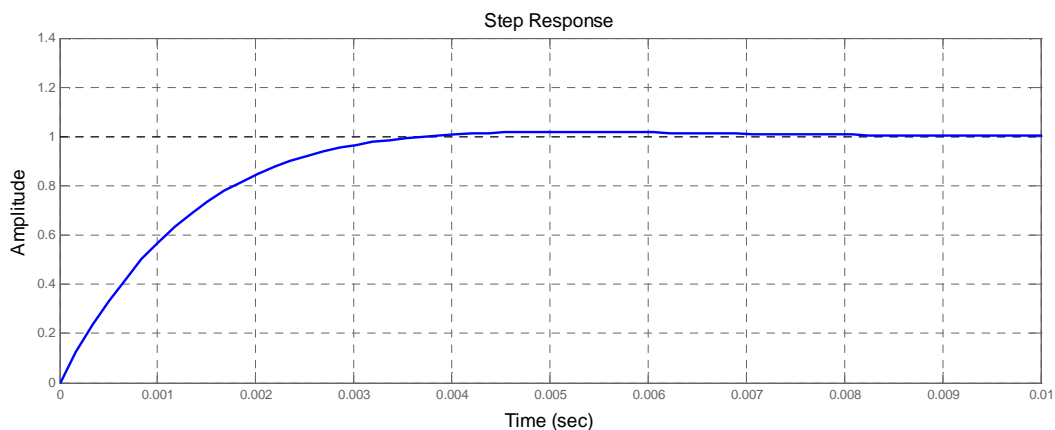


Figura 5.3: risposta nel tempo dell'anello di controllo della corrente

Di seguito si riportano i diagrammi di Bode del sistema con le costanti scelte. Si nota come il modulo per frequenza nulla sia pari a zero, ovvero il guadagno a regime è unitario; la banda passante è circa uguale a 700Hz:

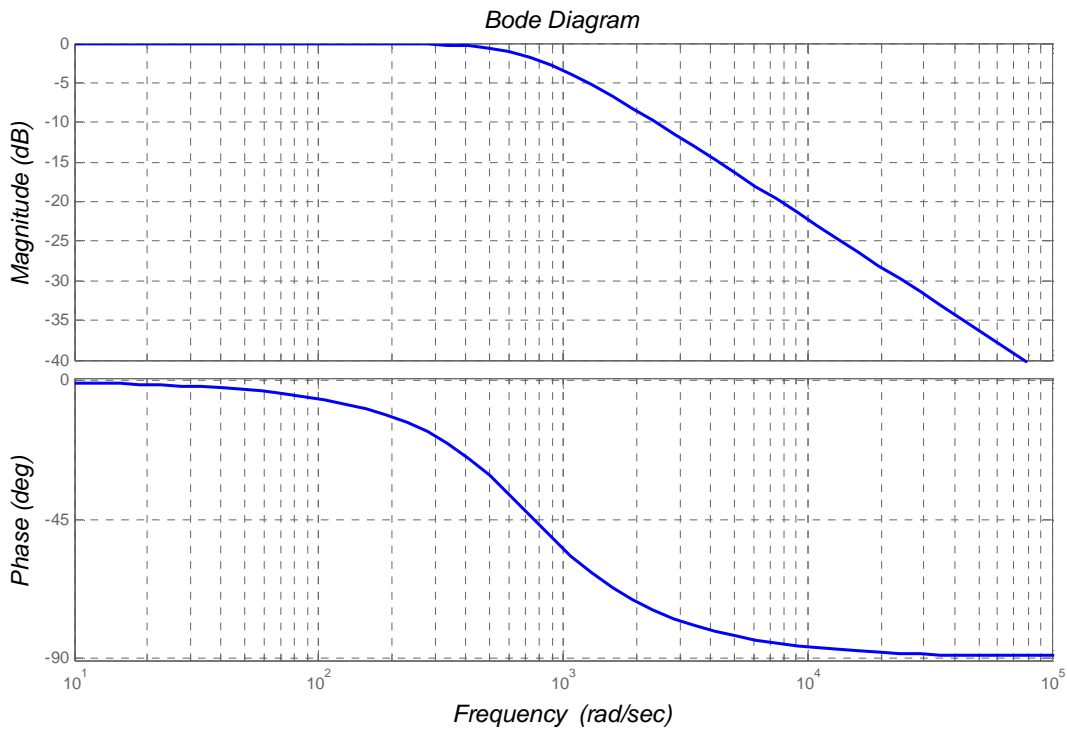


Figura 5.4: diagrammi di Bode della risposta in frequenza del sistema

Essendo ora a conoscenza delle costanti da dare al regolatore è necessario ora implementarlo nel codice di controllo della corrente. Avendo a disposizione segnali campionati e non continui è stato necessario discretizzare la funzione del regolatore rispetto alla funzione a tempo continuo, attraverso il metodo di integrazione di Eulero indietro:

$$\begin{cases} y(k) = y_p(k) + y_i(k) \\ y_p(k) = K_p \cdot e(k) & \rightarrow \text{parte proporzionale} \\ y_i(k) = K_i \cdot T \cdot e(k) + y_i(k-1) & \rightarrow \text{parte integrale} \end{cases} \quad (5.8)$$

dove T è il periodo di campionamento (35,7μs) ed e(k) è l'errore ad ogni istante di campionamento. E' stata implementata anche una limitazione all'uscita del regolatore e anche all'uscita della parte integrale per evitare problemi di wind-up.

## 5.1 Realizzazione circuito per il controllo di corrente

Il motore sotto studio è alimentato tramite un inverter che, attraverso la modulazione PWM, comanda gli switch per ottenere la tensione e la corrente desiderate. Per realizzare il controllo di corrente è necessario costruire il circuito visto in *Figura 5.2*. Si è scelto di implementare il tutto attraverso l'utilizzo del *DSC* in via quindi digitale, le cui caratteristiche sono state descritte nel capitolo 3, per cui ne risulta un circuito come il seguente:

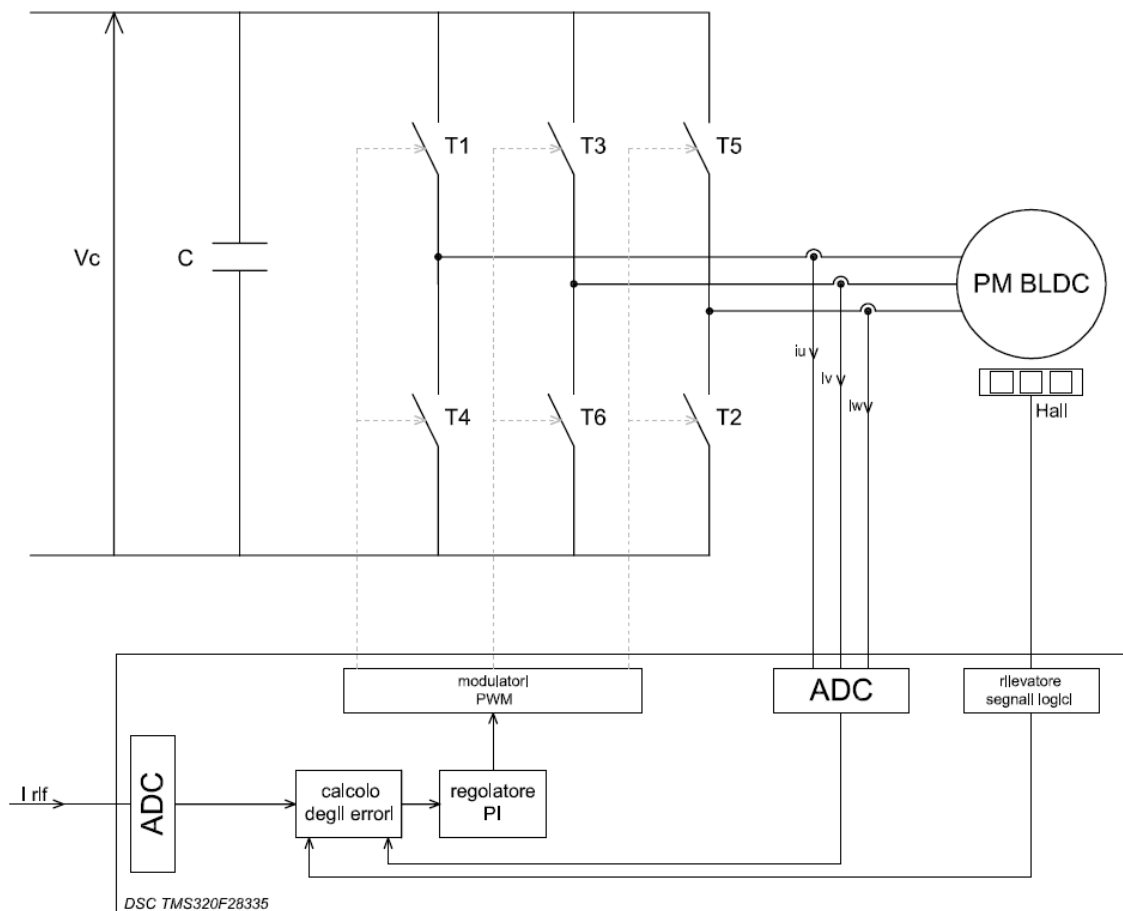


Figura 5.1.1: Schema del controllo di corrente tramite l'uso del DSC

Questo consente di ridurre la parte circuitale di tipo analogico.

Dalla *Figura 5.1.1* si vede come il campionatore del *DSC* acquisisca il valore delle tre correnti assorbite dal motore; in realtà, avendo il motore il centro stella isolato, la somma delle correnti è in ogni istante nulla, per cui sono state misurate solo due correnti mentre la terza è data dalla somma di queste cambiata di segno. Un altro segnale acquisito dal modulo *ADC* è il riferimento di corrente, ovvero di coppia. Tale segnale, a seconda della posizione del rotore rilevata dall'opportuna composizione dei segnali dei sensori Hall, sarà adattato in modo da avere un riferimento a disposizione per ogni fase. Infatti nel capitolo 2 si è visto come per ogni istante debbano condurre due fasi e sulla terza ci debba essere corrente nulla per aver idealmente coppia costante. Il riferimento perciò sarà posto per ogni fase in ogni istante positivo, negativo o nullo a seconda della posizione del rotore. I segnali dei sensori Hall sono posti nella porta I/O digitali del *DSC*. Bisogna puntualizzare però che le sonde Hall danno in uscita un segnale che va da 0V a 5V. In ingresso alla porta digitale del *DSC* sono accettati segnali da 0V a 3,3V per cui i segnali delle sonde sono stati

opportunamente condizionati attraverso un semplice partitore di tensione.

In ogni istante perciò il confronto, per ogni fase, tra il riferimento e la retroazione di corrente consente di calcolare l'errore, il quale posto in ingresso ad un'opportuna funzione che implementa il regolatore, dà in uscita il duty cycle, valore compreso tra -0.5 e 0.5. Nella descrizione delle proprietà del *DSC* è stato detto come questo presenti al suo interno dei modulatori PWM. Tre di questi sono stati utilizzati portando al loro ingresso il valore dei duty cycle, impostando la portante alla frequenza massima sopportata dagli switch dell'inverter (14kHz) in modo che questi diano in uscita il tipico segnale rettangolare che andrà poi a comandare gli interruttori per ottenere la tensione e la corrente desiderata.

Per l'alimentazione del bus in continua è stata utilizzata una batteria in grado di fornire i 48V necessari per l'alimentazione del modulo di potenza. Questo è in grado di comandare un motore brushless con tensioni fino ad 80V e correnti fino ad 80A con una frequenza di lavoro di 14kHz.



Figura 5.1.2: Inverter trifase HTM 1000-R2

Il modulo di potenza presenta inoltre un sensore di corrente lato continua che necessita di una alimentazione di +5V ricavati direttamente dalla tensione di batteria. Infine l'inverter è in grado di fornire un segnale di "fault" qualora un mosfet sia attraversato da una corrente troppo elevata; segnale che può essere gestito via software per spegnere il modulo in caso si attivasse.

Di seguito viene riportata la morsettiera del modulo di potenza in cui si vedono i morsetti per l'alimentazione dal bus dc, il morsetto di uscita del segnale di fault, un morsetto per il comando di un eventuale relè (RELE\_LINEA) che permette lo spegnimento del modulo e la disconnessione dalla batteria, due morsetti per l'inserimento di una eventuale chiave per spegnere tutte le alimentazioni e i sei morsetti per i comandi dei mosfet. I mosfet "bassi" delle tre gambe dell'inverter vanno pilotati con un segnale logico positivo a 5V capace di erogare almeno 20mA, mentre i tre mosfet "alti" vanno pilotati con un segnale a logica negata. Il modulo di potenza, poi, ha già al suo interno i driver per il comando dei mosfet; è sufficiente solo fornire una tensione di 5V.

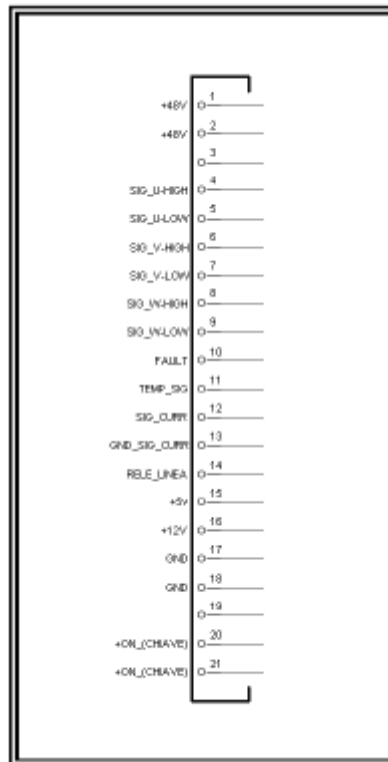


Figura 5.1.3: Morsetteria inverter trifase HTM 1000-R2

I modulatori PWM del *DSC* danno in uscita, sulla porta I/O digitale *general purpose* dello stesso, un segnale di tensione 0 o 3.3V che rappresenta rispettivamente un segnale a livello logico basso o alto. Si è scelto quindi di utilizzare un traslatore di livello *on-chip* per non introdurre elevati ritardi nel segnale PWM; è stato scelto l'integrato TC1411 della microchip che introduce un ritardo di circa 30ns ed è in grado di pilotare carichi fino a 1A, caratteristiche che soddisfano appieno le nostre esigenze.

I segnali provenienti dai sensori di Hall sono segnali logici che variano con un periodo che dipende dalla velocità del motore. Per velocità elevate è possibile avere dei problemi di commutazione per cui sono stati posti all'ingresso di tre trigger di Schmitt che forniscono un segnale in uscita di 0 o 5V. Come già detto tale valore di tensione non può essere posto in ingresso alla porta I/O digitale *general purpose* del *DSC*, per cui attraverso un partitore di tensione è stata ridotta al valore di 3.3V.

Per quanto riguarda la lettura delle correnti è stato precedentemente spiegato come si sia scelto di considerare solo due fasi del motore, avendo questo il centro stella isolato, e quindi come la corrente nella terza fase sia deducibile dalle prime due. I sensori utilizzati sono sensori ad effetto Hall open loop in grado di rilevare correnti fino a  $\pm 200A$  con picchi fino a  $\pm 600A$ . È stato utilizzato il sensore NCA1C-200 il quale fornisce in uscita una tensione di 20mV per ogni Ampere rilevato. La tensione di uscita del sensore varia quindi da -4V a +4V. L'ADC del *DSC* però accetta in ingresso tensioni da 0 a 3V. Nell'interfaccia tra il *DSC* e il modulo di potenza, perciò, è stato realizzato un circuito di condizionamento in grado di adattare opportunamente il segnale dei sensori di corrente per porli in ingresso poi all'ADC. Infine i sensori richiedono di essere alimentati con una tensione di  $\pm 15V$  che è stata fornita da un generatore esterno.

Per il riferimento di corrente è stato posto all'ingresso dell'ADC un segnale variabile da 0 a 3V. Questo sarà poi utilizzato nel codice per il controllo e opportunamente elaborato per essere confrontabile con i valori di corrente di retroazione per il calcolo degli errori. Nel codice, poi, partendo dai segnali campionati dalle due sonde di corrente, sono stati calcolati i valori veri di corrente nelle due fasi. Con una semplice somma poi è stata calcolata anche la corrente nella terza fase.

Si è voluta rilevare anche la tensione di batteria; attraverso un partitore di tensione è stata posta all'ingresso dell'ADC. È stato poi previsto anche un led di segnalazione guasti che sarà fatto lampeggiare a frequenze diverse a seconda del guasto considerato. Infine è stato posto all'ingresso di un pin *general purpose* un pulsante con il quale l'operatore può comunicare con il microprocessore, soprattutto in caso di guasto per resettare l'interrupt dedicato.

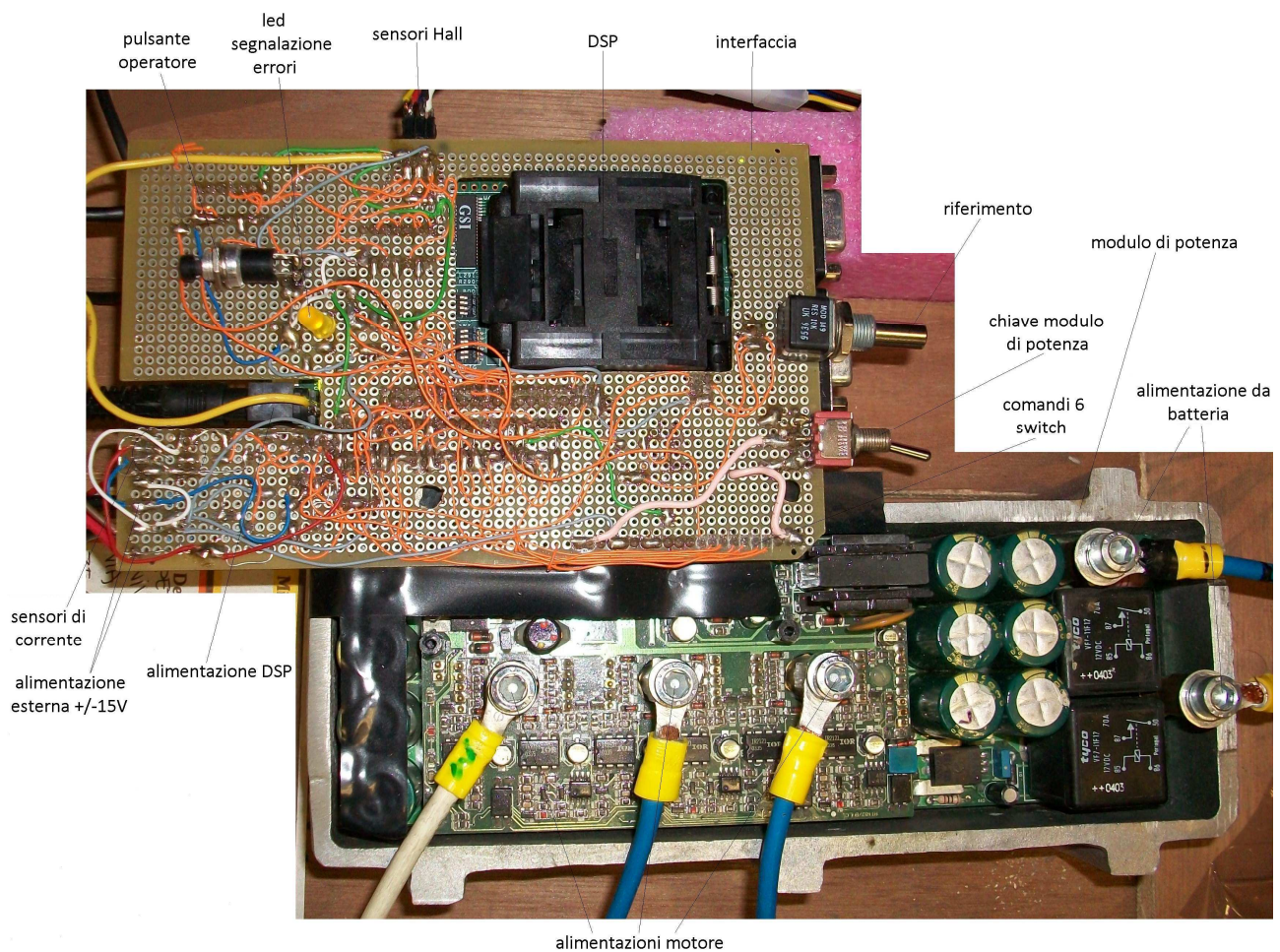


Figura 5.1.4: DSP + interfaccia + modulo di potenza



## 5.2 Realizzazione del programma per il controllo di corrente

Il programma che si implementerà nel *DSC* avrà il compito di gestire il campionatore analogico-digitale per rilevare le correnti assorbite dal motore e il riferimento impostato dall'operatore; da questi segnali, opportunamente condizionati per essere confrontati, si ricaverà l'errore da porre in ingresso ad un regolatore che darà in uscita un certo riferimento che sarà confrontato con una portante triangolare per avere in uscita dai modulatori PWM un segnale rettangolare per il comando degli switch del convertitore in modo da avere una tensione media applicata alle fasi del motore e la corrente desiderata. E' necessario decidere la frequenza di modulazione, ovvero la frequenza della portante nei modulatori PWM, e la frequenza di campionamento. E' noto come questo sistema di gestione dei segnali introduca dei ritardi nel controllo. I segnali di corrente delle due fasi e il riferimento infatti sono campionati con un certo periodo; una variazione degli stessi viene rilevata al campionamento successivo per cui si introduce un ritardo al più uguale al periodo di campionamento. Durante tale periodo i segnali campionati vengono quindi elaborati e solo all'inizio del successivo periodo di modulazione vengono posti in uscita per comandare opportunamente gli switch del convertitore.

Il convertitore è in grado di far lavorare i propri mosfet con una frequenza pari a 14kHz. Questa dunque sarà la frequenza di modulazione, la frequenza dunque della portante. La portante poi può essere scelta a singola rampa o a doppia rampa. Il segnale di inizio campionamento è inviato dal modulo PWM per cui se la portante viene impostata a singola rampa il segnale di inizio campionamento viene inviato ogni volta che questa è a valore minimo; se la portante viene impostata a doppia rampa, il modulo PWM consente di inviare il segnale di inizio campionamento sia quando la rampa è a valore minimo che quando è a valore massimo. In quest'ultimo caso il periodo di modulazione non è cambiato, ma la frequenza di campionamento è doppia (campiona 2 volte in un periodo di modulazione). Questo consente di dimezzare il ritardo introdotto nel gestire i segnali.

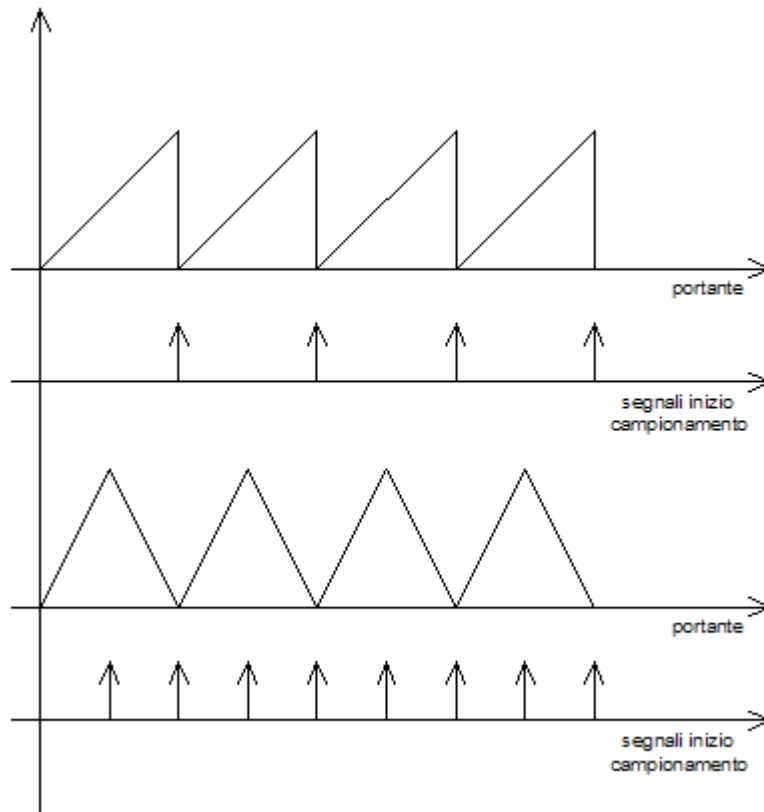


Figura 5.2.1: portante a singola rampa e a doppia rampa con relativi segnali di inizio campionamento

La frequenza di campionamento è quindi di 28kHz e il periodo di 35,71 $\mu$ s. In questo periodo i segnali vengono elaborati in modo da calcolare il segnale modulante che verrà confrontato con la portante nel periodo successivo. Un altro vantaggio nell'utilizzo di una portante a doppia rampa è il fatto che, immaginando una modulante generica compresa tra il valore minimo e il valore massimo, lo switch subisce due commutazioni in un periodo di modulazione le quali sono distanti dagli istanti di campionamento. Si intuisce quindi come il campionamento sia migliore in quanto il segnale non è sporcato dagli effetti della commutazione.

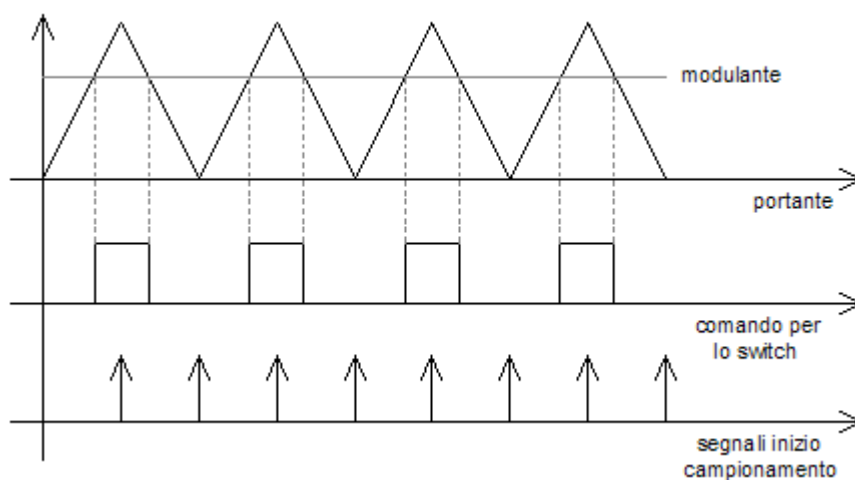


Figura 5.2.2: portante a doppia rampa, segnali di inizio campionamento e comando per lo switch

Tutto questo grazie ai moduli PWM del *DSC* che consentono di impostare una portante a frequenza desiderata con una forma che può essere a singola rampa o a doppia rampa. Il segnale di inizio campionamento viene inviato dai moduli stessi e con quest'ultima scelta può essere inviato due volte per periodo di modulazione dimezzando di fatto il ritardo. Questo consente la sincronizzazione tra segnale modulante e campionamento.

Dopo queste osservazioni si passa ora alla vera e propria scrittura del programma per il controllo di corrente. Il programma è stato scritto in linguaggio *C* attraverso l'uso di un tool di scrittura compreso nel pacchetto del *DSC*: *Code Composer Studio*.

Il programma è composto da un corpo principale detto *main* in cui vengono inizializzate le periferiche necessarie e dove è presente un ciclo che resta in attesa di un eventuale *interrupt* chiamato dalle periferiche stesse. Gli *interrupt* possono essere di vario genere; la stessa chiamata al campionamento rappresenta un *interrupt*; oppure in caso di errore è presente un *interrupt* che interrompe il normale funzionamento del programma per dedicarsi ad un'altra routine detta *manage\_error*. Di seguito al *main* perciò verranno scritte le "azioni" che il *DSC* dovrà compiere per ogni *interrupt* che verrà chiamato.

Nel *main* sarà impostato il clock, saranno inizializzati i pin utili nella porta I/O digitale *general purpose*, il vettore degli *interrupt* e le periferiche necessarie per il controllo da implementare e da ultimo viene implementato un ciclo di attesa. Le periferiche necessarie per il controllo sono il convertitore analogico-digitale, 3 moduli PWM e il CPU Timer per gestire il lampeggio a diverse frequenze del led di segnalazione errori.

Ecco uno schema a blocchi del programma principale:

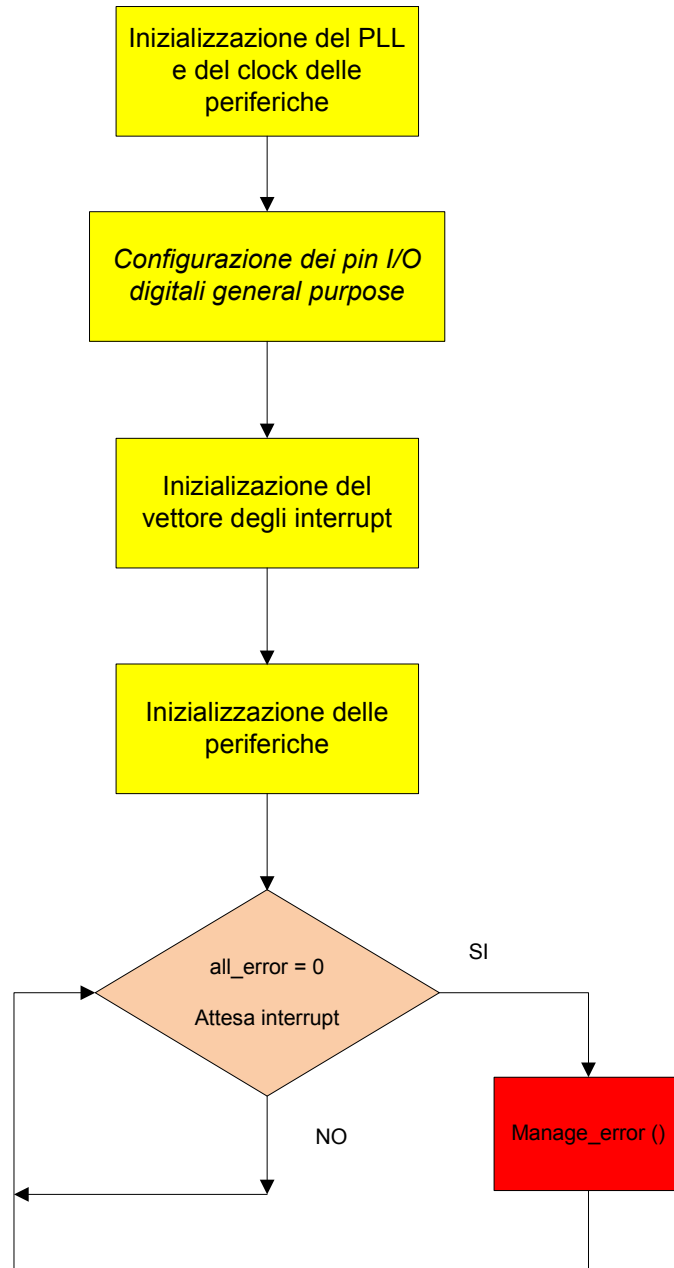


Figura 5.2.3: schema a blocchi del programma principale

Il *main* del programma ha inizio con l’inizializzazione del PLL e con la scelta del clock da dare alle periferiche. Questo è stato scelto con una frequenza uguale alla frequenza della CPU ovvero di 150MHz.

Per i segnali digitali che il *DSC* deve gestire è necessario abilitare i pin opportuni nella porta I/O digitale *general purpose*. Sono stati innanzitutto collegati 6 pin di tale porta ai 3 moduli PWM del *DSC* e impostati come output. Questi andranno collegati poi ai pin di comando degli switch del modulo di potenza dopo essere stati opportunamente condizionati attraverso l’interfaccia.

Altri tre pin della stessa porta sono stati abilitati e impostati come ingressi in modo da poterci connettere i tre segnali dei sensori Hall. E' stato abilitato poi un pin come ingresso per il segnale di *fault* in arrivo dal convertitore, un pin come uscita per il comando del led di segnalazione errori e infine un pin come ingresso dove è stato connesso lo switch per far in modo che l'operatore possa comunicare con il *DSC*.

Per quanto riguarda gli *interrupt* essi sono essenzialmente tre: un *interrupt* viene chiamato dal convertitore analogico-digitale al termine di ogni campionamento (*adc\_isr*); un secondo viene chiamato tramite il segnale di *fault* che arriva dall'inverter (*tzepwm1\_isr*); un terzo è chiamato dal timer interno della CPU ad intervalli periodici per così eseguire delle azioni con frequenza regolare (*cpu\_timer0\_isr*).

E' necessario ora inizializzare le periferiche. Si parte col modulo PWM presente nel chip del *DSC*. Sono sufficienti 3 moduli PWM per comandare i 6 switch dell'inverter, in quanto ogni modulo dà in uscita due segnali; ogni modulo quindi andrà a gestire una gamba del convertitore. Come prima cosa è stato impostato la modalità di conteggio up-down del contatore di ogni modulo PWM in modo da avere una portante a doppia rampa. Come frequenza di conteggio è stata mantenuta la frequenza delle CPU ovvero 150MHz e come valore massimo 5358. Il contatore quindi incrementerà il suo valore fino al valore massimo impostato con una frequenza di 150MHz e poi lo decrementerà fino a 0 con la stessa frequenza generando così una portante a doppia rampa con frequenza di 14kHz come desiderata. Si abilita poi un particolare registro in cui verrà memorizzato ogni semiperiodo il valore del duty cycle (opportunamente condizionato per far sì che sia un valore compreso tra 0 e 5358) che funge da modulante.

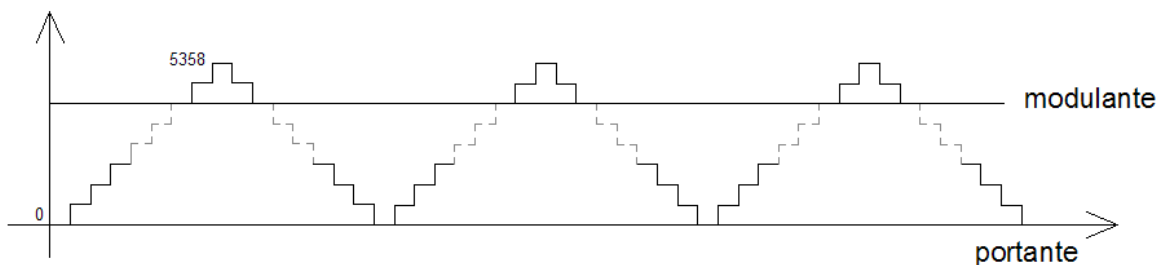


Figura 5.2.4: portante a gradini generata dal modulo PWM e modulante (duty cycle)

Quando il valore del contatore sta incrementando e raggiunge il valore impostato nel registro per la modulante verrà generato un segnale a valore logico alto; viceversa quando il valore del contatore che sta decrescendo raggiunge il valore della modulante è stata impostata come uscita un valore logico basso. Questo segnale quindi sarà quindi a valore logico alto quando la portante è maggiore della modulante.

Il registro dove viene scritto il valore della modulante è stato impostato, poi, per essere aggiornato ogni mezzo periodo (quando la rampa è a valore minimo e a valore massimo).

Ogni modulo PWM ha la possibilità di inserire dei tempi morti in salita o in discesa di un segnale e, se necessario, di negarlo. Queste proprietà sono state sfruttate, a partire dal segnale generato dal confronto tra la portante e la modulante, per generare due segnali per il comando dei due switch di ogni gamba dell'inverter, uno la negazione dell'altro e con dei tempi morti tra lo spegnimento di uno switch e l'accensione dell'altro per evitare la possibilità di un corto del DC bus in una gamba.

I tre moduli PWM che andranno a gestire le tre gambe dell'inverter sono stati sincronizzati facendo generare un segnale al modulo PWM1 ogni volta che la rampa è a valore minimo; gli altri due moduli ogni volta che ricevono questo segnale setteranno il valore del proprio contatore a 0. Così facendo i tre moduli ogni periodo della doppia rampa si trovano ad essere perfettamente sincronizzati.

Come si è precedentemente detto si è impostato il primo modulo PWM in modo che quando la rampa si trova a valore minimo e a valore massimo lanci un segnale al convertitore analogico-digitale in modo che questo campioni i segnali ai suoi ingressi. L'ADC, terminato il campionamento, lancerà un *interrupt* per l'elaborazione dei segnali stessi e il calcolo del nuovo duty cycle.

Per un eventuale segnale di *fault* in arrivo dal convertitore si è impostato ogni modulo PWM in modo che tenga aperti entrambi gli switch. Il primo modulo PWM, poi, chiamerà un *interrupt* dedicato (*manage\_error()*) che segnalerà all'operatore quanto avvenuto.

A questo punto i moduli PWM del *DSC* sono correttamente inizializzati; si passa ora all'inizializzazione del convertitore analogico-digitale.

Innanzitutto essendo presenti due campionatori in questa periferica, sono stati impostati in modo che campionino in modo simultaneo, per avere nello stesso istante il campionamento di entrambi le correnti di fase del motore. Sempre in modo simultaneo e con la stessa frequenza verrà campionato anche il riferimento; tutti questi segnali dopo essere stati campionati verranno scritti in particolari registri opportunamente scelti nell'inizializzazione del ADC. Tale convertitore, come si è spiegato nel capitolo 2, è a 12 bit per cui nei registri sarà scritto un valore compreso tra 0 e 4095. Questo valore sarà opportunamente condizionato a livello codice per far sì di lavorare direttamente con i valori reali delle correnti di fase e del riferimento. Terminata la conversione l'ADC lancia un *interrupt* chiamato *adc\_isr* dove avviene l'elaborazione di quanto campionato.

Infine come ultima periferica inizializzata troviamo il *timer0* che rappresenta un particolare contatore, il quale decrementa il suo valore con la frequenza della CPU (modificabile) e può inviare un *interrupt* quando il suo valore è a zero. Questo contatore verrà utilizzato per chiamare l'*interrupt* per il lampeggio del led con frequenza diversa a seconda del problema che si è verificato. Sarà la routine *manage\_error()* che gestirà il tutto.

Terminata l'inizializzazione di tutte le periferiche il programma principale entra in un ciclo infinito che resta in attesa di una chiamata ad un *interrupt* o della routine *manage\_error()*.

***Routine adc\_isr:***

Quando il programma principale è in attesa dentro al ciclo infinito, i moduli PWM danno in uscita i comandi per gli switch con il duty cycle impostato. Ogni volta che la portante si trova a valore minimo e a valore massimo si dà il via al campionamento dei segnali in ingresso al campionatore, il quale terminata la conversione lancia la chiamata all'*interrupt adc\_isr*. In questa particolare routine come prima cosa vengono letti i segnali delle tre sonde Hall, i quali vengono subito verificati perché se fossero tutti e tre a valore logico alto o basso verrebbe subito chiamata la routine *fail\_hall* che fa aprire tutti e 6 gli switch ai moduli PWM e attraverso il settaggio di un particolare bit si comunica alla routine *manage\_error* il tipo di problema, la quale comunicherà all'operatore attraverso il lampeggio del led quanto avvenuto.

Dopo la lettura dei segnali di Hall la routine *adc\_isr* continua con la lettura dagli appositi registri dei valori delle correnti di fase e del riferimento. Come già detto questi rappresentano un valore compreso tra 0 e 4095, essendo il campionatore a 12 bit, per cui subiranno delle opportune operazioni per ricavare il valore reale corrispondente. A questo punto ci sarà anche il calcolo della corrente nella terza fase data dalla somma delle correnti nelle prime due fasi cambiata di segno, avendo il motore il centro stella isolato.

Fatto ciò viene chiamata un'altra routine detta *check\_hall* la quale, a seconda del valore del riferimento e dei segnali delle tre sonde Hall, fornisce il riferimento adattato per ogni singola fase.

Dati i tre riferimenti per ogni fase e le tre correnti reali in ognuna di esse si possono calcolare i tre errori i quali saranno inviati alla routine *UpdatePI* che implementerà il regolatore discretizzato visto nella relazione 5.8. Da quest'ultima routine ritornerà il valore del duty cycle opportunamente condizionato per far sì che sia un numero compreso tra 0 e 5358 che rappresentano rispettivamente un valore di duty cycle compreso tra 0% e 100%.

Di seguito viene riportato uno schema a blocchi delle operazioni eseguite nella routine *adc\_isr*:

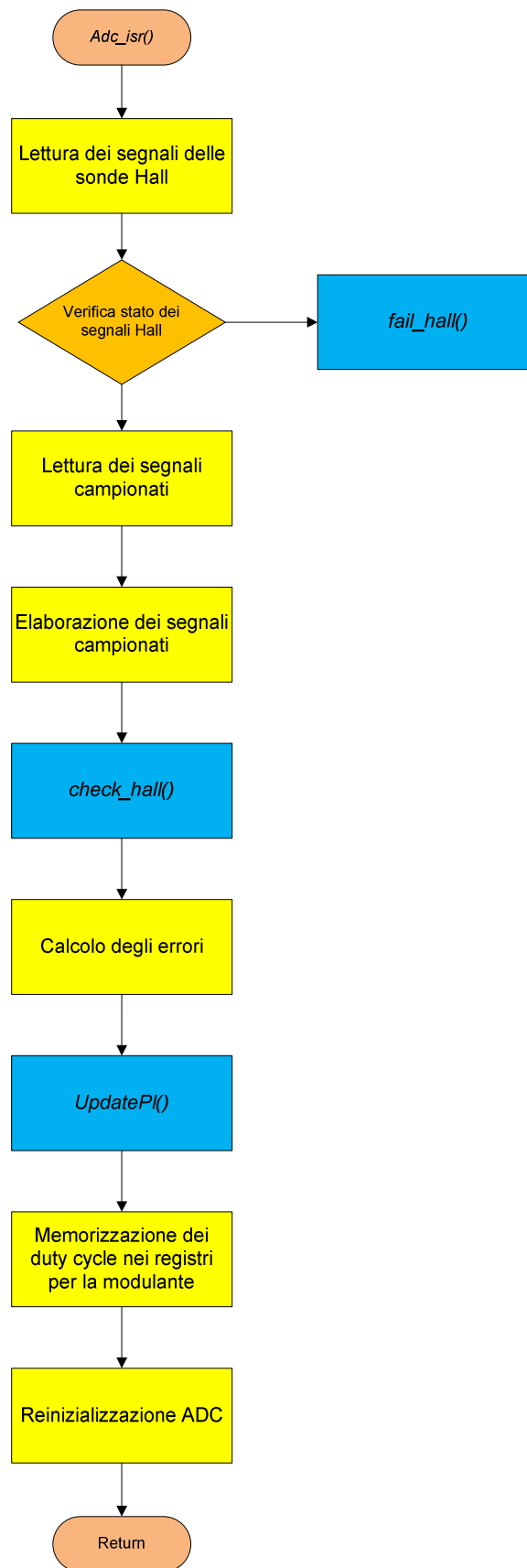


Figura 5.2.5: schema a blocchi della routine *adc\_isr*()



**Routine manage\_error:**

I tipi di errore che dovrà gestire il programma sono:

- errore di corrente
- errore di temperatura
- errore di lettura dei sensori Hall
- errore dovuto al segnale di fault

Al verificarsi di uno di questi errori verrà chiamata una particolare routine (*max current*, *fail\_temp*, *fail\_hall*) che comunicherà ai moduli PWM di settare le proprie uscite in modo da aprire tutti e 6 gli switch dell'inverter. Verrà disabilitata, poi, la chiamata alla routine *adc\_isr* e attraverso il settaggio a 1 di un particolare bit viene chiamata la routine *manage\_error* che a seconda del tipo di errore gestirà in contatore *timer0* in modo che chiami l'*interrupt* per il lampeggio del led con frequenze diverse. In caso di risoluzione del problema l'operatore, premendo il pulsante messo a disposizione, fa uscire il programma dalla routine *manage\_error* ripristinando le normali operazioni.

**Routine UpdatePI:**

Questa routine consente l'implementazione del regolatore PI discretizzato visto precedentemente nella relazione 5.8.

$$\begin{cases} y(k) = y_p(k) + y_i(k) \\ y_p(k) = K_p \cdot e(k) \\ y_i(k) = K_i \cdot T \cdot e(k) + y_i(k-1) \end{cases}$$

A questa routine vengono passati i tre errori delle tre fasi. Come prima cosa viene calcolata la parte integrale. L'errore viene moltiplicato al periodo di campionamento e alla costante integrativa, precedentemente calcolata, e questo valore viene sommato al valore in uscita dalla parte integrale nel ciclo precedente. A questo punto si implementa la limitazione alla sola parte integrale in modo da mantenerla compresa tra -0.5 e +0.5. Dopodichè viene sommato il prodotto tra l'errore e la costante proporzionale e questo valore rappresenta il vero duty cycle in uscita dal PI. A questo punto si inserisce la stessa limitazione precedente per dare in uscita un valore di duty cycle compreso tra -0.5 e +0.5. Un'ultima trasformazione è necessaria per fa si che il valore che ritornerà alla routine *adc\_isr* sia compreso tra 0 e 5358.

$$\text{valore\_modulante} = 5358 - \text{duty} * 5358 \quad (5.2.1)$$

In questo modo per avere un duty cycle del 100% (+0.5) il valore impostato come modulante sarà 0, mentre per avere un valore di duty cycle dello 0% (-0.5) il valore impostato come modulante sarà 5358. E' stato spiegato precedentemente infatti come i moduli PWM diano in uscita un segnale logico alto quando la portante è maggiore della modulante.

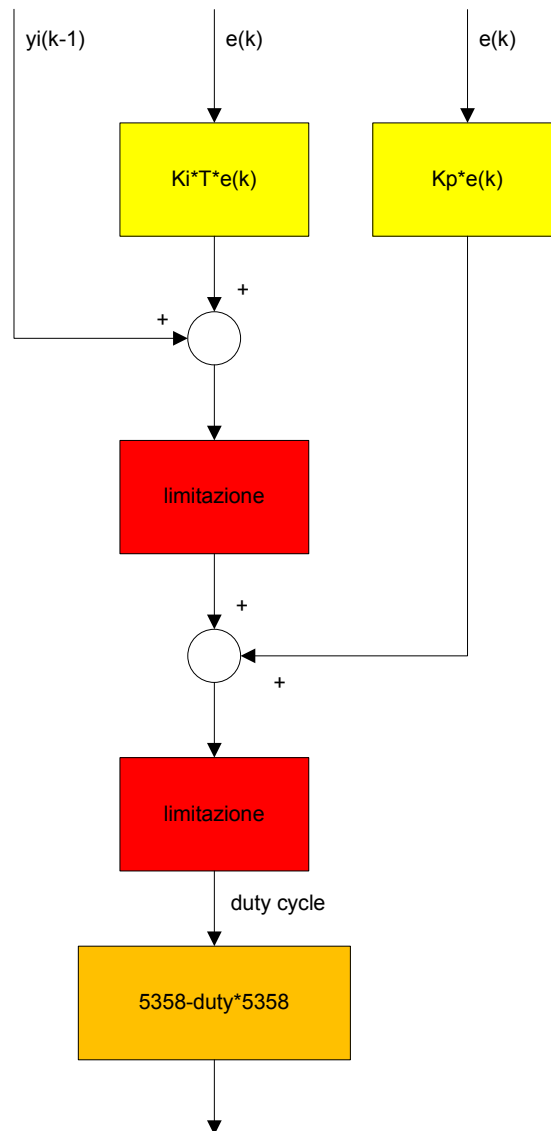


Figura 5.2.6: schema a blocchi della routine *UpdatePI()*

A questo punto il programma è terminato e può essere inviato al *DSC* il quale, collegato attraverso l'interfaccia al modulo di potenza, gestirà gli switch per avere la corrente desiderata impostata tramite il riferimento. Si nota come la corrente segua perfettamente il profilo quasi quadro richiesto dal principio di funzionamento del motore brushless dc per dare una coppia idealmente costante.

Di seguito viene riportata l'acquisizione della corrente di una fase del motore dopo l'applicazione del controllo. Si nota come sia assente il ripple di corrente a metà dell'intervallo di conduzione dovuto alla commutazione della corrente nelle altre due fasi. Il fronte di salita della corrente, poi, è abbastanza deciso; senza il controllo infatti la presenza dell'induttanza di fase comportava un rallentamento nella fase di salita della corrente.

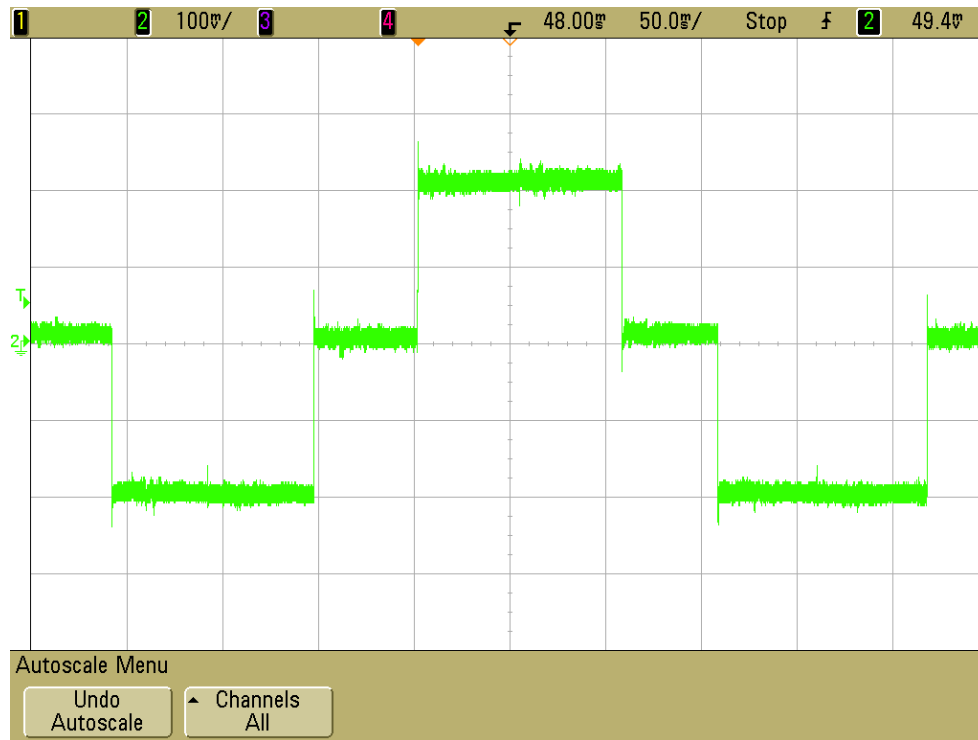


Figura 5.2.7: corrente in una fase del motore dopo l'introduzione del controllo



## 6. Motore brushless dc controllato in corrente con profilo sinusoidale

Dopo la soluzione del controllo di corrente, che comunque non toglie il problema della riduzione della coppia fornita dal motore alle alte velocità, vediamo ora come alimentare il motore con una terna di correnti sinusoidali, mantenendo comunque lo stesso tipo di controllo adottato per le correnti ad onda quasi quadra. Il motore è lo stesso infatti, solo il riferimento andrà a cambiare perciò non è necessario ri-progettare il controllore. Con il controllo in correnti sinusoidali il dispositivo non è però in grado di auto avviarsi per cui l'idea è di farlo avviare con una terna di correnti quasi quadre e, raggiunta una certa velocità, passare al controllo in correnti sinusoidali.

Innanzitutto è necessario generare una terna di riferimenti di corrente sinusoidali che sia in fase con la forza contro elettromotrice. La figura sottostante mostra le forze contro elettromotrici e le correnti sinusoidali sincronizzate:

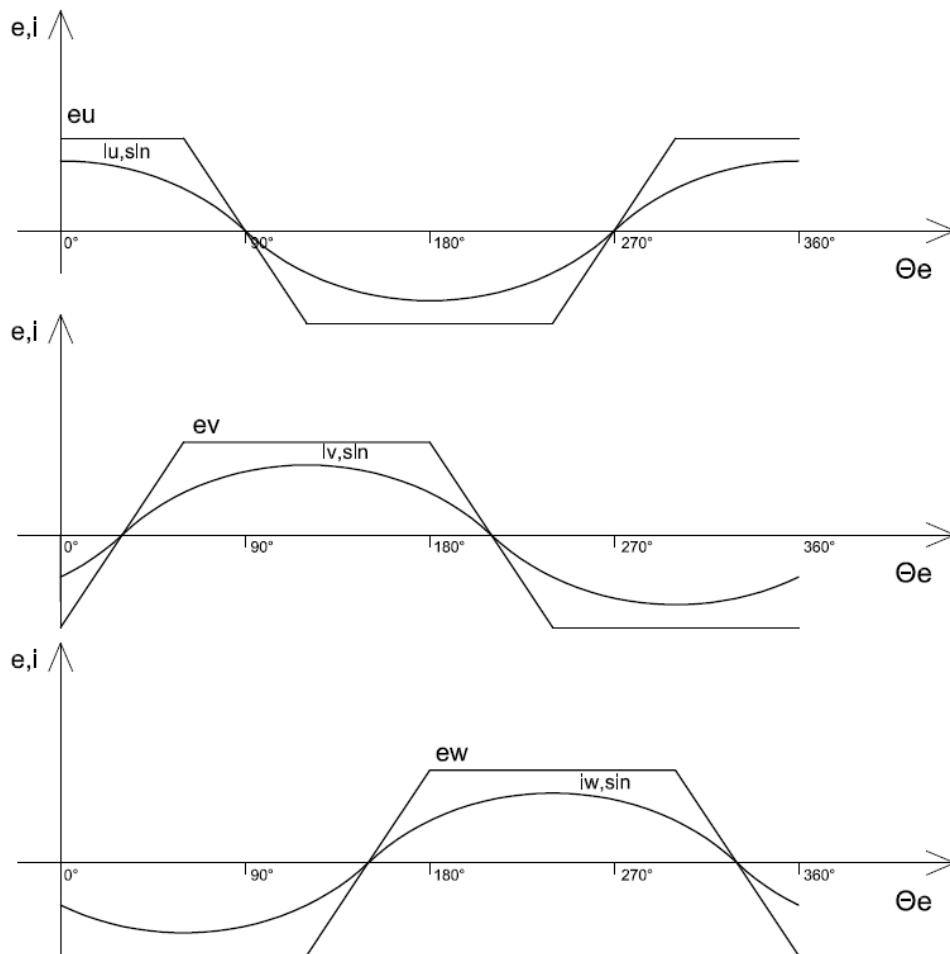


Figura 6.1: Forze contro elettromotrici e correnti sinusoidali in fase

Per soddisfare questa necessità è fondamentale essere a conoscenza della posizione del rotore istantaneamente. Questo però non è possibile in quanto il motore dispone di tre sensori Hall che forniscono un segnale che cambia ogni 60 gradi elettrici. Si è deciso quindi di stimare le velocità rotorica del dispositivo, sempre con l'ausilio dei segnali forniti dai sensori Hall, per poi andare a stimare la posizione istantanea dello stesso. Una volta conosciuta la posizione del rotore è possibile generare tre riferimenti di corrente sinusoidali sfasati di  $120^\circ$  in fase con la forza controelettromotrice. L'ampiezza di tali sinusoidi deve essere tale da non far variare la coppia fornita dal motore al passaggio dal controllo in corrente quasi quadra al controllo in corrente sinusoidale. Dati i tre riferimenti di corrente, poi, si confrontano con le retroazioni, si calcolano gli errori e si mandano in ingresso ai regolatori con qualche attenzione alle limitazioni. Per annullare l'errore a regime, però, è necessario che all'ingresso dei regolatori ci sia un segnale costante; un riferimento sinusoidale, infatti, è un segnale variabile e che quindi non consente al controllo di annullare l'errore a regime. Si è deciso perciò di passare alle trasformazioni di Clarke e Park, di cui si parlerà in seguito, che consentono di trasformare il sistema per avere gli stessi risultati con dei riferimenti però costanti e quindi con errore a regime nullo.

### 6.1 Stima della velocità

Per la stima della velocità ci vengono in aiuto i segnali provenienti dai sensori Hall. Come già detto le sonde Hall danno in uscita ciascuna un segnale che cambia ogni 180 gradi elettrici, per cui complessivamente per le tre sonde abbiamo a disposizione un segnale che varia ogni 60 gradi elettrici.

La parte di programma del calcolo della velocità è stata scritta dentro alla routine *adc\_isr* che viene chiamata sia quando la portante PWM è a valore zero, sia quando è al valore più alto. La portante PWM è stata impostata ad una frequenza di 14kHz, frequenza massima dell'invertitore, per cui la routine *adc\_isr* è chiamata con una frequenza doppia, cioè di 28kHz.

Sono stati messi a confronto due metodi per il calcolo della velocità: il primo metodo implementa un contatore, il quale si incrementa ad ogni chiamata della routine *adc\_isr*, con una frequenza quindi di 28kHz e un periodo di conteggio quindi pari a:

$$T_{adc\_isr} = \frac{1}{f} = \frac{1}{28kHz} = 35,71\mu s \quad (6.1.1)$$

e si azzerava ogniqualvolta cambia lo stato di uno dei tre sensori Hall. Ogni 60 gradi elettrici, perciò, moltiplicando il numero di conteggi per il periodo di conteggio si ha il tempo impiegato dal motore per una rotazione di 60 gradi elettrici; moltiplicando tale valore per 6 si ha una stima del tempo per una rotazione completa del rotore di un periodo elettrico. La velocità angolare elettrica perciò sarà data da:

$$\omega_e = \frac{2\pi}{6 \cdot count \cdot 35,71 \cdot 10^{-6}} \left[ \frac{rad_{elettrici}}{sec} \right] \quad (6.1.2)$$

Dove *count* è il valore del conteggio del contatore. Calcolata la velocità, il contatore si azzerava e aspetta la prossima variazione di uno dei tre sensori per un nuovo calcolo.

Il secondo metodo, invece, implementa tre contatori, i quali osservano indipendentemente lo stato di ogni singolo sensore Hall e si azzerano ogniqualvolta il corrispondente sensore cambia di stato. Il conteggio avviene su metà periodo elettrico, 180 gradi elettrici, e non su 60 gradi elettrici come il primo metodo. Si ha comunque un aggiornamento del valore della velocità ogni 60 gradi elettrici, valore però che proviene da differenti contatori che hanno contato su 180 gradi elettrici. La velocità sarà dunque data da:

$$\omega_e = \frac{2\pi}{2 \cdot count \cdot 35,71 \cdot 10^{-6}} \left[ \frac{rad_{elettrici}}{sec} \right] \quad (6.1.3)$$

dove *count* è il valore del conteggio di uno dei tre contatori. Dopo il calcolo della velocità tale contatore si azzerava e ricomincia ad incrementare, mentre dopo 60 gradi elettrici un altro sensore Hall cambierà di stato e col corrispondente contatore si calcolerà la velocità.

Si conviene quindi che, in questo caso, l'errore è minore, in quanto nel primo metodo al massimo viene perso un conteggio ogni 60 gradi e quindi 6 conteggi in un periodo elettrico, mentre nel secondo al massimo si perde un conteggio ogni 180 gradi, quindi 2 conteggi ogni periodo.

Dopo tali osservazioni si è deciso di implementare il secondo metodo con risultati abbastanza soddisfacenti che verranno mostrati in seguito.

Viene riportata la parte di codice per il calcolo della velocità, dove si notano i tre contatori *count\_a*, *count\_b* e *count\_c* e il calcolo del periodo e della velocità:

```
// code for calculation of speed based on period of three Hall sensors
if (hCBA.bit.hA == prevA)
    count_a++;
else
    {
    deltat_1_A = 2*count_a*35.71e-6;
    speed1_A = 2*3.14159/deltat_1_A;
    count_a = 0;
    prevA = hCBA.bit.hA;
    }

if (hCBA.bit.hB == prevB)
    count_b++;
else
    {
    deltat_1_B = 2*count_b*35.71e-6;
    speed1_B = 2*3.14159/deltat_1_B;
    count_b = 0;
    prevB = hCBA.bit.hB;
    }

if (hCBA.bit.hC == prevC)
    count_c++;
else
    {
    deltat_1_C = 2*count_c*35.71e-6;
    speed1_C = 2.*3.14159/deltat_1_C;
    count_c = 0;
    prevC = hCBA.bit.hC;
    }
```

### 6.2 Stima della posizione

Le sonde Hall forniscono ciascuna un segnale a livello logico alto per 180 gradi elettrici e a livello logico basso per i restanti 180 gradi elettrici. L'insieme delle tre sonde fornisce un segnale che cambia ogni 60 gradi elettrici; segnale che è stato rappresentato da un codice binario e dal rispettivo numero decimale:

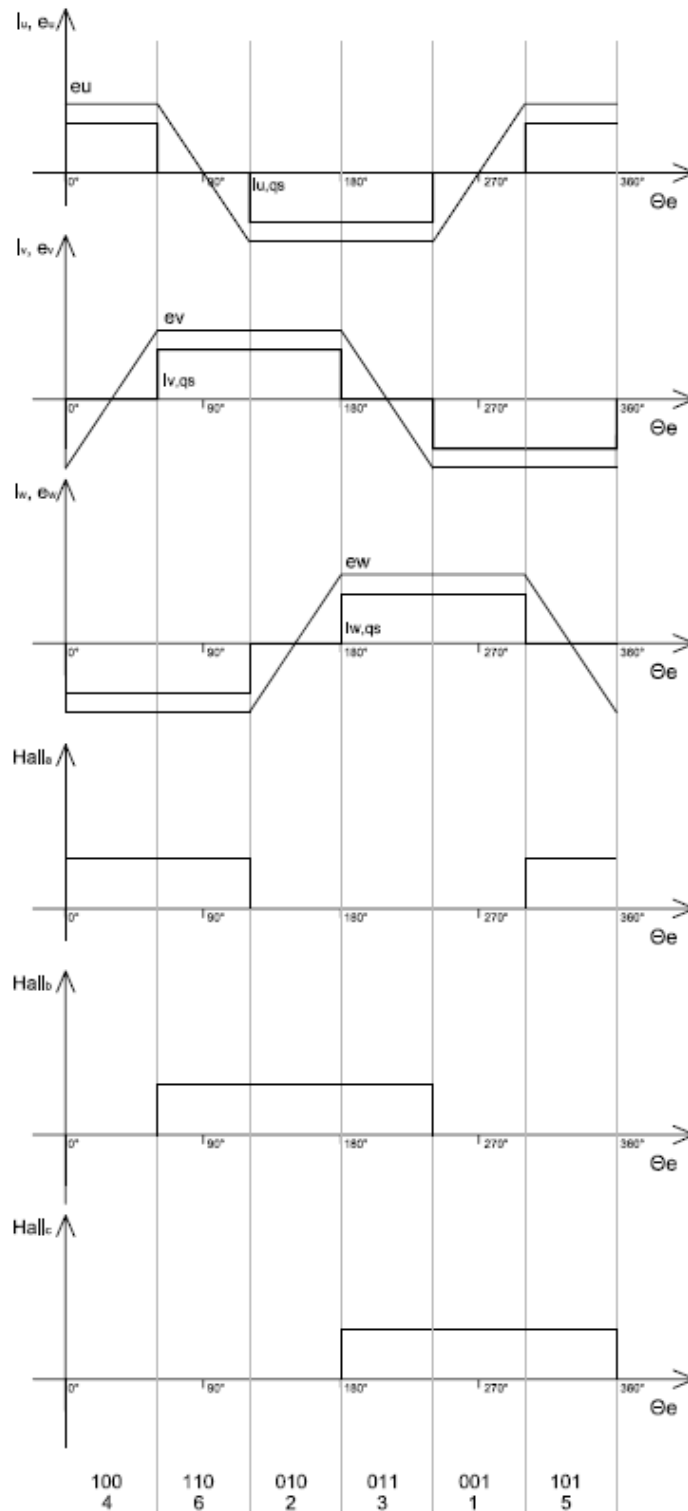


Figura 6.2.1: Segnali delle sonde Hall



Quando le sonde Hall, collegate al convertitore analogico-digitale, cambiano di stato, la cifra decimale letta dal DSP cambia e quindi in questo istante siamo a conoscenza della posizione precisa del rotore, quindi ogni 60 gradi elettrici. Per riuscire a generare i riferimenti di corrente, però, è necessaria la posizione istante per istante del rotore, per cui questa verrà stimata dalla conoscenza della velocità precedentemente calcolata:

$$\vartheta_e = \vartheta_e + \omega_e \cdot t \quad (6.2.1)$$

dove  $\vartheta_e$  è la posizione elettrica mentre  $\omega_e$  è la velocità angolare elettrica.

La parte di programma del calcolo della posizione è anch'essa dentro alla routine *adc\_isr*; il tempo  $t$  nella formula 6.2.1 è perciò proprio il periodo di tale routine (relazione 6.1.1).

Vediamo perciò come funziona il codice per il calcolo della posizione: si mantiene sempre monitorato lo stato dei tre sensori Hall e quando uno di questi cambia stato viene chiamata una funzione *position()* la quale, a seconda del codice binario fornito dal convertitore analogico-digitale, ritorna un valore di  $\vartheta_e$  impostato. Si è deciso di partire con il riferimento di posizione zero proprio dallo stato 4 (100); l'inizio di questo stato corrisponde al valore massimo per la sinusoide di corrente  $u$ . Si lavorerà quindi con i coseni e non con i seni in quanto non abbiamo la posizione precisa per la quale il seno passa per lo zero; se si osserva la *Figura 6.2.1* si vede come la sinusoide della corrente  $u$  passa per lo zero a metà dello stato 6 (110) di cui avremo però solo una stima. Dopo queste osservazioni, quindi, abbiamo fissato come  $\vartheta_e = 0$  l'inizio dello stato 4 (100). Quando i sensori Hall passano allo stato 6 (110) la funzione *position ()* ritornerà  $\vartheta_e = 60^\circ$  e così via.

Di seguito si riporta la tabella con i valori di  $\vartheta_e$  corrispondenti agli stati dei sensori Hall:

stato sensori Hall	$\theta_e$ (deg)	$\theta_e$ (rad)
4 (100)	0	0
6 (110)	60	1,047197
2 (010)	120	2,094395
3 (011)	180	3,141592
1 (001)	240	4,188790
5 (101)	300	5,235987

Tabella 6.2.1: angoli in gradi e radianti corrispondenti agli stati dei sensori Hall

Ogni 60 gradi elettrici la funzione ritorna un valore preciso della posizione del rotore. Da uno stato all'altro, invece, la posizione viene stimata in base alla velocità attraverso la formula 6.2.1

Viene riportata la parte di codice per il calcolo della posizione, dove si nota la chiamata alla funzione *position()* quando un sensore Hall cambia di stato e il calcolo della posizione attraverso la formula 6.2.1:

```

/*Start of the code for the calculation of position*/
    if(hCBA.all==prev)
        theta_e = theta_e + speed/28000;
    else
        {
            position();
            theta_e = theta_e + speed/28000;
            prev = hCBA.all;
        }
/*End of the code for the calculation of position*/

void position()
{
    switch(hCBA.all)
    {
        case 0x0:
        case 0x7: //fail_hall();
            break;
        case 0x4: //0 gradi
            theta_e = 0;
            break;
        case 0x6: //60 gradi
            theta_e = 1.04719755;
            break;
        case 0x2: //120 gradi
            theta_e = 2.09439510;
            break;
        case 0x3: //180 gradi
            theta_e = 3.14159265;
            break;
        case 0x1: //240 gradi
            theta_e = 4.18879020;
            break;
        case 0x5: //300 gradi
            theta_e = 5.23598775;
            break;

    }
    return;
}

```

Di seguito vediamo come dovrebbe risultare la caratteristica della posizione:

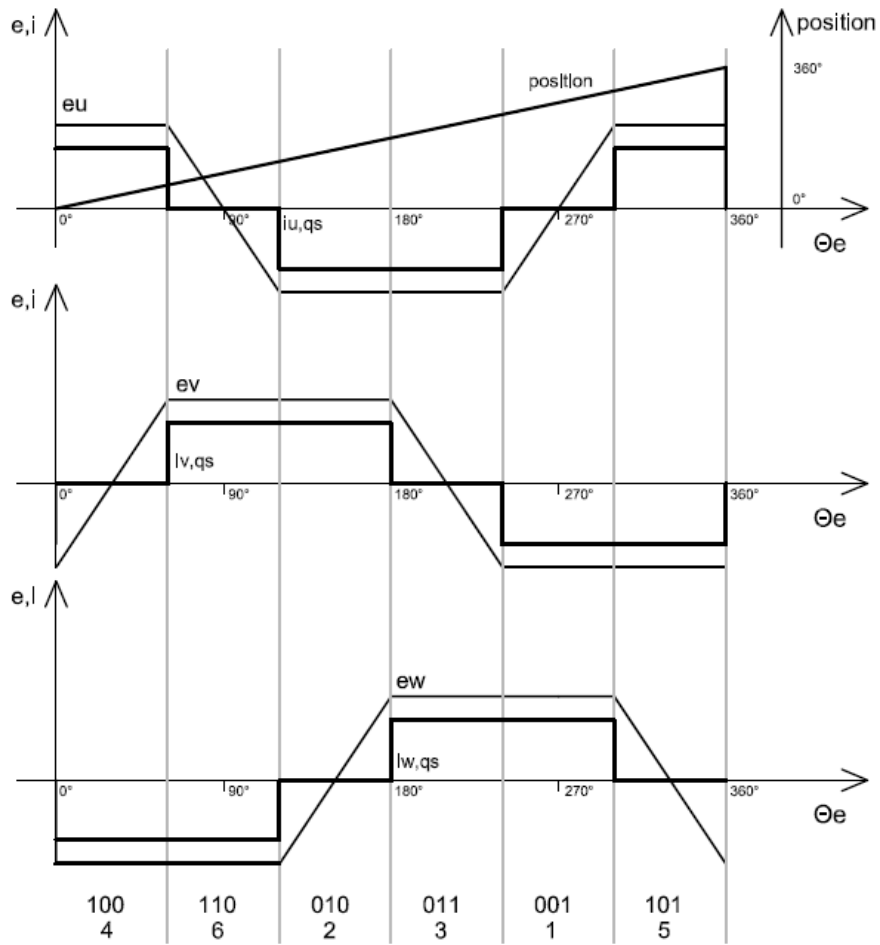


Figura 6.2.2: Forza contro elettromotrice, corrente quasi quadra e posizione

Di seguito invece viene riportata un'acquisizione della posizione, della corrente nella fase  $u$  e  $v$  e dei tre segnali delle sonde Hall (attenzione che i segnali dei sensori Hall sono negati). Si nota come la posizione sia effettivamente stimata correttamente:

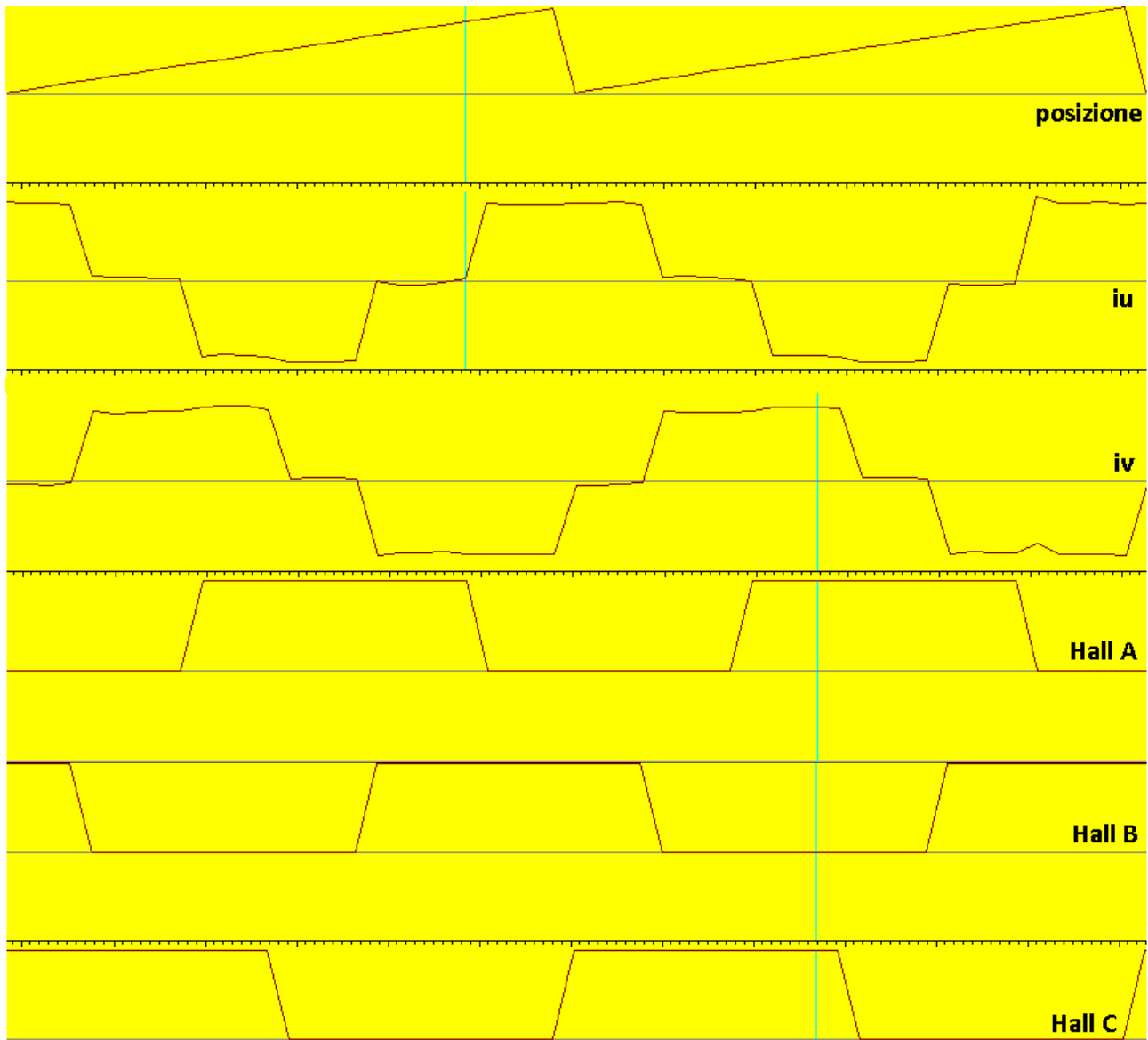


Figura 6.2.3: Acquisizione della posizione, delle correnti  $i_u$  e  $i_v$  e dei tre segnali delle sonde Hall

A questo punto quindi la posizione del rotore è stata stimata, per cui ora si può proseguire con la generazione dei tre riferimenti di corrente.

### 6.3 Generazione dei tre riferimenti di corrente

Note tutte le osservazioni fatte finora vengono di seguito riportati i tre riferimenti di corrente da generare:

$$\begin{aligned} i_u &= I_p \cdot \cos(\vartheta_e) \\ i_v &= I_p \cdot \cos(\vartheta_e - 120^\circ) \\ i_w &= I_p \cdot \cos(\vartheta_e - 240^\circ) \end{aligned} \quad (6.3.1)$$

dove è  $\vartheta_e$  l'angolo elettrico precedentemente stimato.

Sorge ora il problema di capire l'esatto valore da assegnare ad  $I_p$  e come riuscire a generare il coseno, visto che nel linguaggio di programmazione che si sta usando per questo progetto non è presente questa funzione. Partendo dall'ultimo quesito si è pensato di approssimare la funzione coseno con una funzione polinomiale in serie di Taylor. Si è verificato come tale funzione fermata alla diciottesima potenza approssimi molto bene il coseno:

$$\cos(\vartheta_e) = 1 - \frac{\vartheta_e^2}{2!} + \frac{\vartheta_e^4}{4!} - \frac{\vartheta_e^6}{6!} + \frac{\vartheta_e^8}{8!} - \frac{\vartheta_e^{10}}{10!} + \frac{\vartheta_e^{12}}{12!} - \frac{\vartheta_e^{14}}{14!} + \frac{\vartheta_e^{16}}{16!} - \frac{\vartheta_e^{18}}{18!} \quad (6.3.2)$$

Questo metodo per il calcolo del coseno, a livello computazionale, però è molto pesante, in quanto si contano un numero elevato di prodotti da svolgere.

Si è scelto quindi di non implementare la formula 6.3.2, ma di creare una tabella con in valori del coseno da  $0^\circ$  a  $90^\circ$  con un passo di un grado. Per i valori intermedi si farà un'interpolazione lineare mentre per i valori da  $90^\circ$  a  $360^\circ$  si trovano manipolando opportunamente i valori in tabella. La funzione coseno infatti è simmetrica ogni  $90^\circ$  per cui sarebbe inutile occupare un maggior spazio in memoria con una tabella molto più grande. La funzione per il calcolo del coseno è nominata *cosine\_table()* ed è riportata di seguito, in cui si nota la chiamata alla matrice dei valori del coseno da  $0^\circ$  a  $90^\circ$  nominata *cos\_table[]*:

```
//calculation of cosine with table
float cosine_table(float angle)
{
  if (angle < 0)
    angle += 360;
  if (angle > 360)
    angle -= 360;
  angle_ip = angle;
  if (angle_ip >= 0 && angle_ip < 90)
    cos = cos_table[angle_ip] + (angle - angle_ip) * (cos_table[angle_ip + 1] -
    cos_table[angle_ip]);
  if (angle_ip >= 90 && angle_ip < 180)
  {
    angle_ip = angle_ip - 90;
    cos = -(cos_table[90 - angle_ip] + (angle - 90 - angle_ip) * (cos_table[90 - angle_ip - 1] -
    cos_table[90 - angle_ip]));
  }
  if (angle_ip >= 180 && angle_ip < 270)
  {
    angle_ip = angle_ip - 180;

```

```

        cos = -(cos_table[angle_ip] + (angle-180-angle_ip)*(cos_table[angle_ip+1]-
        cos_table[angle_ip]));
    }
    if(angle_ip >= 270 && angle_ip < 360)
    {
        angle_ip = angle_ip - 270;
        cos = cos_table[90-angle_ip] + (angle-270-angle_ip)*(cos_table[90-angle_ip-1]-
        cos_table[90-angle_ip]);
    }
    return cos;
}

```

Per quanto riguarda il valore da dare ad  $I_p$ , cioè al valore di picco delle tre sinusoidi, si propone di seguito alcune osservazioni che hanno portato a trovarne il valore opportuno.

Nell'introduzione di questo paragrafo si è spiegato come il passaggio dal controllo in corrente ad onda quasi quadra al controllo in corrente sinusoidale debba avvenire senza cambiamenti di coppia fornita dal motore stesso, in modo quindi che il carico non si accorga del cambiamento avvenuto.

E' noto come la coppia fornita sia proporzionale alla potenza meccanica sviluppata all'albero dal motore:

$$C = \frac{P}{\omega_m} \quad (6.3.3)$$

dove  $P$  è la potenza elettromeccanica che nel controllo di corrente con profilo quasi quadro è pari a:

$$P = 2EI \quad (6.3.4)$$

dove  $E$  è il valore massimo della forza contro elettromotrice, mentre  $I$  è il valore massimo della corrente. La potenza elettromeccanica, perciò, al passaggio dal controllo in corrente quasi quadra al controllo in corrente sinusoidale non deve variare, in modo che non vari conseguentemente la coppia. La potenza elettromeccanica è data dalla formula generale:

$$P = e_u i_u + e_v i_v + e_w i_w \quad (6.3.5)$$

Riferendoci al caso sinusoidale, si nota come la corrente abbia, appunto, un andamento sinusoidale, mentre la forza contro elettromotrice conservi l'andamento trapezoidale. Si dovrebbe perciò scomporre in serie di Fourier la forza contro elettromotrice e poi moltiplicarne ogni armonica per l'onda sinusoidale di corrente composta solo da una fondamentale. L'unica armonica della forza contro elettromotrice che contribuisce alla potenza media, però, è l'armonica che ha la stessa frequenza della corrente, cioè l'armonica fondamentale. Vediamo perciò la scomposizione in serie di Fourier della forza contro elettromotrice (ci riferiamo alla fase  $u$ ):

$$e_u(\vartheta) = \frac{24E}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2}} \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right)}{n^2} \sin(n\vartheta) \quad (6.3.6)$$

per cui la fondamentale sarà data (armonica di ordine  $n=1$ ):

$$e_u(\vartheta) = \frac{24E}{\pi^2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sin(\vartheta) = \frac{12E}{\pi^2} \sin(\vartheta) \quad (6.3.7)$$

Scriviamo per cui per esteso la relazione della potenza:

$$\begin{aligned} P &= e_u i_u + e_v i_v + e_w i_w = \\ &= \frac{12E}{\pi^2} \sin(\vartheta) \cdot I_p \sin(\vartheta) + \frac{12E}{\pi^2} \sin(\vartheta - 120^\circ) \cdot I_p \sin(\vartheta - 120^\circ) + \frac{12E}{\pi^2} \sin(\vartheta - 240^\circ) \cdot I_p \sin(\vartheta - 240^\circ) = \\ &= \frac{12EI_p}{\pi^2} \cdot (\sin^2(\vartheta) + \sin^2(\vartheta - 120^\circ) + \sin^2(\vartheta - 240^\circ)) \end{aligned} \quad (6.3.8)$$

Il termine tra parentesi si può sviluppare:

$$\begin{aligned} (\sin^2(\vartheta) + \sin^2(\vartheta - 120^\circ) + \sin^2(\vartheta - 240^\circ)) &= \\ &= \left( \frac{1 - \cos(2\vartheta)}{2} + \frac{1 - \cos(2\vartheta - 240^\circ)}{2} + \frac{1 - \cos(2\vartheta - 480^\circ)}{2} \right) = \\ &= \frac{3}{2} - (\cos(2\vartheta) + \cos(2\vartheta - 120^\circ) + \cos(2\vartheta + 120^\circ)) = \frac{3}{2} \end{aligned} \quad (6.3.9)$$

per cui l'espressione della potenza nel caso sinusoidale risulta:

$$P = \frac{12EI_p}{\pi^2} \cdot \frac{3}{2} = \frac{18EI_p}{\pi^2} \quad (6.3.10)$$

Uguagliando ora le due relazioni delle potenze elettromeccaniche 6.3.4 e 6.3.10, così da avere la stessa coppia fornita, si ricava il valore del picco di corrente sinusoidale in funzione del valore massimo di corrente nel caso ad onda quasi quadra:

$$P = \frac{18EI_p}{\pi^2} = 2EI \quad (6.3.11)$$

$$I_p = \frac{\pi^2}{9} \cdot I \quad (6.3.12)$$

Dato dunque il riferimento di corrente  $I$ , si fa avviare il motore con tale riferimento con controllo ad onda quasi quadra. Raggiunta una certa velocità, si passa quindi al controllo sinusoidale generando i tre riferimenti di corrente con ampiezza data dal riferimento precedente di corrente moltiplicato per il coefficiente  $\frac{\pi^2}{9}$ . Da prove effettuate si nota come il motore non ha sbalzi di coppia al passaggio da un controllo all'altro. Il carico così non si accorge del cambio di tipo di alimentazione.

Bisogna prestare attenzione però ai problemi di temperatura dell'azionamento; è noto infatti come il limite di temperatura di un motore sia legato al valore efficace della corrente nominale dichiarata nella targa dello stesso. Bisogna verificare che relazione c'è tra il valore efficace della corrente nel caso di entrambi i tipi di controllo per poi fare delle considerazioni a riguardo.

Il valore efficace nel caso ad onda quasi quadra è:

$$I_{rms,qs} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i^2(\vartheta) d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I^2 \cdot \frac{2}{3}\pi + I^2 \cdot \frac{2}{3}\pi)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I^2 \cdot \frac{4}{3}\pi)} = I \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (6.3.13)$$

Il valore efficace invece nel caso sinusoidale è:

$$I_{rms,sin} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} = \frac{\pi^2}{9} \cdot \frac{I}{\sqrt{2}} \quad (6.3.14)$$

Per trovare la relazione tra i due valori efficaci basta sostituire nell'ultima relazione  $I=f(I_{rms,qs})$ .

$$I_{rms,sin} = \frac{\pi^2}{9} \cdot \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{\pi^2}{9} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{rms,qs} = \frac{\pi^2 \cdot \sqrt{3}}{18} \cdot I_{rms,qs} \quad (6.3.15)$$

La costante moltiplicativa nell'ultima relazione è un numero minore di 1 per cui usando le stesse limitazioni di corrente per il caso ad onda quasi quadra, nel caso a corrente sinusoidale abbiamo la sicurezza di non incorrere in problemi di sovratemperatura.

Un altro approccio possibile per la scelta del valore di picco da assegnare ai tre riferimenti è l'uguaglianza tra i valori efficaci nei due casi di corrente con andamento quasi quadro e sinusoidale. Uguagliamo dunque i due valori efficaci:

$$I_{rms,sin} = I_{rms,qs} \rightarrow \frac{I_p}{\sqrt{2}} = I \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (6.3.16)$$

Il valore di picco delle correnti sinusoidali in funzione del riferimento per le correnti quasi quadre risulta:

$$I_p = I \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (6.3.17)$$

Vediamo quindi cosa cambia nella coppia fornita dal motore nel caso sinusoidale:

$$C_{sin} = \frac{P}{\omega_m} = \frac{18EI_p}{\pi^2} \cdot \frac{1}{\omega_m} = \frac{18E}{\pi^2} \cdot I \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\omega_m} = \frac{18}{\pi^2 \cdot \sqrt{3}} \cdot 2EI \cdot \frac{1}{\omega_m} = 1.053 \cdot C_{qs} \quad (6.3.18)$$



La coppia nel caso sinusoidale risulta essere 5% superiore alla coppia nel caso quasi quadro uguagliando i valori efficaci delle correnti. Come già detto però considerando un cambio di controllo a metà velocità è stata preferita la scelta dell'uguaglianza di coppia fornita dal motore per non avere uno sbalzo di coppia nel passaggio da un controllo all'altro.

#### 6.4 Funzione isteresi per il cambio di controllo

Il cambio di controllo da corrente con andamento quasi quadro a corrente con andamento sinusoidale è stato implementato attraverso l'utilizzo di una funzione ad isteresi. In questo modo, se il motore ha un velocità prossima a quella decisa per il cambio, il controllo non cambia ripetutamente da uno all'altro e viceversa. Tale funzione è rappresentata nella seguente figura:

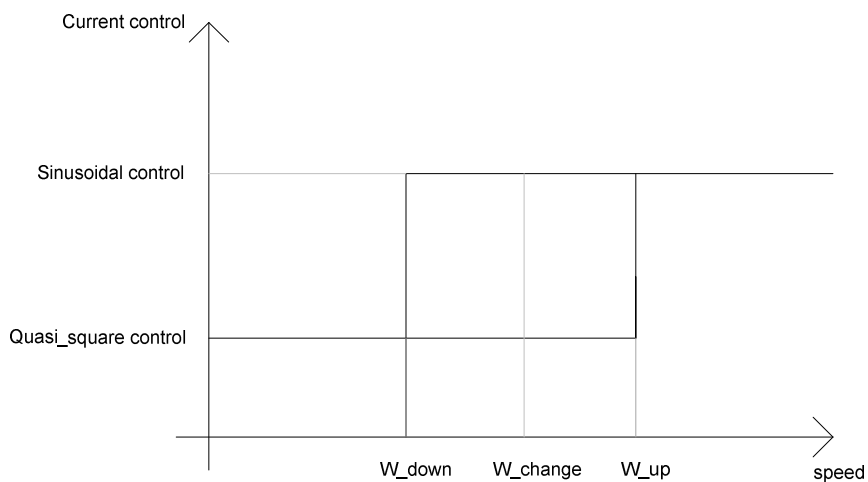


Figura 6.4.1: funzione a isteresi per il cambio di controllo di corrente

Una volta decisa la velocità di cambio  $w_{change}$ , si è creata una banda di circa  $\pm 5\%$  in cui il tipo di controllo dipende dalla direzione con cui si entra in banda; se la velocità sta crescendo il controllo passa da onda quasi quadra a sinusoidale superata la soglia  $w_{up}$ ; se la velocità diminuisce, il controllo passa da onda sinusoidale a quasi quadra superata la soglia  $w_{down}$ .

I tre riferimenti di corrente sinusoidali ora sono pronti ed è possibile applicarli al sistema di controllo:

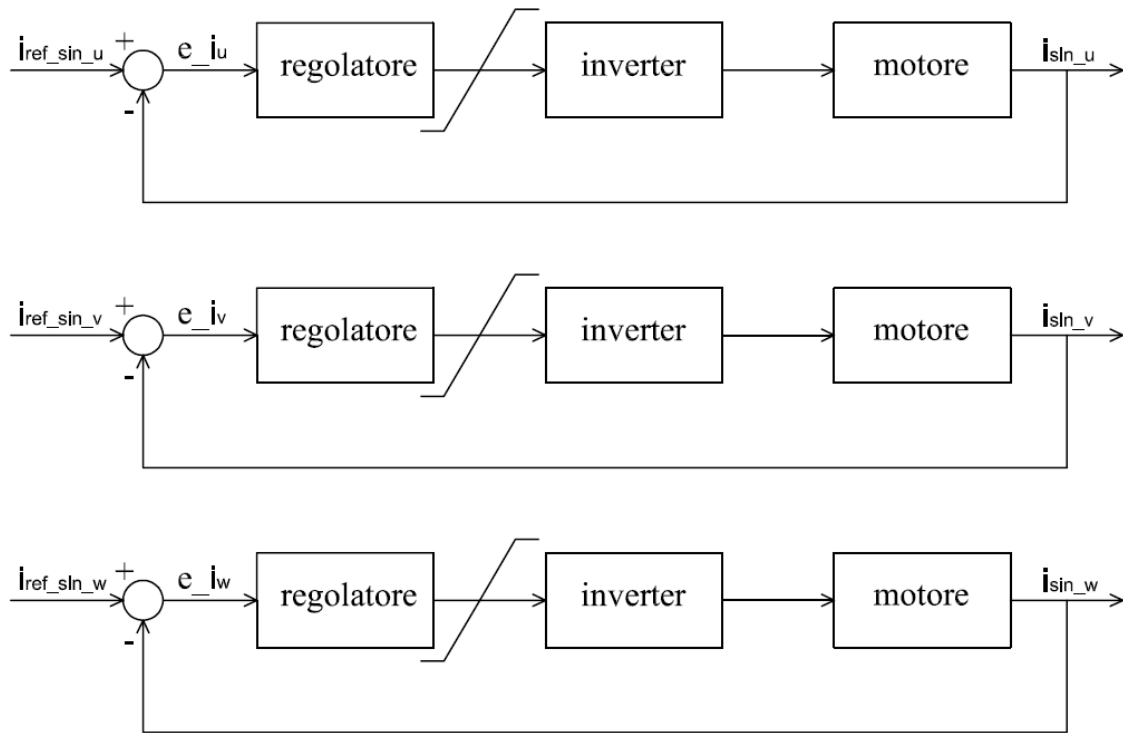


Figura 6.2: Sistema di controllo con tre riferimenti di corrente sinusoidali

Il regolatore è stato mantenuto uguale al caso di correnti quasi quadre. In questo caso quindi il blocco PWM del DSC confronterà con la portante triangolare a 14kHz non più delle correnti quasi quadre ma sinusoidali. Questa tecnica è detta *PWM sinusoidale*.

Di seguito si riportano alcune acquisizioni in cui vengono visualizzati i tre riferimenti di corrente sinusoidali, la posizione e i tre segnali delle sonde Hall (si ricorda che i segnali delle sonde Hall sono negati).

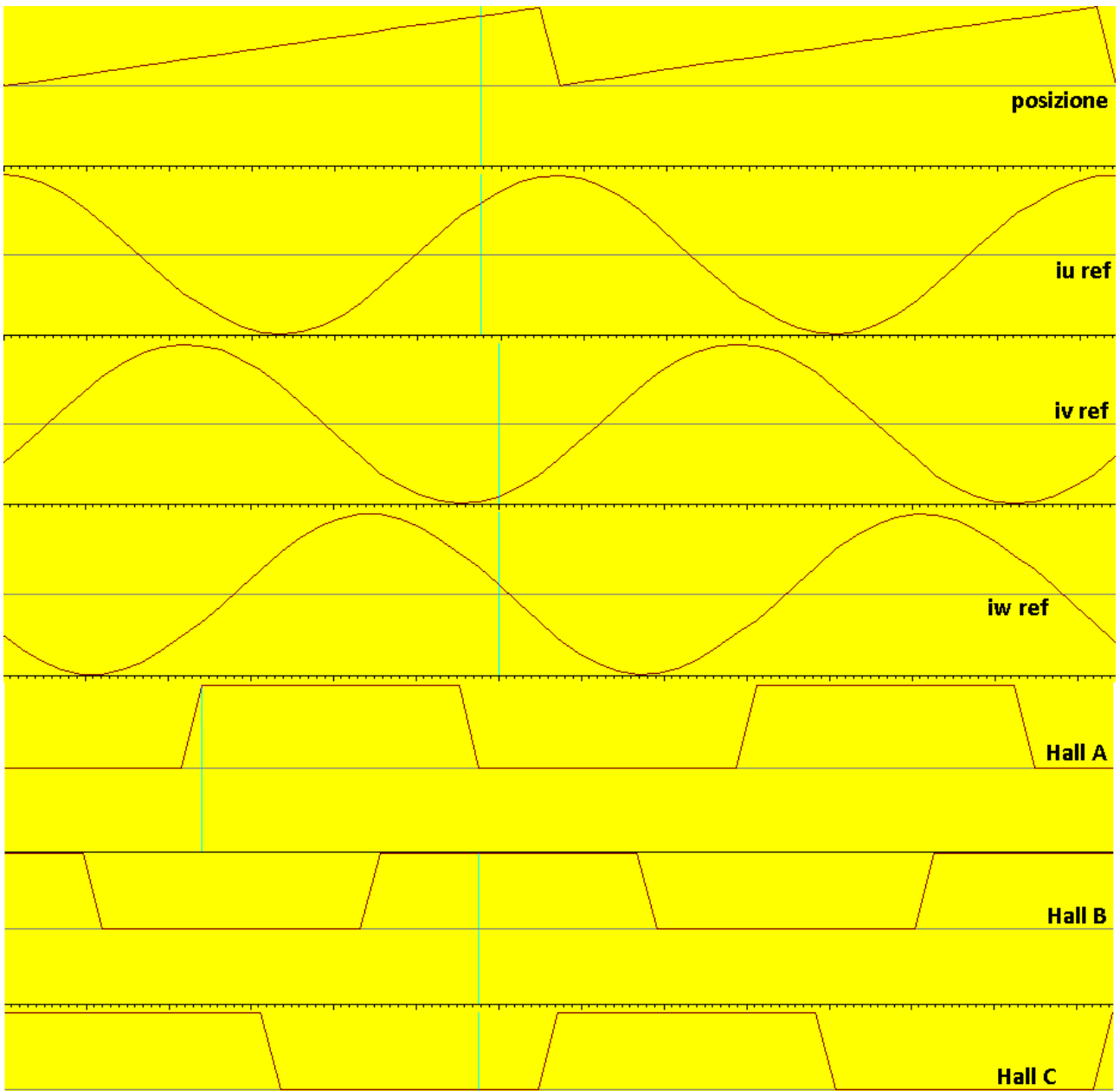


Figura 6.3: Tre riferimenti delle correnti sinusoidali, posizione e sensori Hall

In questo modo, però, i riferimenti dei regolatori sono tre segnali sinusoidali e non tre segnali costanti. La teoria dei controlli automatici dice che i regolatori riescono ad eliminare l'errore a regime con ingressi costanti, non variabili. L'errore è tanto più piccolo tanto più grandi sono le costanti del regolatore, ma comunque non sarà mai nullo. Ci viene in aiuto perciò la teoria dei vettori spaziali che permette di trasformare il sistema in modo da porre in ingresso ai regolatori dei riferimenti costanti portando ai risultati desiderati senza errori a regime.

## 6.5 Controllo di corrente secondo il riferimento dq

Studieremo ora il comportamento del motore utilizzando le trasformazioni di *Clarke* e *Park*.

Innanzitutto vedremo nel controllo in onda quasi quadra come si comporta il fasore spaziale delle correnti e del flusso rotorico, creato dai magneti permanenti.

Si è più volte detto come le correnti, nel caso ad andamento quasi quadro, cambino stato ogni 60 gradi elettrici; per cui applicando la definizione di fasore spaziale si vedrà come esso mantenga la stessa ampiezza per tutto il periodo elettrico mentre la posizione cambierà a scatti appunto di 60

gradi in senso antiorario. Nelle trasformazioni si useranno le costanti  $k_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}$  e  $k_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}$  per far

in modo che la trasformazione sia invariante alla potenza. Si rimanda in particolare all'APPENDICE A per una spiegazione più esaustiva. Si ricorda anche che è stato definito l'inizio dello stato 4 dei sensori Hall come posizione zero per le correnti. Vediamo di seguito quindi per ogni stato dei sensori come si comporta il fasore spaziale associato.

Per lo stato 4 dalla *Figura 5.1.2.1*:

$$i_u = I$$

$$i_v = 0$$

$$i_w = -I$$

Il fasore spaziale associato sarà quindi:

$$\bar{i} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (i_u(t) + i_v(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_w(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2}\right) = \sqrt{2} \cdot I_{ref} \cdot e^{j\frac{\pi}{6}} \quad (6.5.1)$$

Il fasore spaziale perciò è un vettore di modulo  $\sqrt{2}$  volte il valore massimo con un angolo di 30 gradi elettrici rispetto all'asse  $\alpha$ .

Lo stato successivo è lo stato 6 dei sensori Hall in cui:

$$i_u = 0$$

$$i_v = I$$

$$i_w = -I$$

$$\bar{i} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (i_u(t) + i_v(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_w(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) = \sqrt{2} \cdot I_{ref} \cdot (0 + j1) = \sqrt{2} \cdot I_{ref} \cdot e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (6.5.2)$$

Continuando di questo passo si vede come il fasore spaziale delle correnti mantenga costante il modulo e scatti, in senso antiorario, ogni 60 gradi elettrici. La *Figura 6.5.1* mostra graficamente il comportamento del fasore spaziale (con un valore massimo per la corrente pari a 1) in un periodo elettrico.

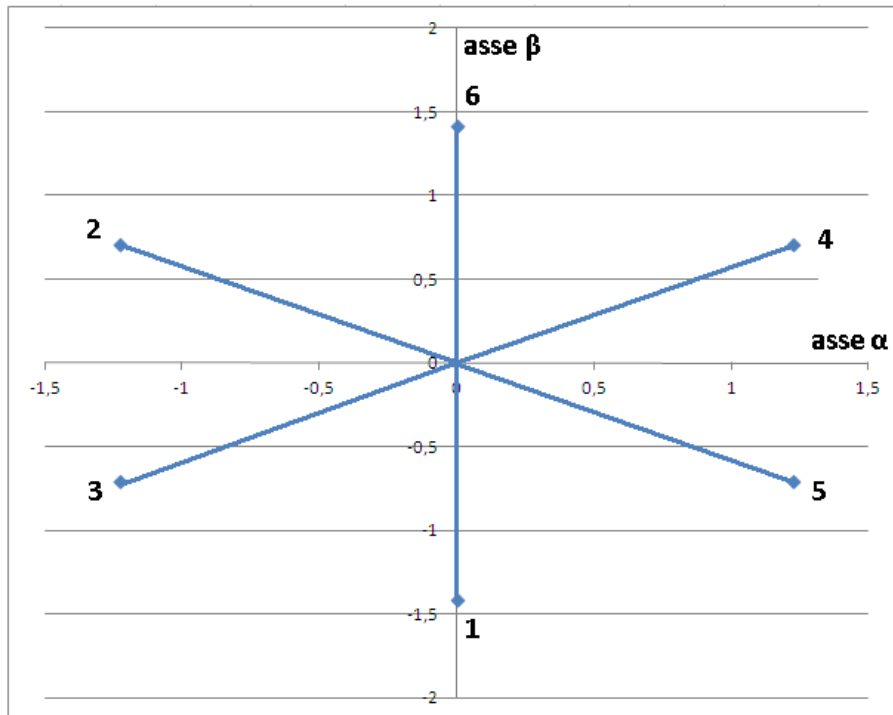


Figura 6.5.1: Vettore spaziale delle correnti

Bisogna specificare però che la terna delle correnti con andamento quasi quadro ha componente omopolare non nulla, ma nel fasore spaziale si perde qualsiasi contributo di questa. Dal fasore spaziale, infatti, se vogliamo ricavare precisamente la terna di partenza si dovrà aggiungere proprio la componente omopolare.

Vogliamo ora rappresentare con un vettore la posizione del rotore sempre rispetto ad un riferimento fisso con lo statore come il riferimento  $\alpha\beta$ . Osservando la *Figura 6.2.1* si nota come i sensori Hall diano in uscita un livello logico alto quando la forza contro elettromotrice raggiunge il livello massimo; come già osservato nello studio del comportamento del motore brushless dc, la forza contro elettromotrice impiega 60 gradi elettrici per passare dal valore minimo al valore massimo. A metà di questo periodo la spira centrale dell'avvolgimento della fase corrispondente concatena il valore massimo del flusso. Prendendo in considerazione la fase  $u$ , con il suo avvolgimento posto come in *Figura 6.5.2*, nell'istante in cui la spira centrale del suo avvolgimento concatena il flusso massimo significa che, immaginando un vettore fisso col rotore che passa al centro del polo Nord, questo sta transitando nella posizione di 0 gradi rispetto ad un riferimento fisso con lo statore. Si capisce quindi come dai segnali dei sensori Hall si possa conoscere la posizione del rotore. Osservando in particolare il sensore Hall A, nell'istante in cui questo dà in uscita il livello logico alto il rotore è a 30 gradi elettrici rispetto ad un riferimento solidale con lo statore, per esempio rispetto al riferimento  $\alpha\beta$ .

Dopo queste osservazioni è possibile disegnare con un vettore la posizione del rotore, per esempio, all'inizio e alla fine dell'intervallo 4. La posizione del rotore sarà data tramite l'utilizzo di un vettore posizionato al centro del polo nord come mostrato nella figura seguente:

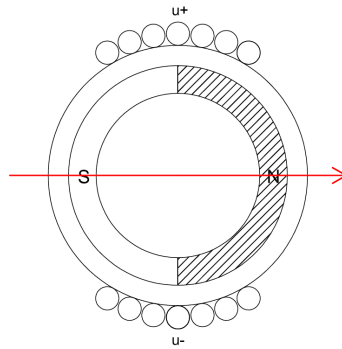


Figura 6.5.2: Vettore posizione del rotore

Il vettore della posizione del rotore indica ovviamente anche la direzione del flusso rotorico; rispetto ad un riferimento fisso con lo statore come il riferimento  $\alpha\beta$  tale vettore ruoterà con velocità pari alla velocità elettrica.

Vediamo di seguito il fasore spaziale delle correnti (blu) e il vettore flusso rotorico (rosso) all'inizio dello stato 4 dei sensori Hall:

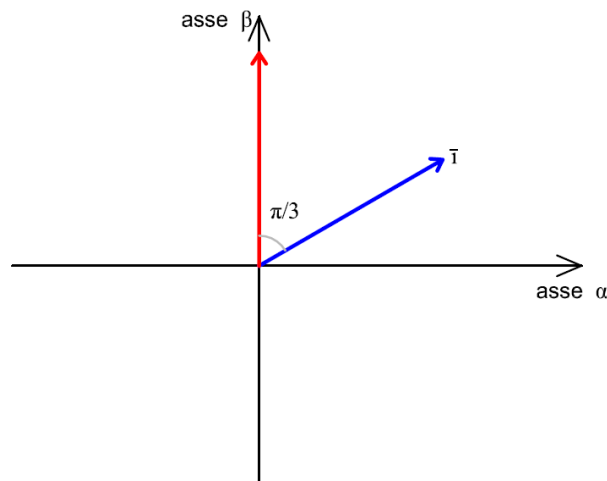


Figura 6.5.3: Vettore spaziale delle correnti (blu) e vettore del flusso rotorico (rosso) all'inizio dello stato 4 dei sensori Hall

Di seguito invece viene riportato lo stesso diagramma alla fine dello stato 4 dei sensori hall, dopo 60 gradi elettrici:

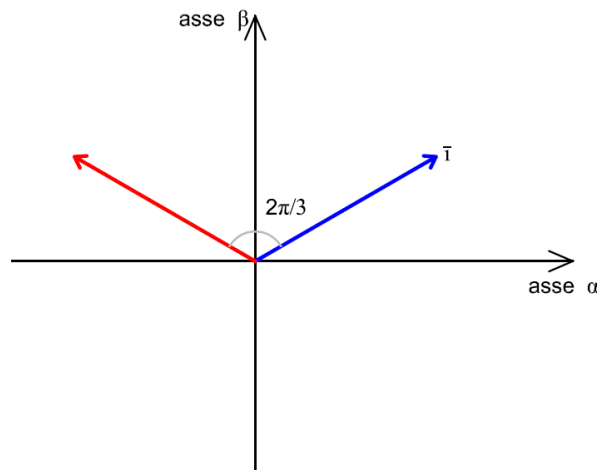


Figura 6.5.4: Vettore spaziale delle correnti (blu) e vettore del flusso rotorico (rosso) alla fine dello stato 4 dei sensori Hall

Come si osserva quindi durante ogni stato dei sensori Hall il vettore spaziale delle correnti si mantiene in una posizione fissa mentre il vettore del flusso rotorico ovviamente ruota di 60 gradi elettrici. Lo sfasamento tra i due vettori passa da 60 a 120 gradi tra l'inizio e la fine di ogni stato. Mediamente quindi lo sfasamento tra i due vettori è di 90 gradi elettrici, gradi per cui si ha la massima coppia. Infatti la coppia del motore è massima quando lo sfasamento tra il fasore spaziale delle correnti e del flusso rotorico è di 90 gradi, a metà di ogni intervallo quando i due flussi di rotore e statore sono sfasati di 90 gradi, come spiegato anche nel capitolo relativo ai motori brushless dc.

Si lavora quindi nella regione cosiddetta MTPA (*Max Torque per Amps*). Da queste ultime osservazioni si comprende come anche con il controllo in corrente sinusoidale si desidererà avere coppia massima con la minima corrente e questo è possibile proprio controllando la corrente in modo che sia in fase con le forze controelettromotrici come visto in *Figura 6.1*.

Data una terna simmetrica di correnti sinusoidali:

$$\begin{aligned} i_u(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{rms,sin} \cdot \cos \vartheta_e \\ i_v(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{rms,sin} \cdot \cos(\vartheta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ i_w(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{rms,sin} \cdot \cos(\vartheta_e - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \quad (6.5.3)$$

È possibile calcolare il relativo vettore spaziale, sempre riferendoci ad una trasformazione invariante alla potenza:

$$\bar{i} = \sqrt{3} \cdot I_{rms,sin} \cdot e^{j\vartheta_e} \quad (6.5.4)$$

Il fasore spaziale quindi di una terna di correnti sinusoidali è un vettore che mantiene un'ampiezza pari a  $\sqrt{3}$  volte il valore efficace della terna di partenza e che ruota con velocità costante pari alla velocità elettrica rispetto ad un riferimento fisso  $\alpha\beta$ .

Di seguito si riportano i vettori della corrente e della posizione rotorica all'inizio dello stato 4 dei sensori Hall:

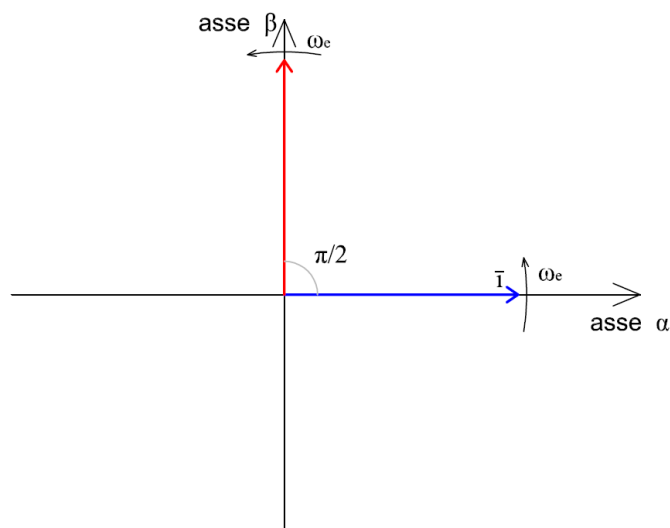


Figura 6.5.5: Fasore spaziale delle correnti sinusoidali (blu) e vettore del flusso rotorico (rosso) all'inizio dello stato 4 dei sensori Hall

I due vettori ruotano entrambi con velocità elettrica rispetto al riferimento  $\alpha\beta$  e quindi il loro sfasamento si mantiene sempre di 90 gradi elettrici, per avere quindi la coppia massima in ogni istante.

Per avere errore a regime nullo passiamo, attraverso l'utilizzo della trasformazione di Park  $abc \rightarrow dq$ , al calcolo delle componenti  $d$  e  $q$  della terna di correnti sinusoidali. A questo punto, però, è necessario scegliere dove posizionare il riferimento rotante  $dq$ . Si è scelto quindi di posizionare l'asse  $d$  di tale riferimento in corrispondenza del vettore di posizione del rotore. La figura successiva mostra in modo grafico tale scelta in una generica posizione del rotore:

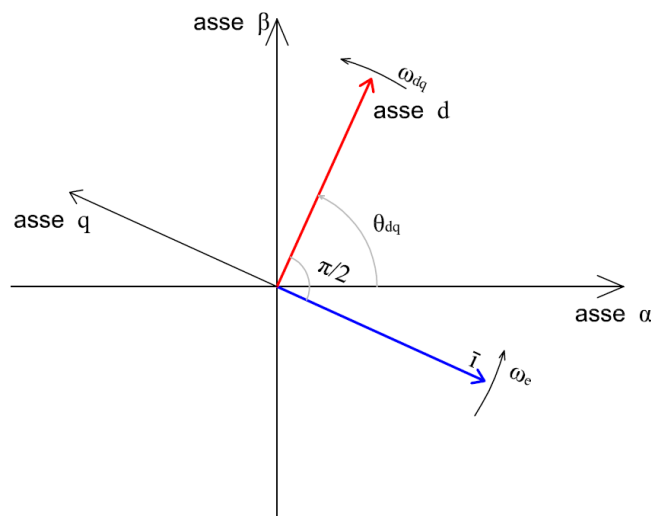


Figura 6.5.6: Fasore spaziale delle correnti sinusoidali (blu), vettore del flusso rotorico (rosso) e riferimento  $dq$

In questo modo legando l'asse  $d$  al vettore della posizione rotorica, anche il riferimento  $dq$  ruoterà con velocità pari alla velocità elettrica rispetto ad riferimento  $\alpha\beta$ ,  $\omega_{dq} = \omega_e$ . La velocità relativa tra i vettori e il riferimento  $dq$  perciò è nulla.

Il fasore spaziale delle correnti perciò ha solo componente  $q$  e questa componente si mantiene ad un valore costante durante tutto il periodo elettrico (completa rotazione dei vettori). E' la componente  $q$  quindi che è legata alla coppia. Il controllo perciò dovrà far in modo di mantenere la componente  $d$  a valore zero per mantenere l'azionamento nella zona MTPA.

Per far in modo di posizionare l'asse  $d$  in questo modo allora si procede come segue: l'angolo che abbiamo trovato dalla stima della posizione rappresenta l'angolo del fasore spaziale delle correnti. Per far in modo di posizionare l'asse  $d$  in corrispondenza del vettore del flusso rotorico perciò basta sommare a quest'angolo 90 gradi elettrici:

$$\vartheta_{dq} = \vartheta_e + 90$$

Dove  $\vartheta_e$  è l'angolo del fasore spaziale di corrente.

L'angolo  $\vartheta_{dq}$  sarà quindi l'angolo usato per le trasformazioni  $abc \rightarrow dq$ .



Così facendo avremo quindi due riferimenti di corrente costante, anzi con componente  $d$  nulla. La trasformazione di *Park* è stata utilizzata anche per trasformare le correnti rilevate dalle sonde in modo da avere due retroazioni di corrente, una per la componente  $d$  e una per la componente  $q$ . Infine la trasformazione di *Park* è stata applicata ai valori di duty cycle di asse  $d$  e  $q$  trovati, per ricavare i tre duty cycle corrispondenti  $uvw$  da fornire ai moduli PWM del DSC.

È riportato di seguito lo schema del controllo in  $dq$ :

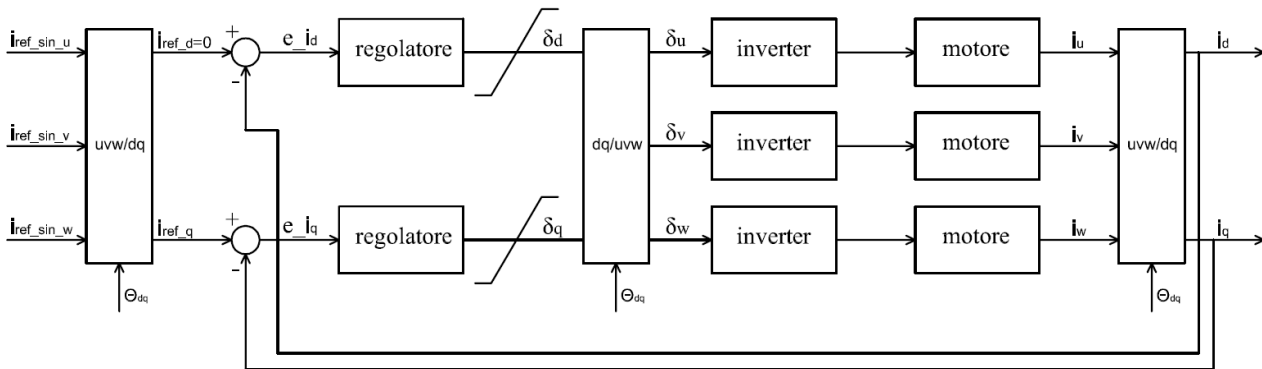


Figura 6.5.7: Schema di controllo di corrente secondo il riferimento  $dq$

La limitazione dopo il regolatore necessita di qualche nota di precisazione. Il regolatore dà in uscita il duty cycle da fornire all'inverter; il duty cycle fin'ora è sempre stato limitato tra  $-0.5$  e  $+0.5$  separatamente per le tre fasi. Nel controllo in  $dq$  invece il duty cycle di asse  $d$  è in stretta relazione con il duty cycle di asse  $q$ . I due duty cycle infatti sono le componenti di un fasore spaziale che ruota anch'esso con velocità pari alla velocità elettrica rispetto ad un riferimento fisso con lo statore. Per avere infatti una terna di duty cycle sinusoidali, e quindi una terna di tensioni sinusoidali, il fasore spaziale corrispondente è un vettore che ruota con velocità angolare pari alla pulsazione desiderata per le sinusoidi e quindi pari alla velocità angolare elettrica. La circonferenza limite del fasore spaziale dei duty cycle avrà raggio non  $0.5$  ma bensì  $\sqrt{3/2}$  volte  $0.5$  tenendo conto infatti che tutte le trasformazioni fatte sono invarianti alla potenza.

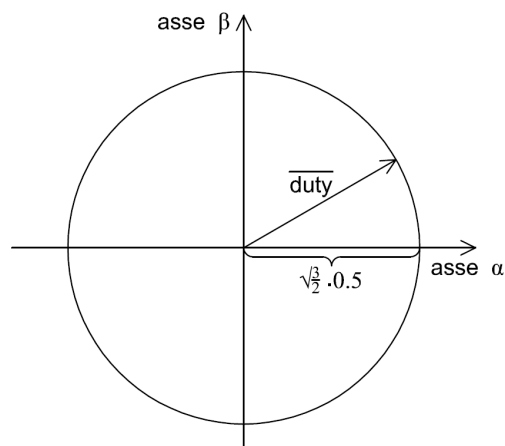


Figura 6.5.8: vettore spaziale del duty cycle con circonferenza limite

Per poter fare questa limitazione è stato necessario, dopo il calcolo del duty cycle  $d$  e  $q$ , calcolare il modulo e verificare se è minore di  $\sqrt{3/2}$  volte 0.5. In caso negativo il vettore è stato portato in un quadrato limite inscritto dalla circonferenza limite attraverso l'accorciamento in proporzione delle due componenti:

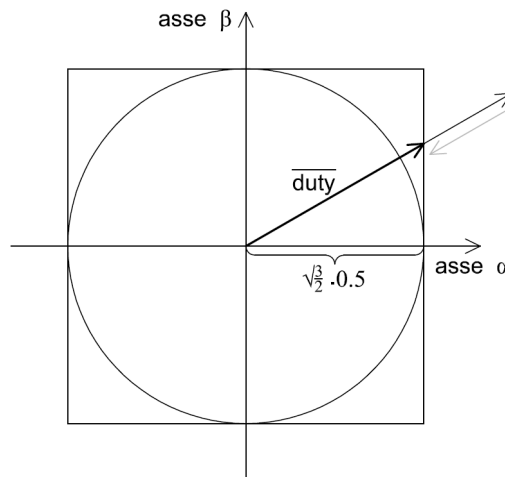


Figura 6.5.9: vettore spaziale dei duty cycle portato nel quadrato limite

mantenendo così la stessa posizione rispetto al riferimento. Successivamente è stato calcolato il modulo delle due nuove componenti calcolandone anche la radice quadrata; questa infatti è stata discretizzata per valori da 0 al valore del quadrato del raggio della circonferenza limite e posta in una tabella. Le due componenti  $d$  e  $q$  del duty cycle sul quadrato limite sono così state ridotte proporzionalmente di quanto il modulo è maggiore del modulo limite. In questo modo quindi il vettore spaziale del duty cycle è stato portato dentro la circonferenza limite.

Dopo aver limitato le componenti  $d$  e  $q$  del duty cycle, sono stati calcolati i duty cycle per le tre fasi con la trasformazione inversa. Ne risulterà quindi una terna di duty cycle sinusoidali; per la trasformazione inversa quindi non è necessario aggiungere la componente omopolare in quanto una terna di grandezze sinusoidali ha componente omopolare nulla e quindi non viene persa alcuna informazione con l'introduzione del fasore spaziale.

Viene riportata di seguito la terna di duty cycle risultante da un vettore spaziale che ruota mantenendosi nella circonferenza limite. Si vede come limitando il modulo del vettore spaziale del duty cycle a  $\sqrt{3/2} \cdot 0.5$  i tre duty cycle per ogni fase abbiano valore massimo pari a 0.5.

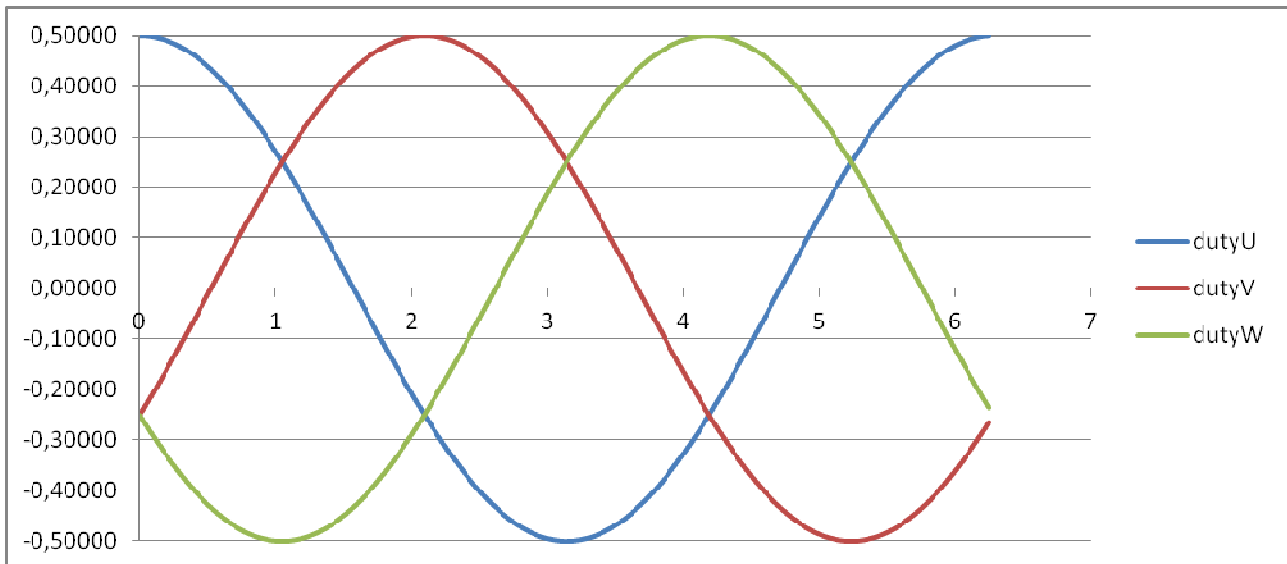


Figura 6.5.10: duty cycle per ogni fase corrispondenti ad un vettore spaziale che ruota mantenendosi nella circonferenza limite

Così facendo il valore massimo della tensione di fase è  $\frac{U_{batt}}{2}$ . Per superare tale limite, che la *PWM sinusoidale* presenta, si può ricorrere ad una sua modificazione che consiste nell'usare come grandezze modulanti i tre duty cycle visti nella *Figura 6.5.10* sommati però ad una componente omopolare; questo non avrà nessun effetto sulle correnti visto che il carico è trifase a tre fili. La scelta della componente omopolare da sommare ai tre duty cycle sinusoidali deve essere fatta per comunque mantenere come valore massimo dei duty cycle il valore 0.5. Quello che si fa è spostare il centro stella ogni volta che il vettore spaziale del duty cycle, e le sue riflessioni viste in *Figura A.2*, passano per l'asse reale. Si avranno quindi tre spostamenti verso destra e tre spostamenti verso sinistra, ogni volta che il vettore spaziale, o le sue riflessioni, attraversano l'asse reale. È stato scelto perciò di "iniettare" ai tre duty cycle modulanti la terza armonica. Di seguito si riporta l'andamento dei duty cycle che ne risulta:

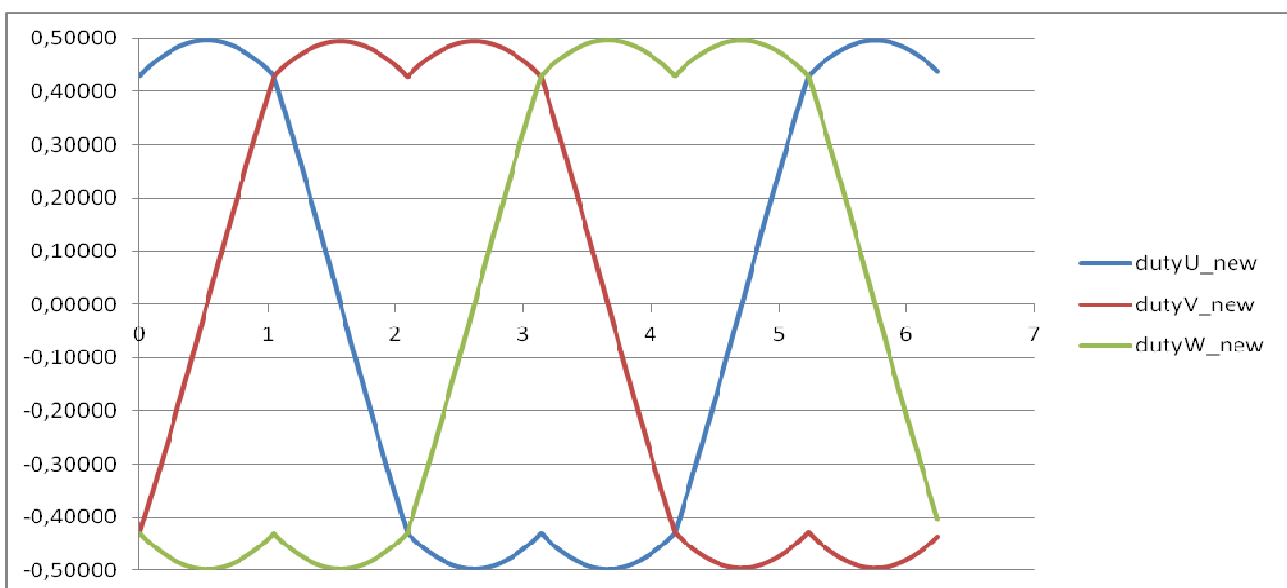


Figura 6.5.11: duty cycle con iniezione della terza armonica

Si nota come il valore massimo del duty cycle si mantenga comunque a 0.5. Questa tecnica comporterà un aumento della tensione di fase del 15% rispetto al limite  $\frac{U_{batt}}{2}$  precedente.

In conclusione quello che si fa è aumentare la circonferenza limite (vista in *Figura 6.5.8*) del vettore spaziale del 15%; attraverso la trasformazione inversa di *Park* si ricavano i tre duty cycle delle tre fasi, si trova la media tra il valore massimo e minimo e si toglie ai tre duty cycle di partenza. Questa tecnica è appunto detta con iniezione della terza armonica e porta il beneficio di avere un maggiore valore della tensione di fase applicata al motore.

Vediamo di seguito alcune acquisizioni, fatte attraverso l'uso di un oscilloscopio, della corrente di fase  $u$  con andamento quasi quadro alle basse velocità, al passaggio dal controllo da corrente con andamento quasi quadro a sinusoidale e viceversa, con controllo sinusoidale alle alte velocità:

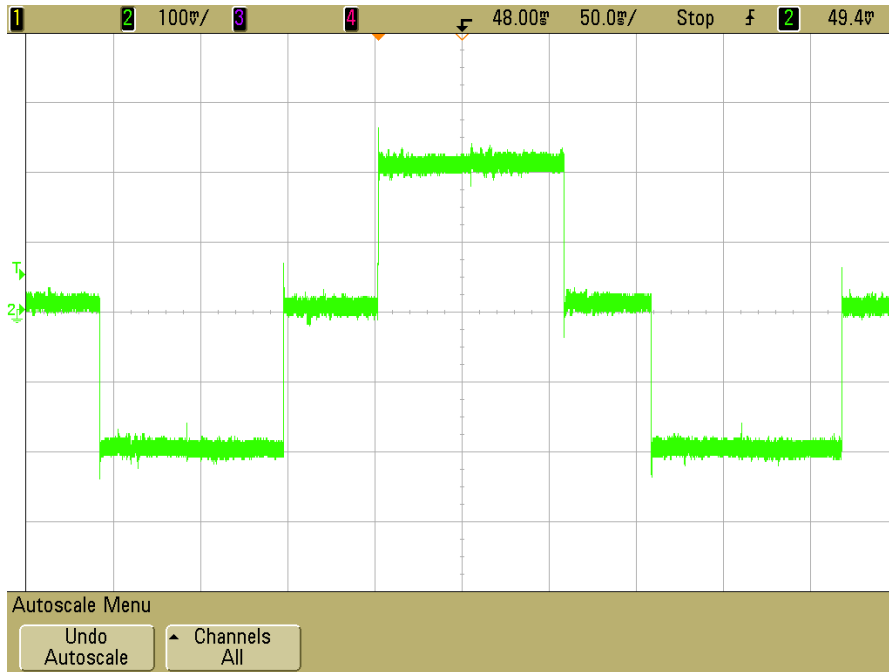


Figura 6.4: Controllo in corrente quasi quadra

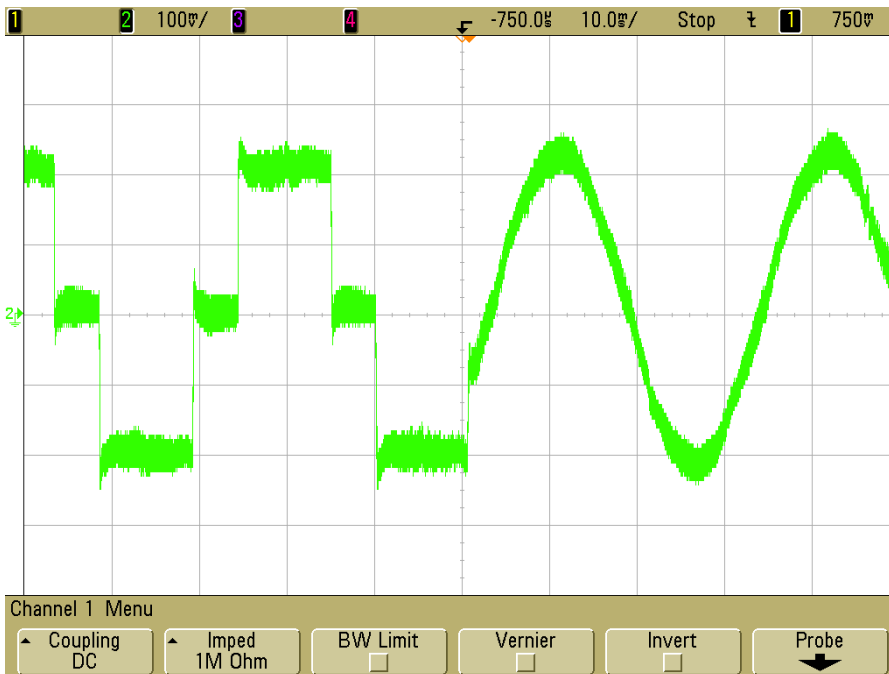


Figura 6.5: Passaggio dal controllo in corrente quasi quadra a sinusoidale

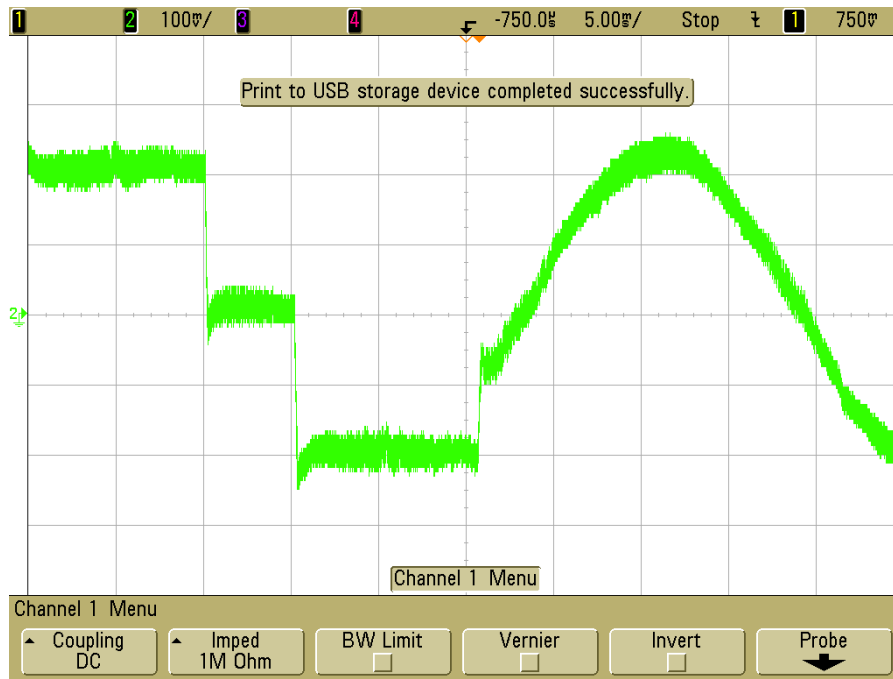


Figura 6.6: Passaggio dal controllo in corrente quasi quadra a sinusoidale

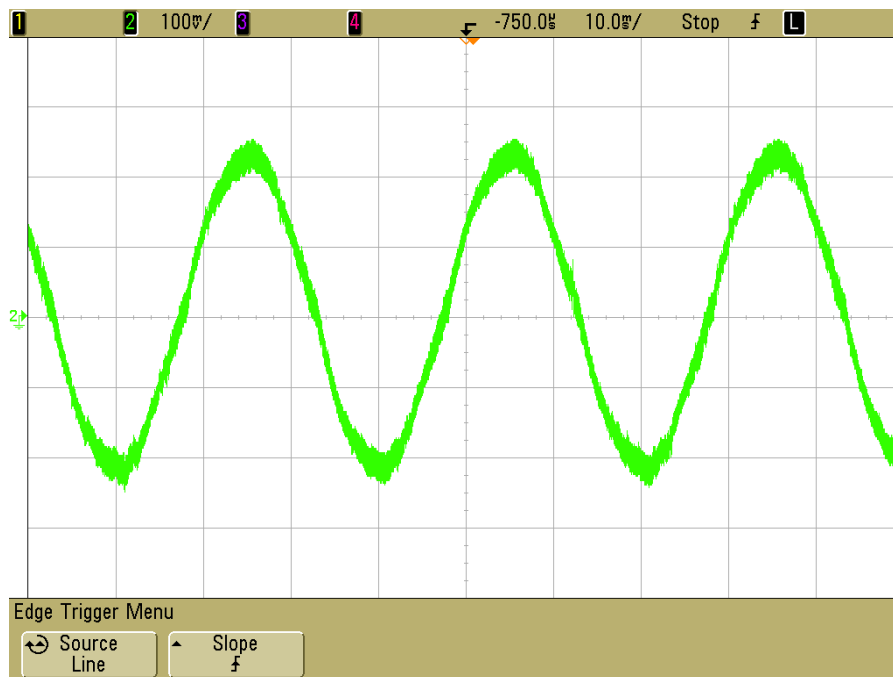


Figura 6.7: Controllo in corrente sinusoidale

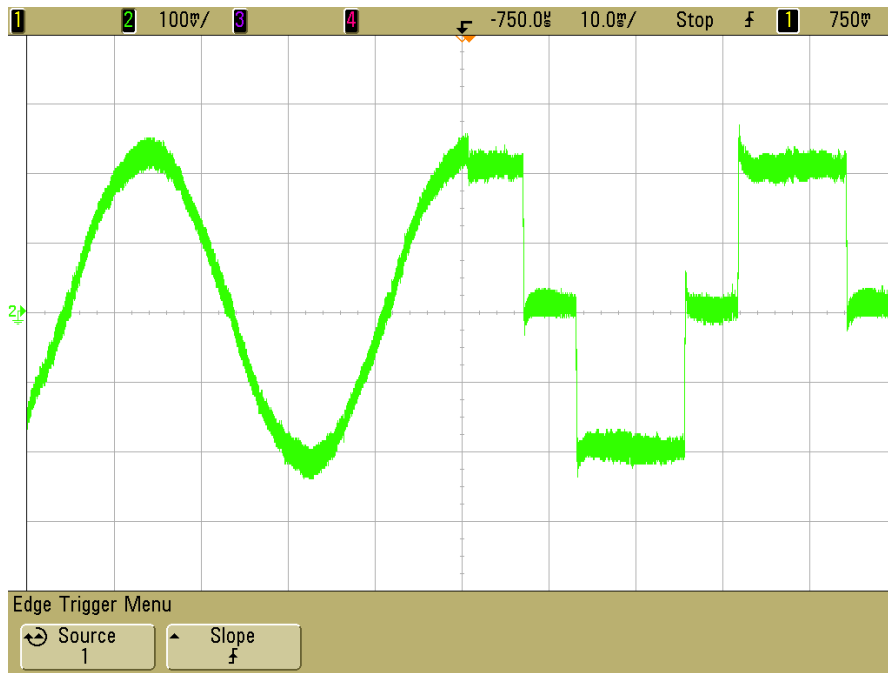


Figura 6.8: Passaggio dal controllo in corrente sinusoidale a quasi quadra

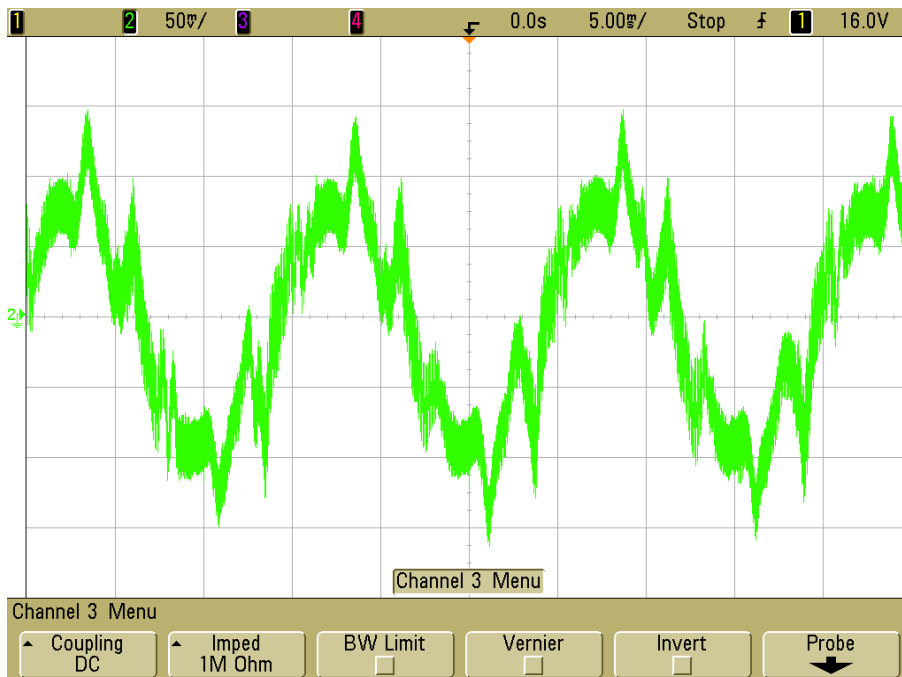


Figura 6.9: Controllo in corrente sinusoidale alle alte velocità

Da quest'ultima acquisizione si nota come alle alte velocità il controllo non riesca a controllare bene la corrente. La forza controelettrica infatti è molto elevata, prossima alla tensione massima disponibile, per cui la tensione applicabile all'induttanza degli avvolgimenti è bassa e la corrente così non riesce a seguire il riferimento dato.

Riportiamo anche un'acquisizione che mostra quanto tempo impiega la routine *adc\_isr* per il suo compimento. Abbiamo detto come dai modulatori PWM venga inviato un segnale all'ADC con una frequenza di 28KHz. Con questa frequenza viene anche chiamata la routine *adc\_isr* per cui tra un segnale e l'altro tale routine deve portare a termine tutte le funzioni che sono presenti in essa per poter applicare al periodo successivo i risultati ottenuti. Il tempo a disposizione è di 35,71 $\mu$ s e tutte le operazioni devono essere svolte in questo lasso di tempo altrimenti il controllo non è più in grado di funzionare. Per verificare ciò è stato settato un pin di una porta I/O digitale general purpose all'inizio e alla fine dell'interrupt *adc\_isr*. In particolare tale pin è normalmente a valore logico alto. All'inizio della routine è stato portato a valore logico basso e alla fine è stato posto alla condizione normale. Con l'uso di un oscilloscopio è stato acquisito questo segnale che viene proposto di seguito:

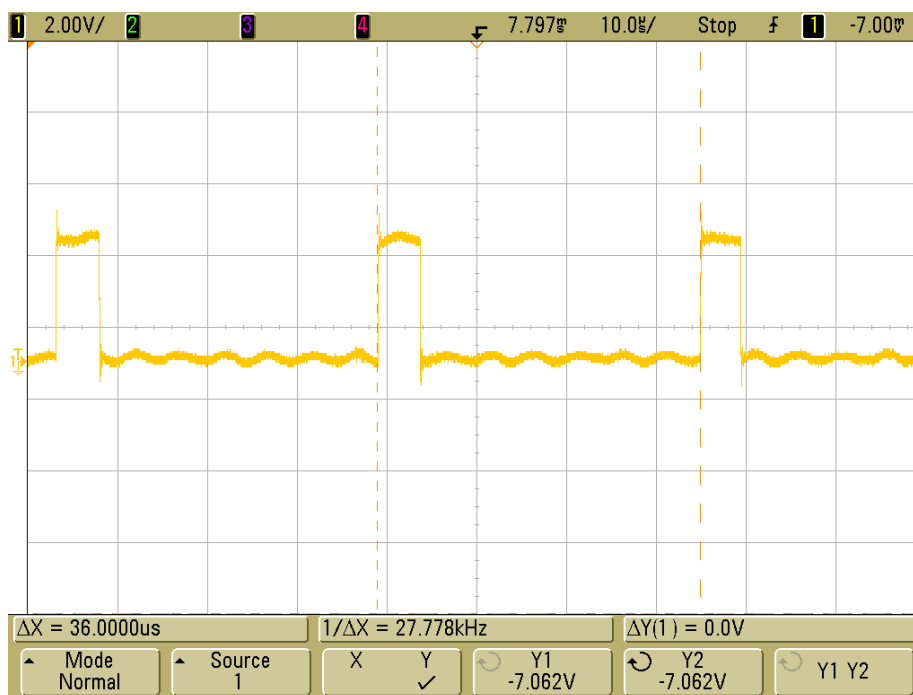


Figura 6.10: segnale per il controllo del tempo impiegato dalla routine *adc\_isr*

Il periodo di tale segnale come si nota è di circa 35,71 $\mu$ s. La parte di segnale a livello logico basso è il tempo impiegato dalla routine *adc\_isr*. Si vede come tale routine copra un'abbondante parte del tempo a disposizione, calcolato circa 30 $\mu$ s . Ci sono perciò altri 5 $\mu$ s disponibili per eventuali altre operazioni effettuabili all'interno della routine.



## 6.6 Compensazione della forza controelettromotrice

Cerchiamo di capire meglio come lavora il controllo di corrente. Dato un riferimento, il controllo cercherà di gestire la tensione di ogni fase del motore per far sì che la corrente in esse sia la desiderata. La tensione di fase è legata direttamente al duty cycle in uscita dai regolatori PI e comprende la caduta sulla resistenza di fase del motore, la caduta sull'induttanza e la forza controelettromotrice. Per ogni fase del motore infatti possiamo scrivere:

$$\begin{cases} v_{un} = R \cdot i_u + L \cdot \frac{di_u}{dt} + e_u \\ v_{vn} = R \cdot i_v + L \cdot \frac{di_v}{dt} + e_v \\ v_{wn} = R \cdot i_w + L \cdot \frac{di_w}{dt} + e_w \end{cases} \quad (6.6.1)$$

dove  $n$  è il punto di centro stella che nel nostro caso è isolato.

E' possibile però stimare la forza controelettromotrice e compensarla nel circuito di controllo per far sì che il sistema possa gestire, per ogni fase, solamente la caduta resistiva ed induttiva. In questo modo la tensione che si ha a disposizione va applicata tutta sulla resistenza e sull'induttanza, essendo la forza controelettromotrice già compensata, riuscendo a controllare meglio la corrente.

Questa tecnica è stata applicata sia al controllo in corrente quasi quadra sia nel caso sinusoidale.

Viene riportato di seguito lo schema di controllo della corrente con andamento quasi quadro in cui avevamo trascurato la forza controelettromotrice perché considerata un disturbo che varia molto lentamente. In questo caso viene resa visibile e viene introdotta la compensazione all'uscita dai regolatori:

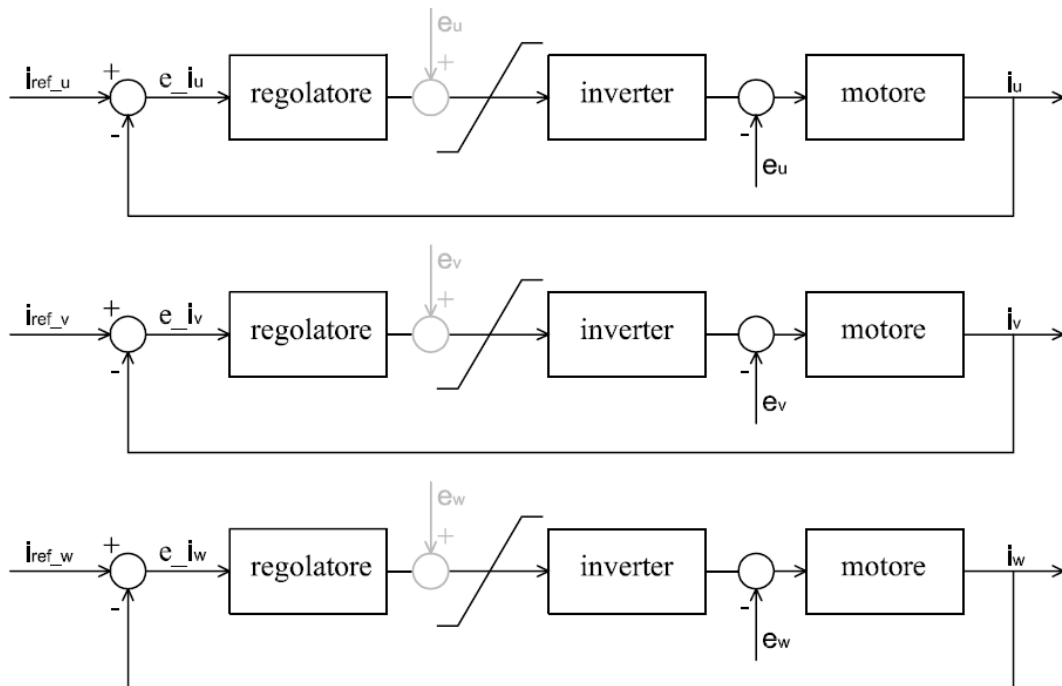


Figura 6.6.1: Controllo di corrente quasi quadra con compensazione della f.c.e.m.

La forza controelettromotrice è legata alla velocità meccanica del motore dalla costante  $K$  vista nel capitolo 1:

$$E = K \cdot \omega_m \quad (6.6.2)$$

La costante  $K$  del motore è uguale a  $K = 0.32 V \cdot s / rad$ .

Siamo a conoscenza della velocità elettrica del motore in ogni istante. Dividendo tale velocità per le coppie polari e moltiplicando per la costante  $K$  possiamo ricavare istantaneamente il valore massimo della forza controelettromotrice. Per ricavare l'andamento lineare di salita o di discesa durante il periodo in cui la fase non conduce (si veda l'andamento delle forze controelettromotrici nel capitolo 1), basta riferirsi alla relazione:

$$e = \pm E \cdot \left(1 - \frac{6}{\pi} \cdot \theta_e\right) \quad (6.6.3)$$

che per un intervallo di  $\theta_e$  (angolo elettrico) di 60 gradi fa variare linearmente la funzione forza controelettromotrice da  $-E$  a  $+E$  o viceversa a seconda che il segno sia rispettivamente - o +.

Il calcolo della forza controelettromotrice è stato introdotto nella routine *adc\_isr* del controllo di corrente. Sono note in questa routine istantaneamente sia la velocità elettrica (*speed*) sia la posizione elettrica (*theta\_e*). Ad ogni cambio di stato di uno dei segnali delle sonde Hall viene chiamata una funzione *backemf()* che restituisce quali forze controelettromotrici sono a valore massimo o minimo e il segno da dare alla funzione (variabile  $s = \pm 1$ ) per il calcolo dell'andamento lineare di salita o discesa, per la corrispondente posizione. Questa funzione sarà poi assegnata alla fase corrispondente in base allo stato delle sonde Hall.

Le forze controelettromotrici, poi, sono state sommate all'uscita dai regolatori i quali però forniscono i duty cycle con valori che devono essere compresi tra -0.5 e +0.5. Per normalizzare le forze controelettromotrici a tali valori sono state divise per la tensione di batteria. Il massimo valore che possono assumere infatti è metà del valore della tensione di batteria  $\frac{V_{dc}}{2}$ ; dopodiché infatti si

incorre nel limite di tensione. Dividendo quindi i valori delle forze controelettromotrici per  $V_{dc}$  vengono normalizzati tra -0.5 e 0.5. Dopo la compensazione è presente comunque la limitazione in uscita dai regolatori che assicura il rispetto dei limiti nei duty cycle.

La tecnica della compensazione è stata usata anche nel controllo in correnti sinusoidali. Si ricorda che tale controllo è fatto nel riferimento  $dq$ . L'uscita dai regolatori sono dunque due duty cycle di componenti  $d$  e  $q$ . Date le tre forze controelettromotrici quindi sarebbe necessario applicare la trasformazione  $uvw \rightarrow dq$  per sommarle in uscita dai PI. È noto come tale trasformazione abbia come conseguenza la perdita della componente omopolare delle grandezze di partenza, ovvero la terza armonica e le sue multiple. Dimostriamo come questo fatto non abbia conseguenza nel controllo.

Scriviamo le equazioni delle tensioni di fase del motore in cui  $n$  è il centro stella isoalto e  $o$  è il punto di mezzo del bus in continua virtuale (tale punto non esiste, ma è usato solo come riferimento):

$$\begin{cases} v_{un} = R \cdot i_u + L \cdot \frac{di_u}{dt} + e_u = v_{uo} + v_{on} \\ v_{vn} = R \cdot i_v + L \cdot \frac{di_v}{dt} + e_v = v_{vo} + v_{on} \\ v_{wn} = R \cdot i_w + L \cdot \frac{di_w}{dt} + e_w = v_{wo} + v_{on} \end{cases} \quad (6.6.4)$$

Nota l'ipotesi  $i_a + i_b + i_c = 0$  sommando le tre equazioni del sistema (6.6.4):

$$e_u + e_v + e_w = v_{uo} + v_{vo} + v_{wo} + 3v_{on} \quad (6.6.5)$$

Dalla (6.6.5) è possibile ricavare l'espressione di  $v_{on}$ :

$$v_{on} = \frac{e_u + e_v + e_w - (v_{uo} + v_{vo} + v_{wo})}{3} \quad (6.6.6)$$

Sostituendo la (6.6.6) nella (6.6.4):

$$\begin{cases} v_{un} = R \cdot i_u + L \cdot \frac{di_u}{dt} + e_u = v_{uo} + \frac{e_u + e_v + e_w - (v_{uo} + v_{vo} + v_{wo})}{3} \\ v_{vn} = R \cdot i_v + L \cdot \frac{di_v}{dt} + e_v = v_{vo} + \frac{e_u + e_v + e_w - (v_{uo} + v_{vo} + v_{wo})}{3} \\ v_{wn} = R \cdot i_w + L \cdot \frac{di_w}{dt} + e_w = v_{wo} + \frac{e_u + e_v + e_w - (v_{uo} + v_{vo} + v_{wo})}{3} \end{cases} \quad (6.6.7)$$

Facciamo ora qualche manipolazione partendo dalla (6.6.7) e sostituiamo alla caduta resistiva e induttiva il simbolo  $v^*$ :

$$\begin{cases} 3v_u^* + 3e_u = 3v_{uo} + e_u + e_v + e_w - (v_{uo} + v_{vo} + v_{wo}) \\ 3v_v^* + 3e_v = 3v_{vo} + e_u + e_v + e_w - (v_{uo} + v_{vo} + v_{wo}) \\ 3v_w^* + 3e_w = 3v_{wo} + e_u + e_v + e_w - (v_{uo} + v_{vo} + v_{wo}) \end{cases} \quad (6.6.8)$$

$$\begin{cases} 3v_u^* = 2v_{uo} - 2e_u + e_v + e_w - v_{vo} - v_{wo} \\ 3v_v^* = 2v_{vo} - 2e_v + e_u + e_w - v_{uo} - v_{wo} \\ 3v_w^* = 2v_{wo} - 2e_w + e_u + e_v - v_{uo} - v_{vo} \end{cases} \quad (6.6.9)$$

Dal sistema (6.6.9) facciamo le differenze tra prima e la seconda equazione, tra la seconda e la terza e tra la terza e la prima:

$$\begin{cases} 3v_u^* - 3v_v^* = 3v_{uo} - 3v_{vo} - 3e_u + 3e_v \\ 3v_v^* - 3v_w^* = 3v_{vo} - 3v_{wo} - 3e_v + 3e_w \\ 3v_w^* - 3v_u^* = 3v_{wo} - 3v_{uo} - 3e_w + 3e_u \end{cases} \quad (6.6.10)$$

Semplificando:

$$\begin{cases} v_u^* - v_v^* = v_{uo} - v_{vo} - e_u + e_v \\ v_v^* - v_w^* = v_{vo} - v_{wo} - e_v + e_w \\ v_w^* - v_u^* = v_{wo} - v_{uo} - e_w + e_u \end{cases} \quad (6.6.11)$$

Cerchiamo ora l'espressione di  $v_{uo}$  sostituendo la prima equazione della (6.6.11) nella seconda e questa nella terza:

$$\begin{cases} v_{vo} = v_{uo} - e_u + e_v - v_u^* + v_v^* \\ v_{wo} = v_{vo} - e_v + e_w - v_v^* + v_w^* = v_{uo} - e_u + e_v - v_u^* + v_v^* - e_v + e_w - v_v^* + v_w^* \\ v_{uo} = v_{wo} - e_w + e_u - v_w^* + v_u^* = v_{uo} - e_u - v_u^* + e_w + v_w^* - e_w + e_u - v_w^* + v_u^* \end{cases} \quad (6.6.12)$$

Dall'ultima espressione del sistema (6.6.12) risulta  $0=0$ .  $v_{uo}$  perciò non ha un'espressione particolare, può assumere qualsiasi espressione generica.

Ricaviamo quindi dalla (6.6.11) l'espressione di  $v_{vo}$  e  $v_{wo}$  in funzione di  $v_{uo}$ :

$$\begin{cases} v_{uo} \\ v_{vo} = -v_u^* + v_v^* + v_{uo} - e_u + e_v \\ v_{wo} = -v_u^* + v_w^* + v_{uo} - e_u + e_w \end{cases} \quad (6.6.13)$$

Da quest'ultimo sistema si nota come, assumendo  $v_{uo}$  qualsiasi, nelle espressioni di  $v_{vo}$  e  $v_{wo}$  compare la differenza di due forze controelettromotrici. Tale differenza ha come conseguenza il fatto che le terze armoniche e multiple delle forze controelettromotrici si annullano. L'inverter, come in precedenza detto, è in grado di controllare le tensioni  $v_{uo}$ ,  $v_{vo}$  e  $v_{wo}$  in cui però non influiscono le terze armoniche e multiple delle forze controelettromotrici.

Dall'ultimo sistema, poi, se imponiamo  $v_{uo} = v_u^* + e_u$  risulta:

$$\begin{cases} v_{uo} = v_u^* + e_u \\ v_{vo} = v_v^* + e_v \\ v_{wo} = v_w^* + e_w \end{cases} \quad (6.6.14)$$

Controllando le tensioni  $v_{uo}$ ,  $v_{vo}$  e  $v_{wo}$  l'inverter controlla direttamente le tensioni di fase del motore, senza influenza del potenziale di centro stella.

Dalle osservazioni fin qui fatte è possibile allora attuare la compensazione della forza controelettrica direttamente sommando all'uscita dei regolatori le loro componenti  $d$  e  $q$ .

Di seguito viene quindi riportato lo schema del controllo con la compensazione:

Anche in questo caso la limitazione posta di seguito assicura il rispetto dei limiti per i duty cycle.

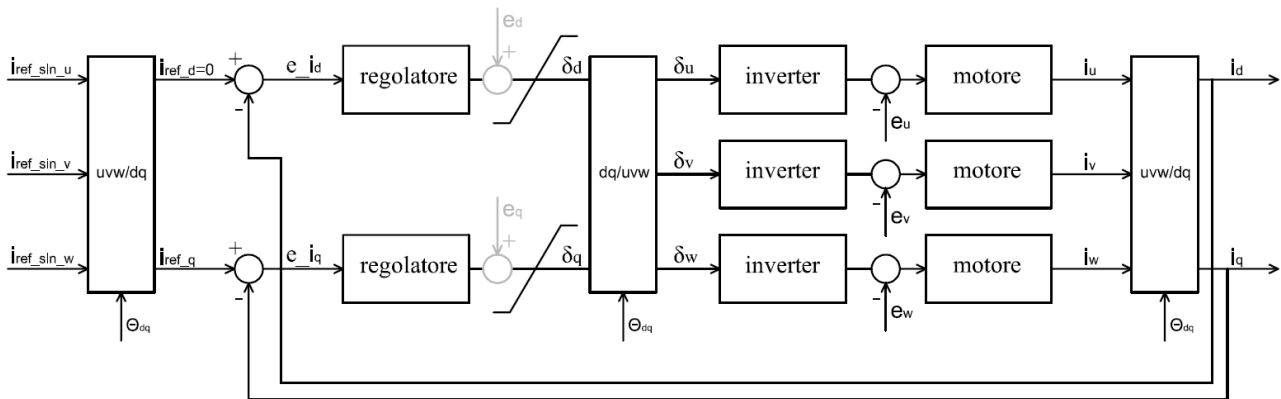


Figura 6.6.2: Controllo di corrente sinusoidale con compensazione della f.c.e.m.



## 7. Prove sperimentali

Dopo aver implementato il controllo di corrente sinusoidale è necessario verificare se effettivamente porta i benefici aspettati, ovvero se a velocità prossime alla velocità base tale controllo consente al motore brushless dc di mantenere una coppia elevata nonostante l'approssimarsi del limite di tensione.

Si è deciso dunque di costruire la caratteristica meccanica del motore con il controllo di corrente ad onda quasi quadra e sinusoidale per poi fare il confronto tra le due.

Sul motore brushless dc utilizzato in queste prove è direttamente calettata sull'albero una corona dentata; altri due motori di dimensioni minori (servomotori) hanno a loro volta una corona dentata calettata sui propri assi che è collegata alla corona dentata del motore di prova, creando così un sistema di trasmissione ad ingranaggi.

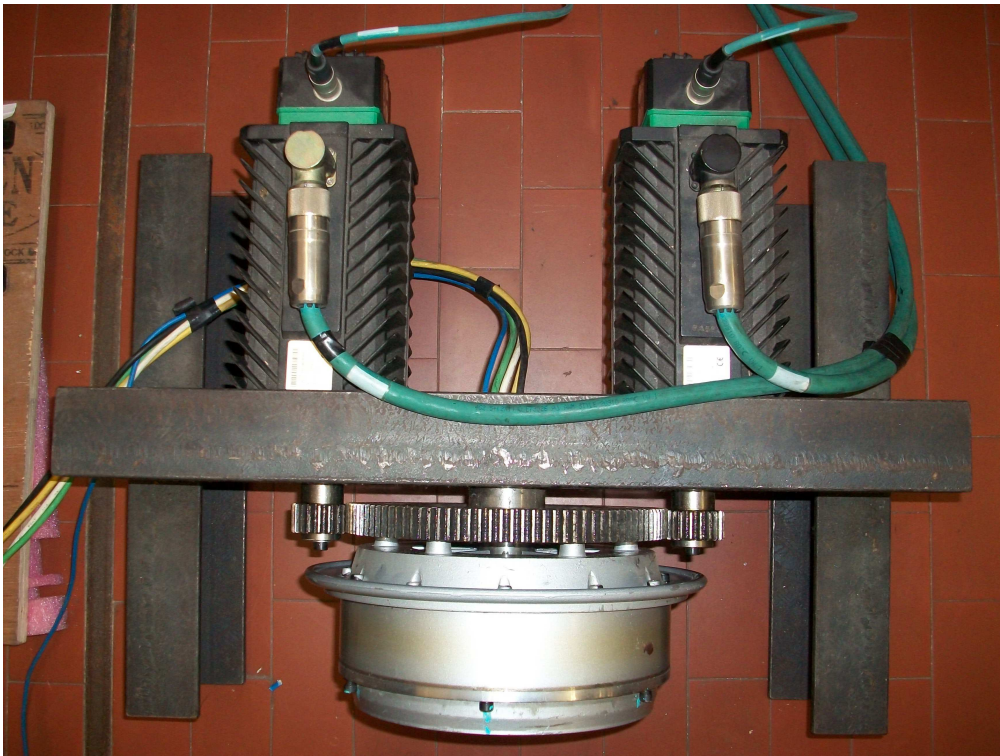


Figura 7.1: Sistema di trasmissione ad ingranaggi tra motore brushless sotto prova e due servomotori

I due servomotori sono dei motori brushless ac prodotti dall' "Unimotor" mod. 115SLC400CA<sup>D</sup>AA di cui i dati di targa:

Potenza nominale	2.53kW
Velocità nominale:	4000rpm
Coppia di picco	28.4Nm
Costante di f.c.e.m. (ke):	73.5 V <sub>rms</sub> /K <sub>rpm</sub>
Costante di coppia (kt):	1.2 Nm/A <sub>rms</sub>
Poli:	6

Questi motori sono provvisti di un proprio driver in grado di gestirli in modo semplice ed immediato, applicando un controllo di coppia o di velocità e consentendo di cambiare riferimento in tempo reale.

Di seguito si riporta una foto dei due driver:



Figura 7.2: Driver per il controllo dei motori *Unimotor*

I driver sono prodotti dalla *Control Techniques* e usufruiscono della *SLM technology* per comunicare con il servomotore. All'accensione del convertitore, esso acquisisce via software dall'SLM montato sul motore tutte le sue caratteristiche elettriche; non è quindi necessario eseguire nessuna impostazione e fasatura motore. Questo tipo di convertitori sono concepiti per poter essere messi in servizio rapidamente, fornendo il massimo delle prestazioni con il minimo numero di connessioni e impostazioni da eseguire.

In essi è integrato anche un resistore di frenatura da 75Ω e 150W di potenza continuativa dissipata. È possibile però collegare un resistore di frenatura esterno con valore minimo di resistenza di 40Ω.



Si riporta uno schema del driver con i collegamenti di potenza necessari:

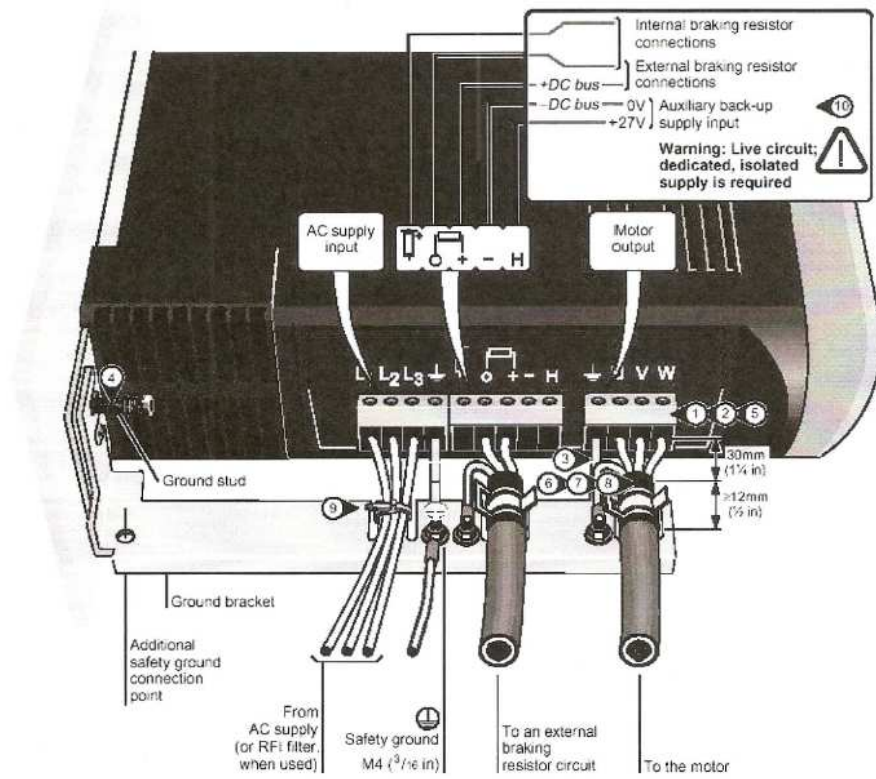


Figura 7.3: vista frontale del driver

È necessario poi utilizzare un cavo di segnale per la retroazione dell'SLM. Il cavo ha ad una estremità un connettore Amphenol mentre nell'altra un connettore RJ45 telefonico:

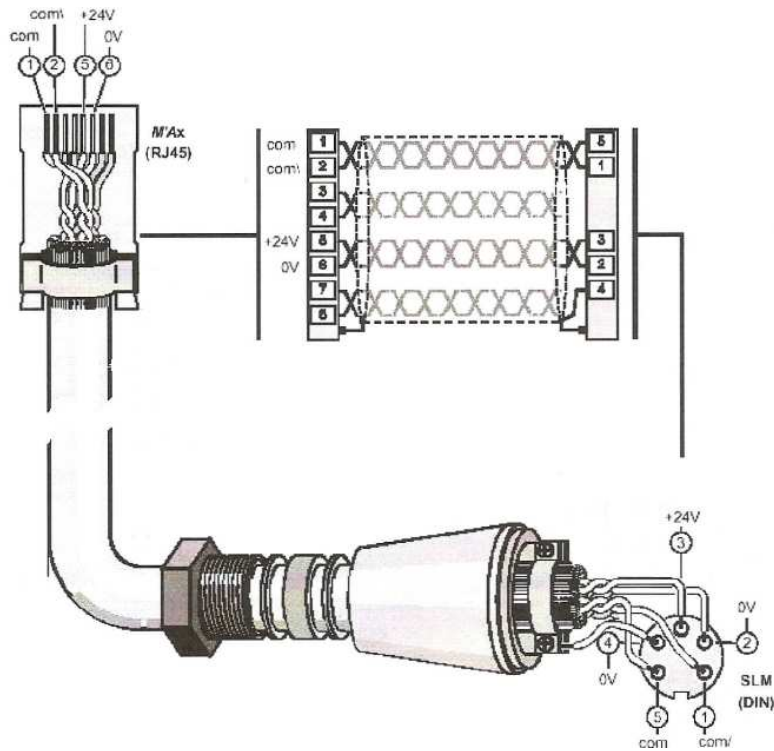


Figura 7.4: cavo di segnale

Sono disponibili poi dei connettori di segnale:

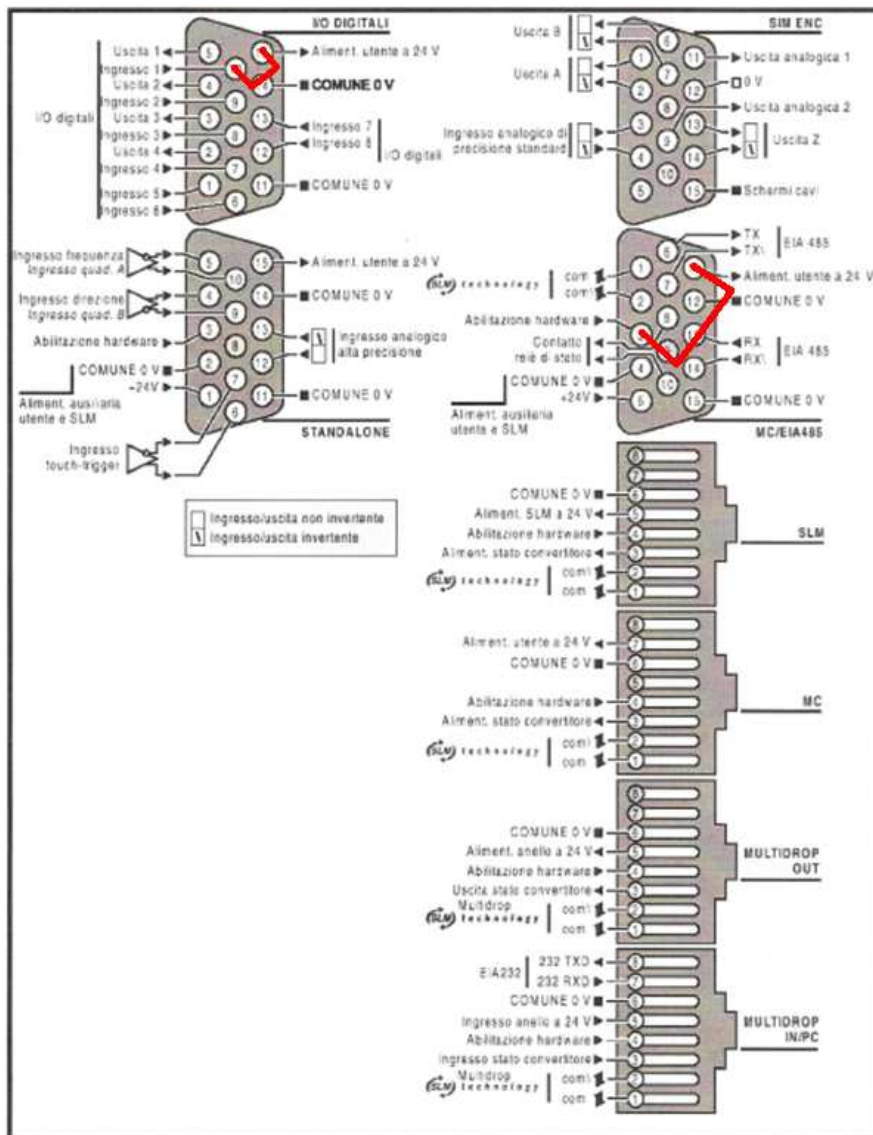


Figura 7.5: connettori per i segnali

In rosso sono segnate le connessioni effettuate per l'abilitazione hardware e per avviare (*run*) il convertitore.

Tali connettori sono presenti fisicamente nel retro del driver:

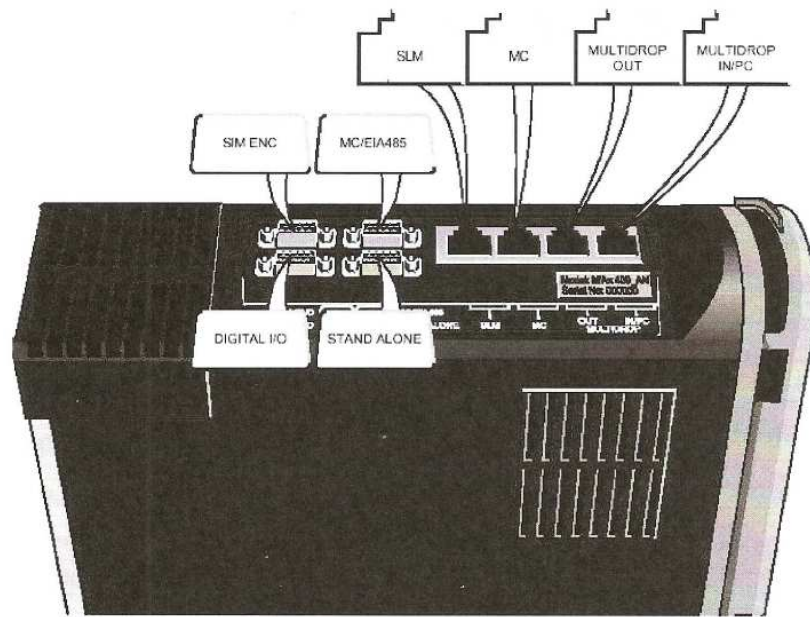


Figura 7.6: vista retro del driver

Il driver ha a disposizione un display e un tastierino da cui si possono cambiare le impostazioni necessarie. Nel display si possono visualizzare 13 menù più un menù 0 che riassume tutte le impostazioni principali. Il menù 1 e 4 sono rispettivamente il menù per il controllo di velocità e di coppia. Dal menù 0 è poi possibile leggere in tempo reale la velocità del servomotore.

Per determinare la caratteristica meccanica del motore brushless dc sotto esame si è deciso di effettuare due tipologie di prova per ricavare rispettivamente la parte di caratteristica in cui la coppia disponibile è costante e la parte in cui la coppia diminuisce perché prossimi al limite di tensione.

Per ricavare la parte di caratteristica meccanica per velocità elevate prossime alla velocità base si applica il controllo di corrente al motore brushless dc mentre i due servomotori si utilizzeranno in funzionamento da freno, cioè mettendoli in rotazione nel verso opposto alla rotazione del motore principale, e applicando loro un controllo di coppia. I due servomotori quindi cercheranno di frenare il movimento del motore brushless dc applicando la coppia di frenatura impostata nel riferimento. Variando il riferimento, poi, è possibile cambiare la coppia di frenatura per cui il motore si troverà a lavorare in punti diversi dati dall'incrocio tra la propria caratteristica meccanica e la caratteristica meccanica dei servomotori. Quest'ultima, nel piano coppia-velocità, rappresenta una retta parallela all'asse delle ascisse; questo andamento è dovuto al controllo di coppia dei servomotori che mantiene una coppia costante a qualsiasi velocità.

Dal riferimento di coppia impostato e dalla lettura della velocità dei servomotori è possibile costruire per punti tale parte della caratteristica meccanica:

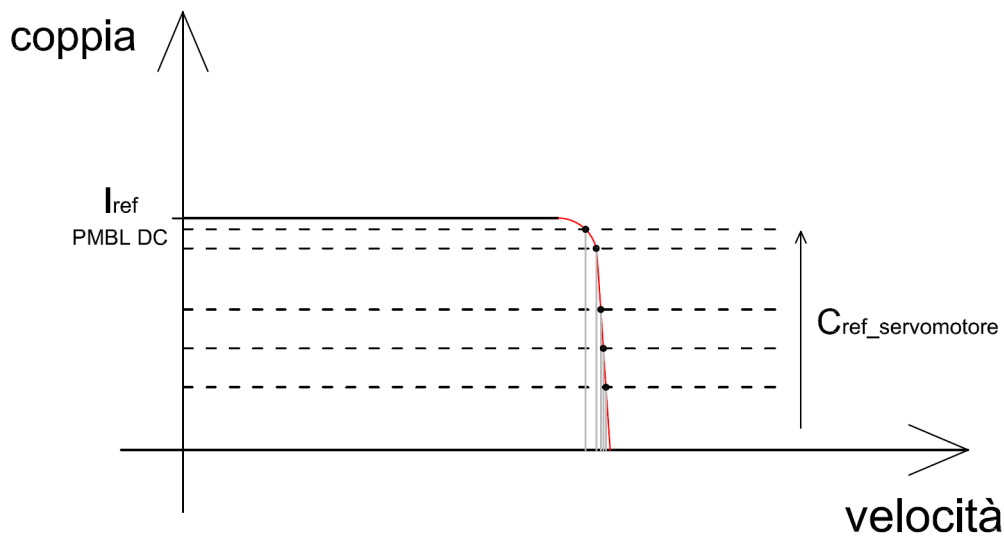


Figura 7.7: Costruzione per punti della caratteristica meccanica del motore

Non è possibile però ricavare con questo metodo la parte di caratteristica in cui la coppia disponibile del motore è costante. Quando il riferimento di coppia dei servomotori raggiunge la massima coppia erogabile dal motore, infatti, questo si ferma.

Si procede perciò utilizzando una metodologia differente: si applica al motore brushless dc un controllo di velocità. Il motore quindi ad una data velocità fissata dal riferimento può erogare qualsiasi coppia fino alla massima. Attraverso il controllo di coppia dei servomotori poi è possibile cambiare la coppia di frenatura. Abbiamo premesso precedentemente come per fare il confronto tra le caratteristiche meccaniche è necessario lavorare a parità di riferimento di corrente. Il riferimento di coppia dei servomotori dunque sarà variato finché l'uscita dal regolatore di velocità del motore, ovvero il riferimento di corrente, non è uguale al valore fissato. Si è deciso quindi, fissato il valore del riferimento di corrente con il quale si vuol fare le prove, di settare un pin della porta I/O general purpose del DSC in modo che sia alto, se l'uscita del regolatore di velocità è maggiore del riferimento di corrente fissato, e basso se invece è minore. Con un oscilloscopio si visualizzerà lo stato di tale pin. Si aumenterà la coppia di frenatura finché lo stato di tale pin passa da valore logico basso ad alto; a questo punto significa che l'uscita del regolatore di velocità, ovvero il riferimento di corrente è quello voluto. A questo punto leggendo la coppia dal riferimento dei servomotori e la velocità dal menù 0 si ricava il punto di lavoro del motore. Questo tipo di prova ripetuto per valori diversi di velocità del motore brushless dc consente di ricavare per punti la caratteristica meccanica. Le velocità impostate per questo tipo di prova saranno inferiori alla velocità base in modo da assicurare il funzionamento del motore nella zona a coppia disponibile costante.

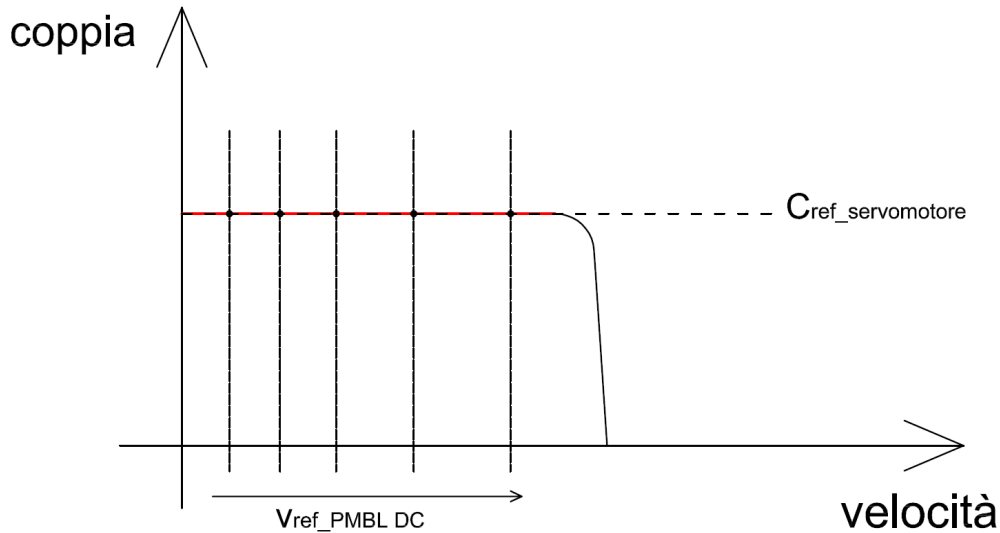


Figura 7.8: Costruzione per punti della caratteristica meccanica del motore

È necessario osservare però che la lettura della velocità dai driver si riferisce alla velocità di rotazione dei servomotori che è diversa dalla velocità di rotazione del motore essendo i raggi delle corone dentate differenti. Ecco uno schema dell'accoppiamento tra le due ruote dentate:

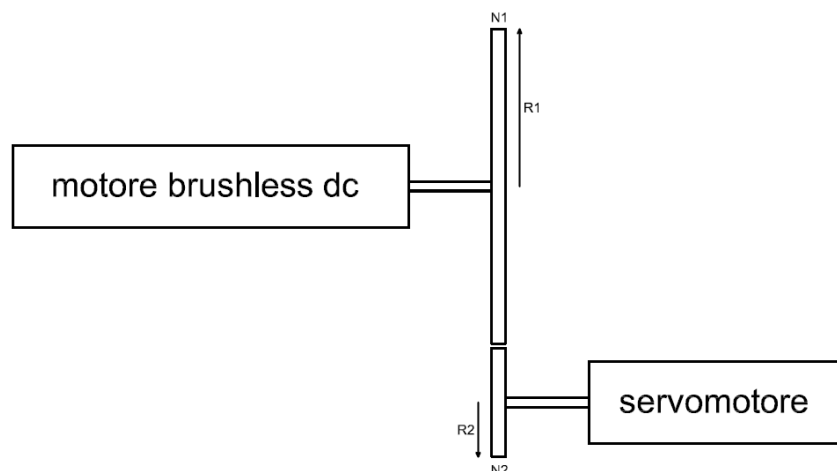


Figura 7.9: Accoppiamento motore brushless dc – servomotore

Per entrambe le ruote dentate è possibile scrivere le seguenti relazioni:

$$2\pi R_1 = p \cdot N_1 \tag{7.1}$$

$$2\pi R_2 = p \cdot N_2 \tag{7.2}$$

Dove  $p$  è il passo dei denti e  $N1$  e  $N2$  è il numero dei denti rispettivamente della ruota dentata del motore e del servomotore. Perché l'accoppiamento tra le ruote dentate sia possibile è necessario che il passo  $p$  sia uguale.

È quindi possibile scrivere:

$$\frac{2\pi R_1}{N_1} = \frac{2\pi R_2}{N_2} \rightarrow \frac{N_1}{N_2} = \frac{R_1}{R_2} = r \quad (7.3)$$

Un'altra relazione di interesse riguarda l'uguaglianza tra le velocità periferiche:

$$\Omega_1 \cdot R_1 = \Omega_2 \cdot R_2 \quad (7.4)$$

La relazione (7.4) consente di trovare il rapporto fra le velocità:

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{r} \quad (7.5)$$

La corona dentata del servomotore è composta da 20 denti, mentre la corona del motore brushless è composta da 110:

$$N_1 = 110 \quad (7.6)$$

$$N_2 = 20$$

$$r = \frac{N_1}{N_2} = 5.5 \quad (7.7)$$

Nota dunque la velocità del servomotore è possibile conoscere la velocità del motore brushless dc semplicemente dividendo per il fattore  $r$ :

$$\Omega_1 = \frac{\Omega_2}{r} \quad (7.8)$$

Per quanto riguarda la coppia, invece, nel menù 4 dei driver è possibile cambiare il riferimento in percentuale della *corrente limite*:

$$torque\_reference = \pm 200\% I_{lim} \quad (7.9)$$

La *corrente limite* può essere impostata in percentuale rispetto alla *corrente massima*. Quest'ultima è la corrente nominale del motore in modo continuo comunicata via SLM dal motore stesso.

$$I_{lim} = 0 \div 300\% I_M \quad (7.10)$$

La *corrente limite* è stata impostata al valore di default, ovvero al valore di 200% della *corrente massima*.

Dal menù 4 perciò cambiando il valore della percentuale della *corrente limite* è possibile cambiare il valore del riferimento di coppia.

Per conoscere però la coppia reale fornita dal servomotore ci si è affidati alla lettura dal menù 0 della corrente assorbita dal servomotore. Il valore della corrente assorbita, dato in valore efficace, per la costante di coppia del servomotore letta dalla targa si è risaliti al valore della coppia:

$$C = kt \cdot I_{rms} \quad (7.11)$$

Quest'ultima relazione consente di ricavare il valore di coppia fornito dal servomotore. Abbiamo bisogno però di conoscere il valore della coppia vista dal lato motore. Uguagliando la potenza prima e dopo l'accoppiamento (ipotesi di accoppiamento ideale, senza perdite):

$$C_1 \cdot \Omega_1 = C_2 \cdot \Omega_2 \quad (7.12)$$

Da cui:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{\Omega_2}{\Omega_1} = r \rightarrow C_1 = C_2 \cdot r \quad (7.13)$$

Moltiplicando per il fattore  $r$  è possibile conoscere il valore della coppia resistente fornita dal servomotore vista dal lato motore.

Sono stati utilizzati entrambi i servomotori, impostati allo stesso riferimento di coppia, in modo che la coppia frenante sia doppia.

I servomotori applicano una coppia positiva all'albero, rispetto ad un dato riferimento, ma la velocità è negativa, essendo impressa dal motore brushless dc accoppiato attraverso le ruote dentate. Questo fa sì che la potenza meccanica erogata dai servomotori sia negativa, come anche la potenza elettrica assorbita. Si dice che i servomotori lavorano in modalità freno. La potenza elettrica pertanto sarà erogata ai morsetti della macchina ove dovrà essere dissipata da resistenze di frenatura. La resistenza di frenatura interna ai driver è in grado di dissipare una potenza di 150W. La potenza da dissipare sarà molto più elevata, al massimo la potenza nominale dei servomotori, perciò è stato deciso di collegare ai due driver delle resistenze di frenatura esterne di valore 50Ω che sono in grado però di dissipare potenze fino ad una massimo di 5kW.

Durante le prove sperimentali è stato possibile osservare come, soprattutto incrementando la velocità, la forma della sinusoide della corrente non fosse regolare, ma presentasse in punti equidistanti delle deformazioni:

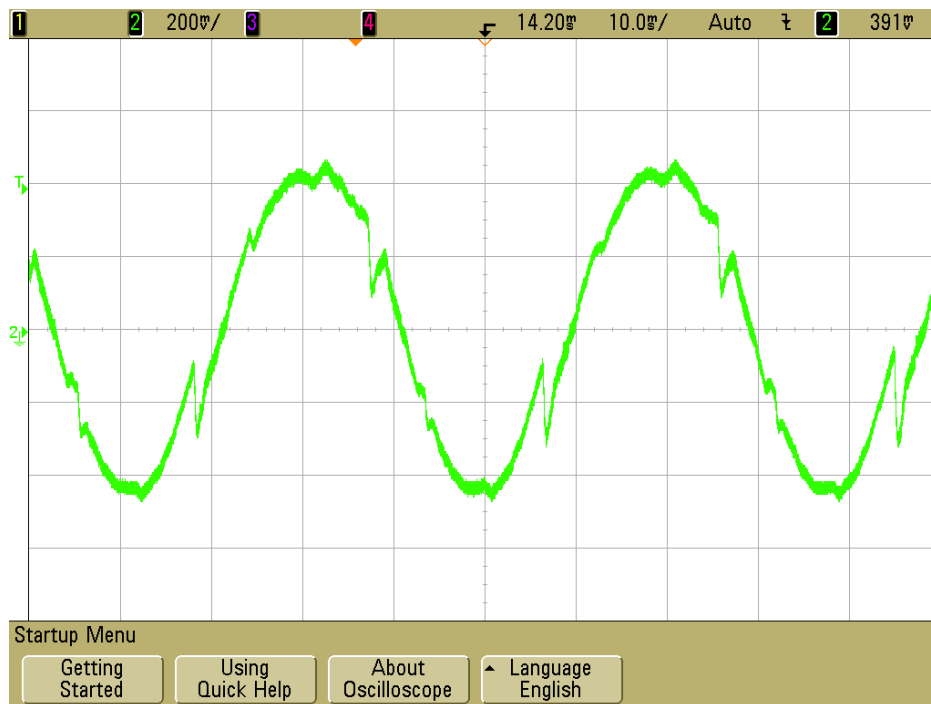


Figura 7.10: deformazioni nella corrente sinusoidale

Dalla *Figura 7.10* si nota infatti come le deformazioni si trovino equispaziate ogni 60 gradi elettrici. Dopo un'attenta analisi si è arrivati alla conclusione che la causa di ciò sia il fatto che le sonde Hall non sono disposte esattamente a 120 gradi tra di loro. Abbiamo visto come per la generazione dei tre riferimenti di corrente sinusoidali sia necessario conoscere la posizione rotorica istantaneamente. La posizione, tramite le sonde Hall, è conosciuta ogni 60 gradi elettrici mentre in ogni intervallo è stimata tramite la conoscenza della velocità. Nel caso in cui i sensori Hall non fossero esattamente equispaziati di 120 gradi sia la stima della velocità sia la chiamata alla funzione *position()* non sarebbe esatta. Tutto questo causa un errore sulla posizione e quindi sulla generazione dei riferimenti. Di conseguenza il controllo, che impone una corrente come da riferimento, impone una corrente che non è perfettamente sinusoidale.



Con l'utilizzo dell'oscilloscopio si sono acquisiti i segnali delle tre sonde Hall insieme ad una corrente di fase:

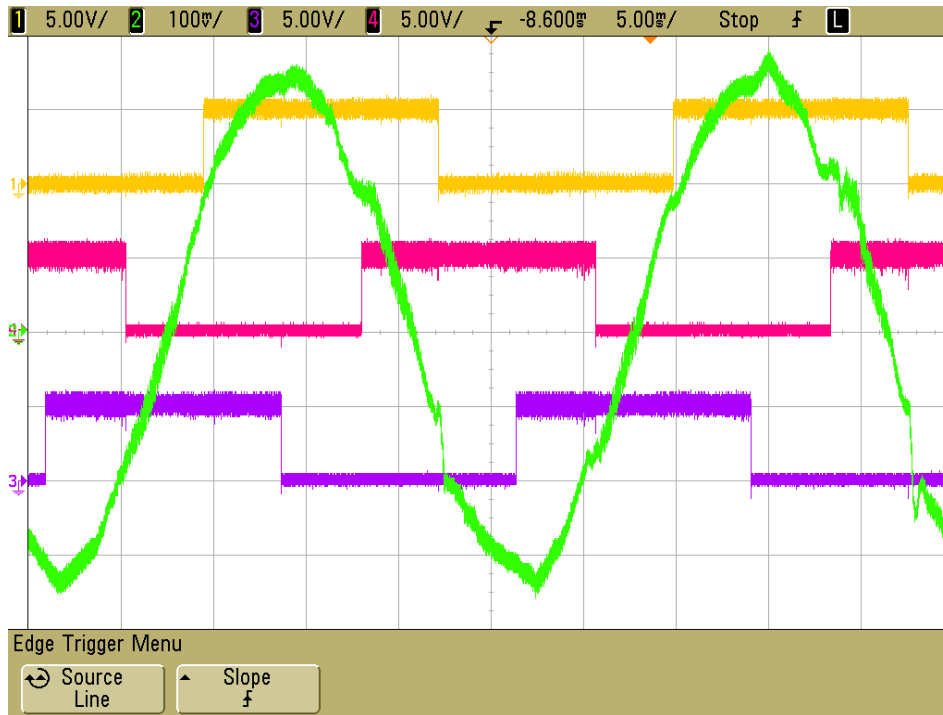


Figura 7.11: deformazioni nella corrente sinusoidale e segnali delle sonde Hall

Con l'utilizzo dei cursori dall'oscilloscopio abbiamo misurato la spaziatura in gradi tra i segnali delle sonde Hall e si è arrivati ai seguenti risultati:

- le sonde Hall forniscono effettivamente un segnale che resta alto per 180 gradi elettrici e basso per i restanti 180 gradi elettrici
- i segnali della sonda Hall A e della sonda Hall B sono distanziati di 120 gradi elettrici
- i segnali della sonda Hall B e della sonda Hall C sono distanziati di 118 gradi elettrici
- i segnali della sonda Hall C e della sonda Hall A sono distanziati di 120 gradi elettrici

L'errore quindi sta nel fatto che tra il segnale delle sonda Hall B e C non ci sono 120 gradi elettrici ma bensì 118. Infatti da un'altra acquisizione si nota in particolare questa problematica in cui si vede che la sinusoide presenta una deformazione proprio in corrispondenza della commutazione della sonda Hall B in quanto il calcolo della posizione è stato fatto dal valore del *counter* che ha contato tra la commutazione della sonda C alla B.

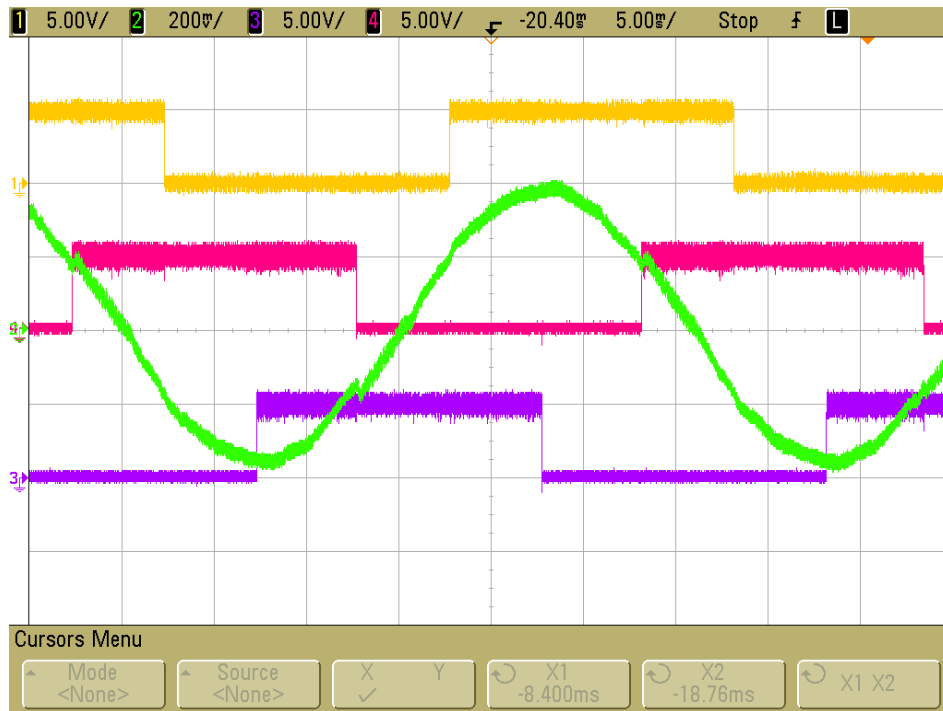


Figura 7.12: deformazioni nella corrente sinusoidale e segnali delle sonde Hall

La soluzione adottata per risolvere questa problematica è stata di utilizzare solamente il segnale della sonda Hall C per la conoscenza certa della posizione rotorica ogni 180 gradi elettrici. Durante tale intervalli invece la posizione è stata stimata utilizzando la velocità.

Dopo tutte queste osservazioni si è dato inizio alle prove sperimentali per ricavare la caratteristica meccanica del motore. È stata ricavata la caratteristica meccanica del motore controllato in corrente con andamento quasi quadro utilizzando il metodo precedentemente spiegato. Ciò che è stato ottenuto è riportato di seguito:

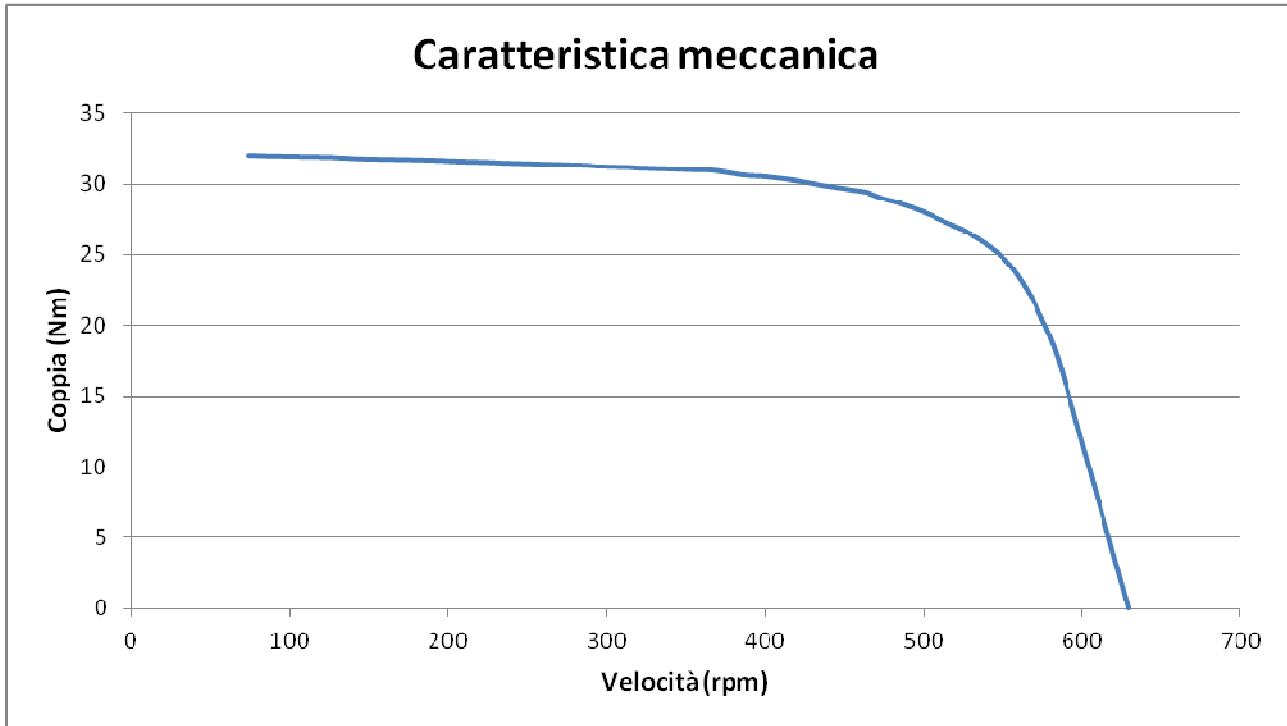


Figura 7.13: Caratteristica meccanica del motore controllato con correnti ad andamento quasi quadro

Si nota la diminuzione della coppia all'aumentare della velocità. Questo tipo di problematica dovrebbe essere risolta controllando il motore con delle correnti sinusoidali.



# Conclusioni

Questo lavoro di tesi è stato essenzialmente organizzato in due parti: nella prima ci si è soffermati sullo studio del funzionamento del motore brushless dc e del DSC TMS320F28335. In particolare su quest'ultimo è stata posta attenzione al tool di sviluppo Code Composer Studio, al linguaggio di programmazione C, alle periferiche disponibili e alle sue elevate prestazioni. Questo tipo di microprocessione infatti offre delle periferiche particolarmente adatte per la gestione di azionamenti; ci si è soffermati maggiormente sullo studio del convertitore analogico-digitale a 12 bit e dei 6 modulatori PWM. Di questi ne sono stati utilizzati solamente 3, uno per gamba del controllore, visto che ognuno offre due uscite, una la negazione dell'altra. Avendo a disposizione altri 3 modulatori PWM risulterebbe semplice implementare lo stesso tipo di controllo per un altro azionamento, utile magari per un'applicazione automotive in cui sono presenti due azionamenti che lavorano in parallelo. Infine l'unità logico aritmetica in virgola mobile del DSC ha mostrato tutte le sue potenzialità soprattutto per la velocità di elaborazione e di scrittura.

Si è passati poi allo studio di un controllo di corrente applicato ad un azionamento brushless dc, in particolare alle scelte fatte come la presenza di 3 anelli di corrente, gli interrupt presenti e le loro funzioni, la gestione di eventuali problemi come la sovratemperatura del modulo di potenza o nei sensori Hall presenti nel motore. Dopodiché ci si è soffermati sui limiti di questo controllo soprattutto alle alte velocità quando non riesce più a far seguire l'andamento ideale alla corrente, degradando in coppia. Come visto questo è dovuto alle forze controlettromotrici che essendo molto elevate alle alte velocità fanno diminuire la tensione applicata ai capi delle induttanze di fase degli avvolgimenti del motore.

E' stato pensato perciò un controllo innovativo della corrente non più ad onda quasi quadra ma con andamento sinusoidale; questo tipo di andamento infatti non presenta fronti ripidi e comincia a salire quando la forza controlettromotrice è a zero e quindi tutta la tensione è applicata sulle induttanze di fase. Dal controllo già presente è stato inserito il codice per calcolare la velocità del motore, la posizione rotorica e quindi i tre riferimenti di corrente sinusoidali. E' stato deciso poi di utilizzare la trasformazione di Park per far in modo di avere due riferimenti costanti e quindi errore nullo sul controllo.

E' stata inserita anche la compensazione della forza controlettromotrice nel controllo sia in corrente quasi quadra che sinusoidale per far in modo che tutta la tensione in uscita dal convertitore sia applicabile sulle induttanze delle fasi del motore e quindi risulti più facile gestire le variazioni di corrente.

Infine sono state organizzate delle prove per i test a carico del controllo implementato attraverso l'uso di due servomotori direttamente calettati con un accoppiamento a corone dentate col motore brushless sotto studio. I servomotori sono provvisti di un azionamento proprio e quindi è risultato semplice applicare loro un controllo di coppia o di velocità



# Ringraziamenti

Desidero innanzitutto ringraziare il Prof. Giuseppe Buja per i preziosi insegnamenti e la totale disponibilità durante tutto il mio percorso di tesi. Un sentito ringraziamento al Prof. Manuele Bertoluzzo per i pronti consigli e la grande pazienza durante la mia permanenza in laboratorio di Sistemi per l'automazione e la veicolistica.

Ricordo con particolare affetto il mio compagno di lavoro Ritesh Kumar Keshri che mi ha permesso di migliorare la mia conoscenza della lingua inglese oltre che di conoscerlo prima come amico e poi come compagno di studio e lavoro professionale. Nomino infine i miei amici compagni di laboratorio: Davide, Andrea, Nima, Osley, Pablo, Ankitt e Kishore ai quali rivolgo un affezionato pensiero.

Questo lavoro è la conclusione di un percorso di cinque anni di studio passati tra i libri di Ingegneria Elettrica accompagnato dalla preziosa presenza di Alessandro, Davide, Michele e Manuel ai quali devo un grande ringraziamento per avermi aiutato sia in momenti di studio che di divertimento a non sentirmi solo e a sciogliere tensioni, alleggerendo il carico a volte non così leggero.

Ai miei amici di sempre con cui, di questi cinque anni, penso di aver condiviso soprattutto la mia saltuaria presenza giustificata da tanto studio che necessitava di tanto tempo e per cui, a mio malgrado, ho dovuto sottrarre a loro. Li ringrazio per esserci sempre. Io chiedevo e loro c'erano, sempre.

Alla mia famiglia che pian piano ha saputo accogliere le difficoltà, i tempi stretti e mai regolari, la mia presenza spesso silenziosa, ma anche le gioie per un percorso di studio riflesso di un grande senso del dovere.

A chi da un anno a questa parte sto conoscendo e che ha sempre rispettato e mai messo pressione nei miei tempi, sebbene nota sia la mia preoccupazione rispetto a questo stato di sequela rispetto ai suoi. Per la totale disponibilità a crescere, aspettare, accogliere, ascoltare.

A chi non ho nominato, ma è presente nel mio cuore e nei miei pensieri.





## Bibliografia&Sitografia

- [1] Bonometti Luciano, *Convertitori di potenza e servomotori brushless*, Utet Div. Scienze, 2001, funzionamento motori brushless
- [2] Ned Mohan, *Electric Drives : an integrative approach*, Mnpere, 2000
- [3] Z.Q. Zhu, J.X. Shen and D. Howe, “Flux-Weakening Characteristics of Trapezoidal Back-EMF Machines in Brushless DC and AC Modes”, Proceedings of CES/IEEE 5<sup>th</sup> International Power electronics and Motion Conference, vol. 2, 2006.
- [4] Y.F. Shi, Z.Q. Zhu and D. Howe, “Torque-Speed Characteristics of Interior-Magnet Machines in Brushless AC and DC Modes, with Particular Reference to Their Flux-Weakening Performance”, Proceedings of CES/IEEE 5<sup>th</sup> International Power electronics and Motion Conference, vol. 3, 2006.
- [5] S.K. Safi, P.P. Acarnley and A.G. Jack, “Analysis and simulation of the high-speed torque performance of brushless dc motor drives ”, *IEE Proceedigns of Electric Power Application*, vol. 142, issue 3, pp. 191-200, 1995
- [6] Sistemi per l’automazione – prof. Giuseppe Buja (appunti del corso, 2010)
- [7] <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tms320f28335.html>  
- pagina principale del DSC F28335 da cui è possibile a tutte le informazioni sul suo funzionamento e sulle periferiche –



## APPENDICE A: Accenni sulla teoria dei fasori spaziali

Si consideri una terna di grandezze generiche variabili nel tempo  $g_a(t), g_b(t), g_c(t)$  e ad esse si associno la funzione complessa:

$$\bar{g} = k_1 \cdot (g_a(t) + g_b(t) \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + g_c(t) \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (\text{A.1})$$

che in un piano complesso con asse reale detto *asse  $\alpha$*  e asse immaginario detto *asse  $\beta$*  rappresenta un vettore di modulo e fase genericamente variabili nel tempo, *Figura A.1*. Il vettore  $\bar{g} = g_\alpha(t) + jg_\beta(t)$  è detto *vettore spaziale (in  $\alpha, \beta$ )* della terna di grandezze considerate.

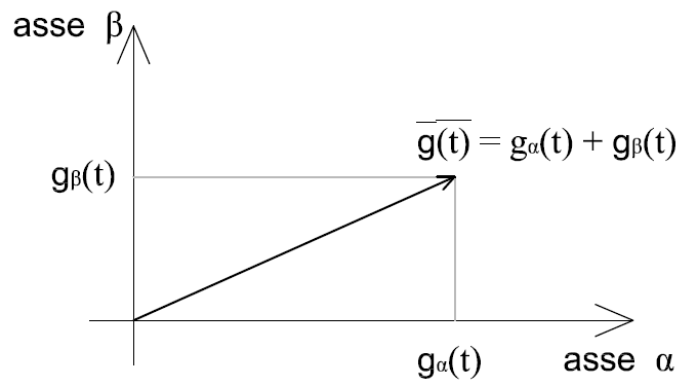


Figura A.1: rappresentazione grafica del vettore spaziale

La definizione del vettore spaziale può essere esplicitata per le sue componenti reale ed immaginaria. Si ricava infatti:

$$\text{Re}[\bar{g}(t)] = g_\alpha(t) = k_1 \cdot (g_a(t) - \frac{g_b(t)}{2} - \frac{g_c(t)}{2}) \quad (\text{A.2})$$

che se  $g_a(t), g_b(t), g_c(t)$  è una terna pura ( $g_a(t) + g_b(t) + g_c(t) = 0$ ) vale  $g_a(t) = -g_b(t) - g_c(t)$

$$\text{Re}[\bar{g}(t)] = g_\alpha(t) = k_1 \cdot \frac{3}{2} \cdot g_a(t) \quad (\text{A.3})$$

La parte immaginaria vale invece:

$$\text{Im}[\bar{g}(t)] = g_{\beta}(t) = k_1 \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} g_b(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} g_c(t) \right) \quad (\text{A.4})$$

La A.1 rappresenta la legge di trasformazione dalla terna  $g_a(t), g_b(t), g_c(t)$  al vettore spaziale  $\bar{g}(t)$  detta trasformazione di *Clarke*. Le A.2 e A.4 ne danno separatamente le componenti ortogonali.

Aggiungiamo poi a questa trasformazione un'ulteriore relazione:

$$g_0(t) = \frac{g_a(t) + g_b(t) + g_c(t)}{k_2} \quad (\text{A.5})$$

che con  $k_2$  uguale a 3 è detta *componente omopolare* della terna  $g_a(t), g_b(t), g_c(t)$ .

Tale trasformazione può anche essere scritta in forma matriciale:

$$\bar{g}_{\alpha\beta 0} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \cdot \bar{g}_{abc} \quad (\text{A.6})$$

dove  $\bar{g}_{\alpha\beta 0}$  è la matrice dei valori  $g_{\alpha}(t), g_{\beta}(t), g_0(t)$ ,  $\bar{g}_{abc}$  è la matrice delle grandezze di partenza e  $T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$  è la matrice seguente:

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} = k_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Per la scelta di  $k_1$  e  $k_2$  ci sono due possibilità a seconda del risultato che si desidera ottenere dalla trasformazione:

$$k_1 = \frac{2}{3}$$

$$k_2 = \frac{1}{2}$$

In questo caso la trasformazione è invariante alle ampiezze. Infatti basta osservare la A.3 che diventa:

$$\operatorname{Re}[\bar{g}(t)] = g_\alpha(t) = k_1 \cdot \frac{3}{2} \cdot g_a(t) = g_a(t)$$

La parte reale, perciò, del vettore spaziale equivale proprio all'ampiezza della prima grandezza delle iniziali. Considerando ancora questa scelta è possibile ottenere la trasformazione inversa, che consente appunto di passare da  $\bar{g}(t)$  a  $g_a(t), g_b(t), g_c(t)$ ; si osservi innanzitutto che per i sistemi bilanciati vale la A.3. Quindi in questo caso  $g_a(t)$  è la parte reale (proiezione sull'asse  $\alpha$ ) del vettore  $\bar{g}(t)$ , come mostra la *Figura A.2*. Per questo motivo l'asse  $\alpha$  è detto anche *asse a*.

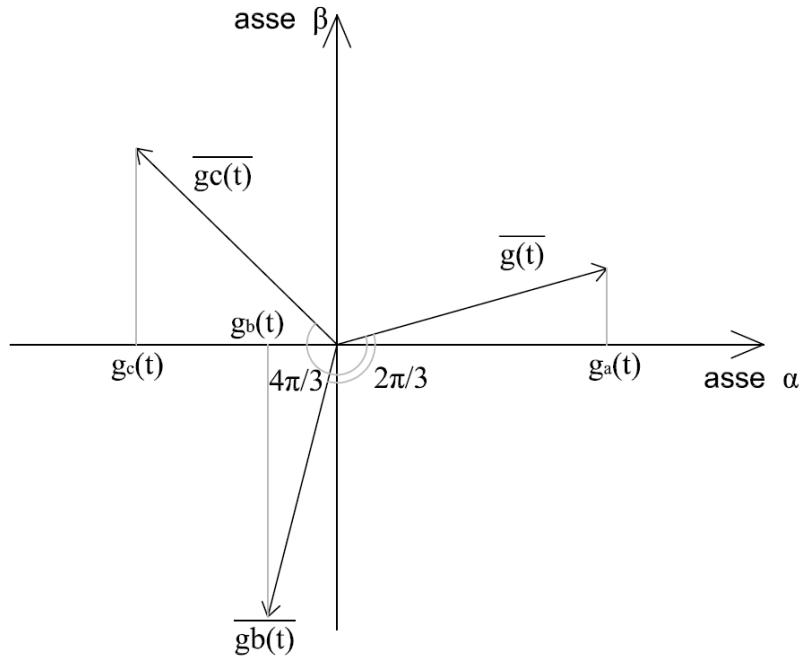


Figura A.2: determinazione di  $g_a(t), g_b(t), g_c(t)$  dai vettori  $g_a^-(t), g_b^-(t), g_c^-(t)$

Si consideri poi il vettore:

$$\bar{g}_b(t) = \bar{g}(t) \cdot e^{-j\frac{2}{3}\pi} = \frac{2}{3} \cdot (g_a(t) \cdot e^{-j\frac{2}{3}\pi} + g_b(t) + g_c(t) \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi}) \quad (\text{A.8})$$

che corrisponde al vettore spaziale  $\bar{g}(t)$  ruotato di  $2\pi/3$  rad in senso orario. Con gli stessi passaggi che hanno portato alla A.3 ora applicati alla A.8, sempre sotto la condizione di terna di partenza pura, si trova che:

$$\operatorname{Re}[\bar{g}_b(t)] = \operatorname{Re}[\bar{g}(t) \cdot e^{-j\frac{2}{3}\pi}] = -\frac{1}{2} \cdot g_\alpha(t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot g_\beta(t) = g_b(t) \quad (\text{A.9})$$

Dunque la  $g_b(t)$  si ottiene prendendo la proiezione sull'asse reale del vettore spaziale  $\bar{g}_b(t)$  ottenuto ruotando  $\bar{g}(t)$  di  $2\pi/3$  rad in senso orario.

Allo stesso modo la componente  $g_c(t)$  si ottiene dalla:

$$\operatorname{Re}[\bar{g}_c(t)] = \operatorname{Re}[\bar{g}(t) \cdot e^{-j\frac{4}{3}\pi}] = -\frac{1}{2} \cdot g_\alpha(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot g_\beta(t) = g_c(t) \quad (\text{A.10})$$

Matricialmente le espressioni appena trovate si possono scrivere come:

$$\bar{g}_{abc} = T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} \cdot \bar{g}_{\alpha\beta 0} \quad (\text{A.11})$$

dove  $T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc}$  è la matrice seguente:

$$T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Vediamo un caso particolare in cui la terna  $g_a(t), g_b(t), g_c(t)$  sia una terna simmetrica di grandezze sinusoidali:

$$\begin{aligned} g_a(t) &= X \cdot \cos(\omega t) \\ g_b(t) &= X \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ g_c(t) &= X \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Applicando la trasformazione di *Clarke* a tale terna, considerando l'ultima scelta dei coefficienti  $k1$  e  $k2$ , le due componenti del vettore spaziale associato diventano:

$$\begin{aligned} g_\alpha(t) &= X \cdot \cos(\omega t) \\ g_\beta(t) &= X \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

E il vettore spaziale associato:

$$\bar{g}(t) = X \cdot e^{j\omega t} \quad (\text{A.15})$$

Si vede quindi come si mantenga inalterato il valore delle ampiezze.

Prendendo in considerazione ora un sistema elettrico trifase, ne calcoliamo la potenza istantanea attraverso la relazione generale:

$$P_{abc} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (\text{A.16})$$

Scriviamo in via matriciale la relazione, esplicitando poi le trasformazioni:

$$\begin{aligned} P_{abc} &= v_{abc}^{-T} \cdot i_{abc}^{-} = (T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} \cdot v_{\alpha\beta 0}^{-})^T \cdot \left( T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} \cdot i_{\alpha\beta 0}^{-} \right) = \\ &= (v_{\alpha\beta 0}^{-})^T \cdot (T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc}^T \cdot T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc}) \cdot i_{\alpha\beta 0}^{-} = \\ &= \frac{3}{2} \cdot (v_{\alpha\beta 0}^{-})^T \cdot i_{\alpha\beta 0}^{-} = \frac{3}{2} \cdot P_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Si vede come quindi tale scelta delle costanti  $k_1$  e  $k_2$  porti ad una trasformazione invariante alle ampiezze ma non alla potenza. Dopo la trasformazione infatti, per avere la potenza vera, è necessario moltiplicare per il coefficiente  $3/2$  la potenza del sistema trasformato.

Per mantenere invariata la potenza è invece necessaria la seguente scelta delle costanti:

$$\begin{aligned} k_1 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \\ k_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

Le ampiezze con questa trasformazione non si mantengono uguali, infatti la A.3 diventa:

$$\text{Re}[\bar{g}(t)] = g_{\alpha}(t) = k_1 \cdot \frac{3}{2} \cdot g_a(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot g_a(t) \quad (\text{A.18})$$

e considerando una terna simmetrica di grandezze sinusoidali, le due componenti del vettore spaziale diventano:

$$\begin{aligned} g_{\alpha}(t) &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot X \cdot \cos(\omega t) \\ g_{\beta}(t) &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot X \cdot \text{sen}(\omega t) \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

E come vettore spaziale:

$$\bar{g}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot X \cdot e^{j\omega t} \quad (\text{A.20})$$

Vediamo infine un'ultima trasformazione detta di *Park* che consente di esprimere il vettore spaziale riferito al sistema fisso  $\alpha\beta$ , rispetto ad un riferimento rotante  $dq$ .

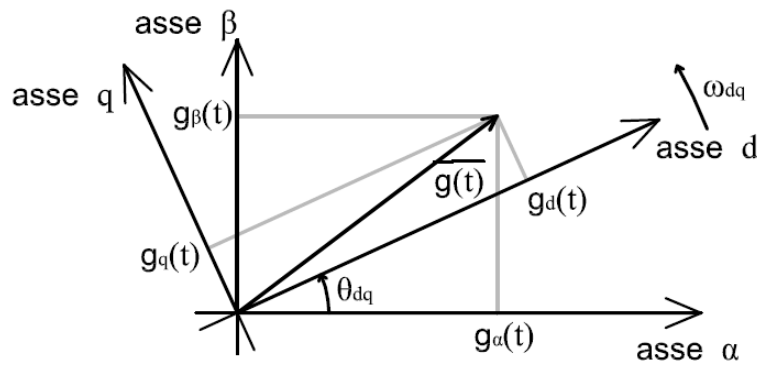


Figura A.3: Vettore spaziale rispetto a un sistema di riferimento rotante  $dq$

Denominiamo il vettore spaziale riferito agli assi fissi  $\alpha\beta$  con  $\bar{g}_{\alpha\beta}(t)$ , mentre lo stesso vettore spaziale riferito agli assi mobili  $dq$  con  $\bar{g}_{dq}(t)$ . Dalla *Figura A.3* è intuibile come si possa scrivere la seguente relazione:

$$\bar{g}_{dq}(t) = \bar{g}_{\alpha\beta}(t) \cdot e^{-j\theta_{dq}} \quad (\text{A.21})$$

Quest'ultima relazione può essere scritta nella forma matriciale:

$$\bar{g}_{dq}(t) = T_{\alpha\beta \rightarrow dq} \cdot \bar{g}_{\alpha\beta}(t) \quad (\text{A.22})$$

dove  $T_{\alpha\beta \rightarrow dq}$  è la seguente matrice:

$$T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq} & \sin \theta_{dq} \\ -\sin \theta_{dq} & \cos \theta_{dq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

tale matrice è ortonormale per cui l'inversa corrisponde alla trasposta:

$$T_{dq \rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq} & -\sin \theta_{dq} \\ \sin \theta_{dq} & \cos \theta_{dq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

Volendo tener conto anche della componente omopolare nella trasformazione di *Parke* non viene modificata per cui:

$$T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq 0} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq} & \sin \theta_{dq} & 0 \\ -\sin \theta_{dq} & \cos \theta_{dq} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$



Mentre la sua inversa:

$$T_{dq0 \rightarrow \alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq} & -\sin \theta_{dq} & 0 \\ \sin \theta_{dq} & \cos \theta_{dq} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

E' possibile ora scrivere la matrice completa di trasformazione dalle grandezze  $g_a(t), g_b(t), g_c(t)$  alle grandezze  $g_d(t), g_q(t), g_0(t)$ :

$$\bar{g}_{dq0}(t) = T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} \cdot \bar{g}_{\alpha\beta 0}(t) = T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} \cdot T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \cdot \bar{g}_{abc}(t) = T_{abc \rightarrow dq0} \cdot \bar{g}_{abc}(t) \quad (\text{A.27})$$

dove  $T_{abc \rightarrow dq0}$  è la seguente matrice:

$$T_{abc \rightarrow dq0} = k_1 \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq} & \cos(\theta_{dq} - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_{dq} - \frac{4}{3}\pi) \\ -\sin \theta_{dq} & -\sin(\theta_{dq} - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_{dq} - \frac{4}{3}\pi) \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.28})$$

Mentre la sua inversa è:

$$T_{dq0 \rightarrow abc} = k_1 \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq} & -\sin \theta_{dq} & k_2 \\ \cos(\theta_{dq} - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_{dq} - \frac{2}{3}\pi) & k_2 \\ \cos(\theta_{dq} - \frac{4}{3}\pi) & -\sin(\theta_{dq} - \frac{4}{3}\pi) & k_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.29})$$

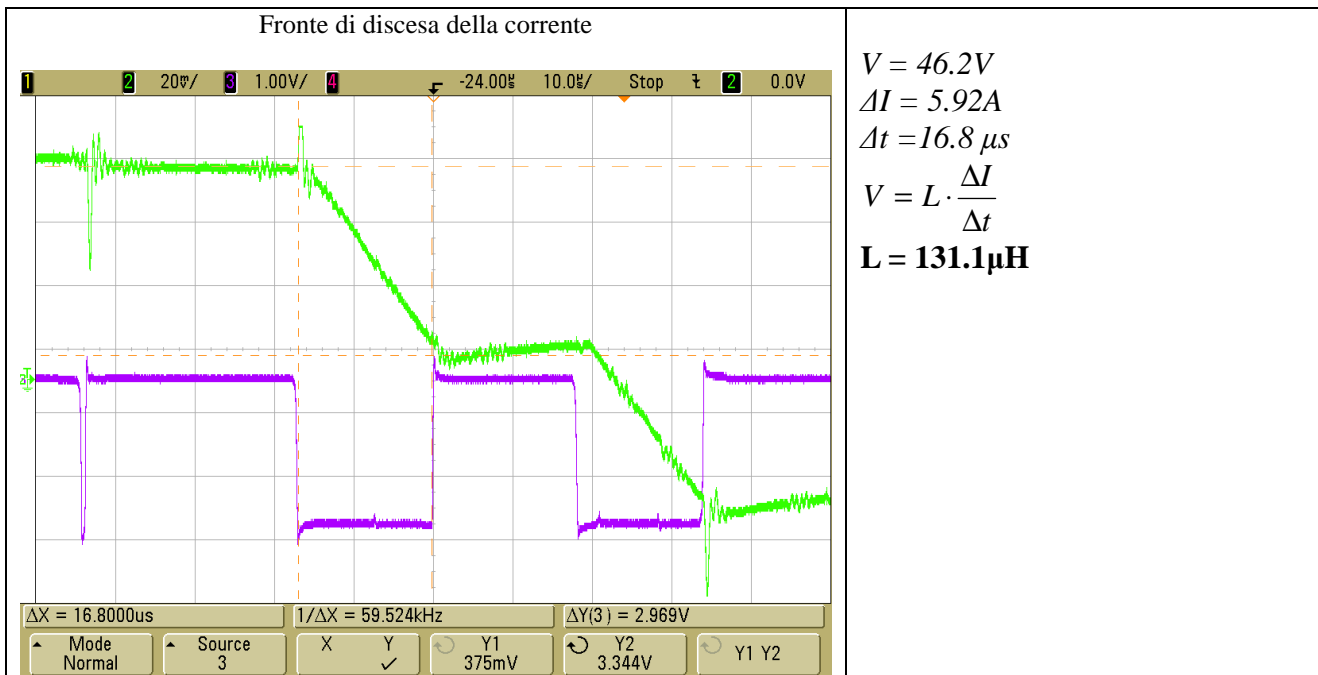


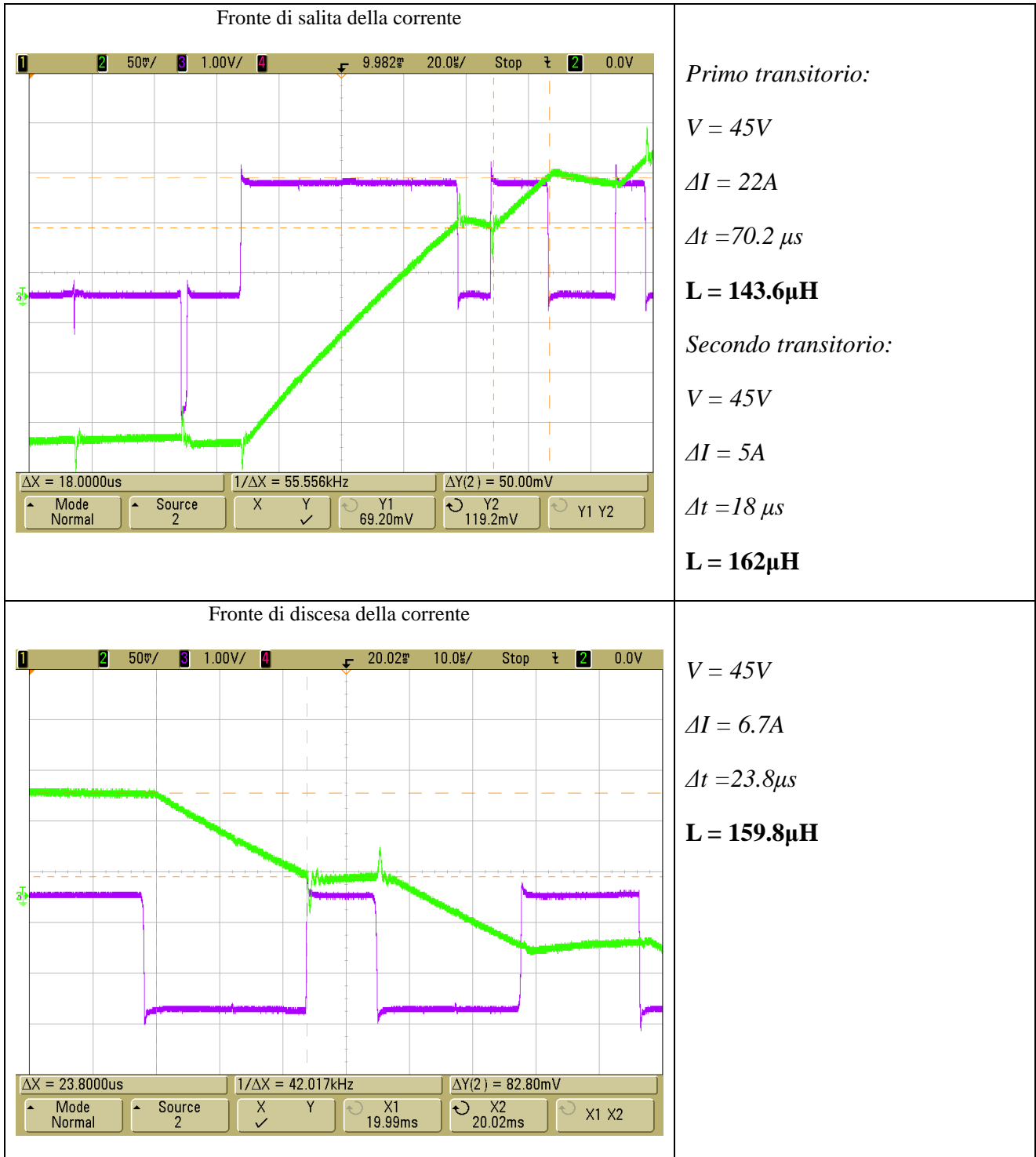
## APPENDICE B: Misura di induttanza del motore

L'induttanza sincrona  $L$  del motore brushless dc usato in questa tesi è stata calcolata dal tempo di risposta della corrente all'applicazione di un impulso di tensione tra due terminali del motore. Il tutto ovviamente a rotore fermo.

Utilizzando il circuito per il controllo di corrente è stata imposta, in due fasi del motore, un'onda quadra di corrente con una frequenza di 100Hz. Nel fronte dell'onda il controllo farà in modo di fornire tutta la tensione possibile per riuscire a variare in modo repentino il valore della corrente. Siccome la corrente da imporre è stata regolata ad un valore non molto alto, e la resistenza di due avvolgimenti in serie, come visto, è piuttosto bassa, si è considerato che il transitorio di corrente sia fondamentalmente dovuto all'induttanza. Attraverso l'uso di oscilloscopio si è riusciti a visualizzare proprio il fronte della corrente e prendendo in considerazione un gradino di PWM di tensione e calcolando la derivata della corrente si è trovato il valore dell'induttanza.

La prima serie di prove è stata effettuata sconnettendo fisicamente dall'inverter la terza fase non sottoposta all'onda quadra di corrente, per avere la certezza assoluta che non sia attraversata da corrente. Attraverso l'uso di un oscilloscopio sono state acquisite diverse immagini per diverse prove per poi calcolarne il valore di tensione applicata e la derivata di corrente dal transitorio. Di seguito alcune prove (in viola la tensione mentre in verde la corrente):





Dalle prove si è preso il valore medio dei valori e precisamente:  **$L = 149.12\ \mu\text{H}$**

Cerchiamo di capire ora che significato ha questo valore di induttanza. Si riporta lo schema del collegamento, tenendo conto di trascurare la resistenza di fase, mostrando la presenza invece dell'auto e mutua induttanza tra le fasi:

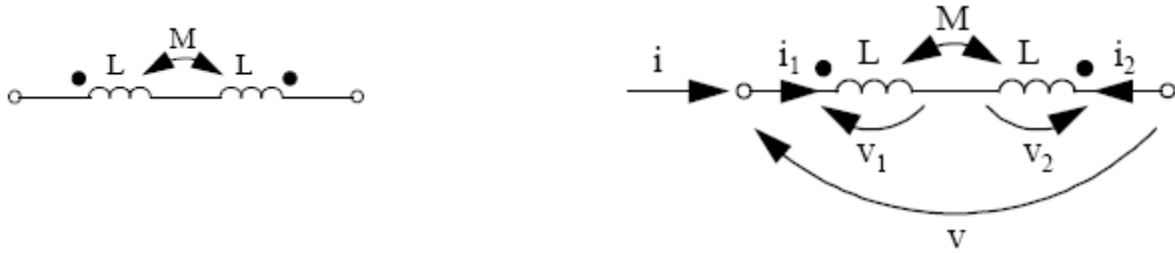


Figura B.1: Rappresentazione grafica di due fasi del motore in serie

Scriviamo le equazioni delle tensioni con il verso assegnato come da figura per le correnti:

$$\begin{cases} \vec{V}_1 = j\omega L \cdot \vec{I}_1 + j\omega M \cdot \vec{I}_2 \\ \vec{V}_2 = j\omega M \cdot \vec{I}_1 + j\omega L \cdot \vec{I}_2 \end{cases} \quad (B.1)$$

ma  $\vec{I} = \vec{I}_1 = -\vec{I}_2$  quindi:

$$\begin{cases} \vec{V}_1 = j\omega L \cdot \vec{I} - j\omega M \cdot \vec{I} \\ \vec{V}_2 = j\omega M \cdot \vec{I} - j\omega L \cdot \vec{I} \end{cases} \quad (B.2)$$

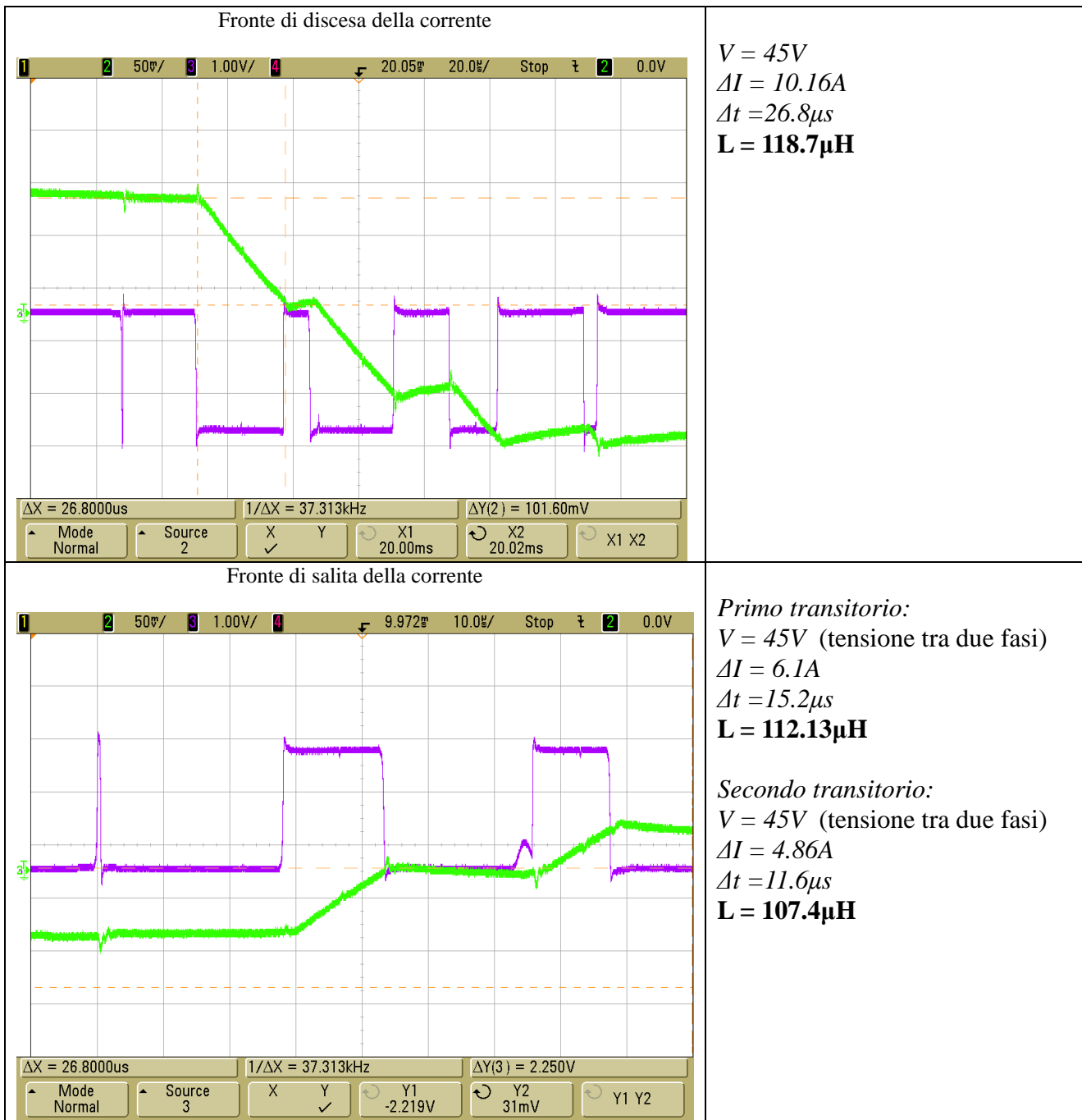
$$\vec{V} = \vec{V}_1 - \vec{V}_2 = j\omega L \cdot \vec{I} - j\omega M \cdot \vec{I} - j\omega M \cdot \vec{I} + j\omega L \cdot \vec{I} = j\omega 2 \cdot (L - M) \cdot \vec{I} \quad (B.3)$$

L'induttanza quindi che è stata calcolata con le tre prove precedenti rappresenta il doppio dell'induttanza sincrona  $L_{eq} = L - M$ ; tale induttanza viene considerata nel circuito equivalente del motore brushless dc perché tiene conto anche della mutua. Quindi:

$$L_{eq} = L - M = \frac{149.12 \mu H}{2} = 74.56 \mu H \quad (B.4)$$

Ulteriori prove sono state effettuate collegando la terza fase, precedentemente isolata, in parallelo ad una delle due fasi (precisamente la fase  $w$  in parallelo alla fase  $v$ ) e implementando lo stesso metodo visto prima.

Di seguito le prove con i risultati:



Il valore medio delle 3 prove è  **$L = 112.7\mu H$**

Cerchiamo quindi di dare un significato anche a questo valore di induttanza. Abbiamo detto come queste ultime prove riguardassero il caso della serie tra un avvolgimento e il parallelo degli altri due come mostrato dalla figura sottostante:

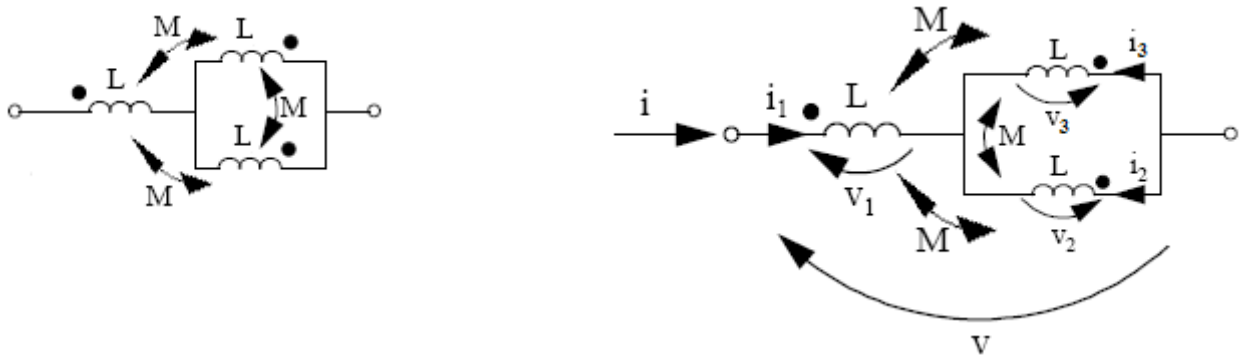


Figura B.2: Rappresentazione grafica di una fase del motore in serie al parallelo delle altre due

Scriviamo le equazioni delle tensioni:

$$\begin{cases} \vec{V}_1 = j\omega L \cdot \vec{I}_1 + j\omega M \cdot \vec{I}_2 + j\omega M \cdot \vec{I}_3 \\ \vec{V}_2 = j\omega M \cdot \vec{I}_1 + j\omega L \cdot \vec{I}_2 + j\omega M \cdot \vec{I}_3 \\ \vec{V}_3 = j\omega M \cdot \vec{I}_1 + j\omega M \cdot \vec{I}_2 + j\omega L \cdot \vec{I}_3 \end{cases} \quad (B.5)$$

ma  $\vec{I} = \vec{I}_1 = -2\vec{I}_2 = -2\vec{I}_3$  quindi:

$$\begin{aligned} \vec{V} &= \vec{V}_1 - \vec{V}_2 = \vec{V}_1 - \vec{V}_3 = \\ &= j\omega L \cdot \vec{I} - j\omega M \cdot \frac{\vec{I}}{2} - j\omega M \cdot \frac{\vec{I}}{2} - j\omega M \cdot \vec{I} + j\omega L \cdot \frac{\vec{I}}{2} + j\omega M \cdot \frac{\vec{I}}{2} = \\ &= j\omega \frac{3}{2} \cdot (L - M) \cdot \vec{I} \end{aligned} \quad (B.6)$$

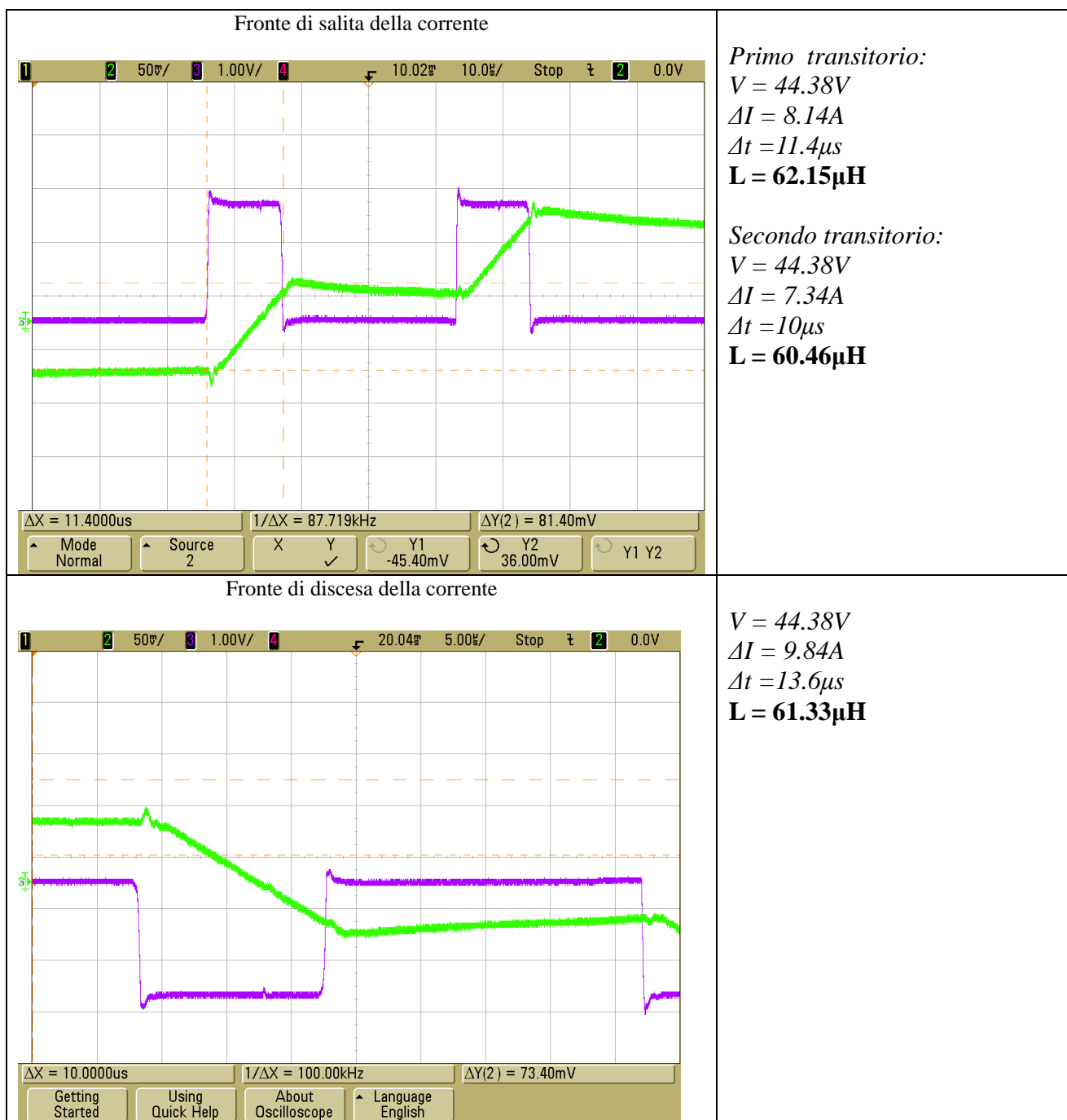
L'induttanza trovata con le ultime prove allora corrisponde a 3/2 volte l'induttanza sincrona. Quest'ultima sarà allora uguale a:

$$L_{eq} = L - M = \frac{2}{3} \cdot 112.7 = 75.16 \mu H \quad (B.7)$$

Si nota come da entrambi le tipologie di prova si riesca a calcolare l'induttanza sincrona del motore con risultanti molto simili per cui si può dichiarare il metodo di prova soddisfacente.

Avendo a disposizione il neutro di questo motore è stato possibile effettuare lo stesso tipo di prova tra una fase e il neutro, acquisendo la tensione di fase e calcolando la derivata della corrente di fase. Gli altri due avvolgimenti sono stati sconnessi per assicurare la non circolazione di corrente.

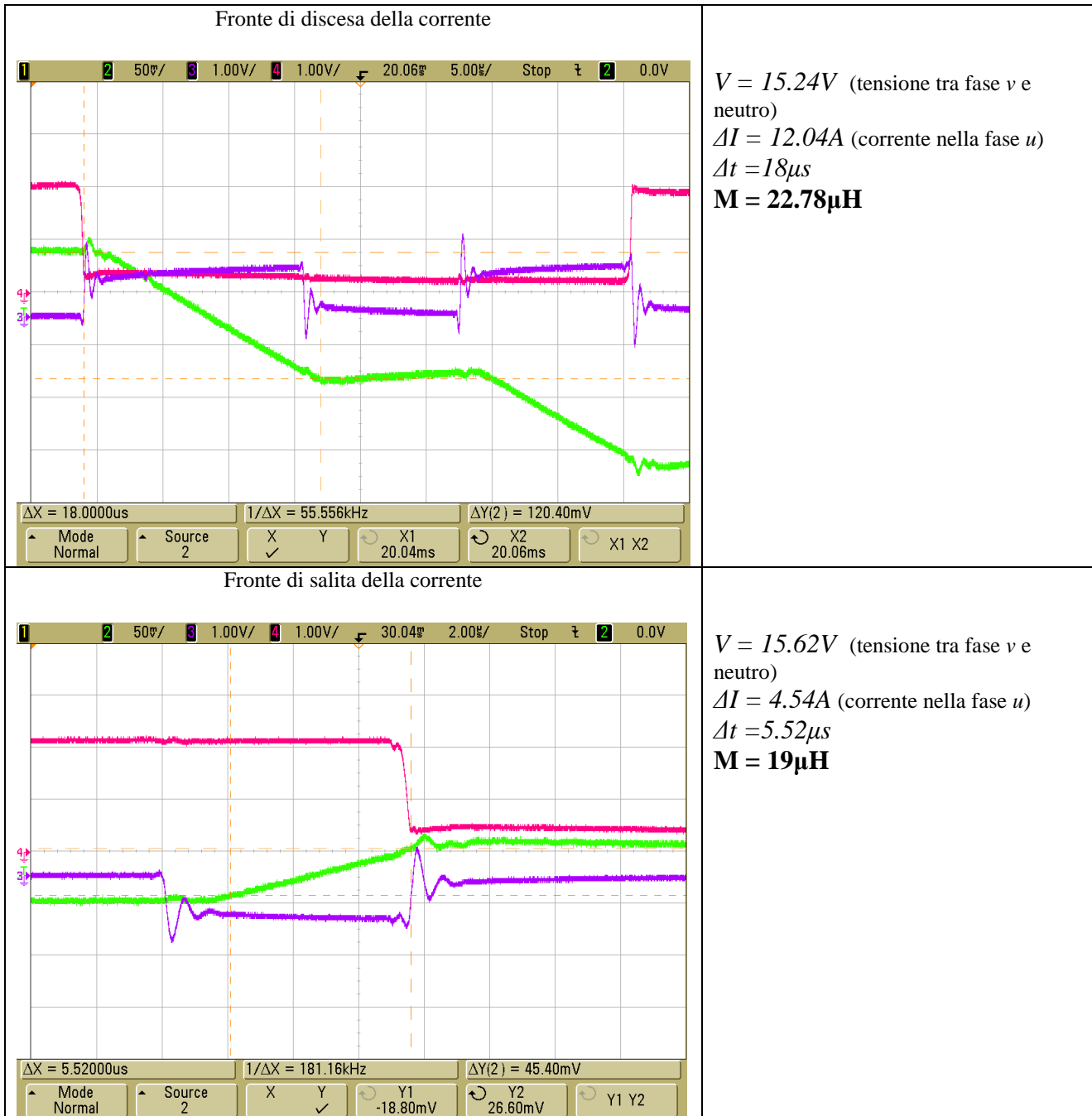
Di seguito sono riportate le prove effettuate:



La media dei valori dà direttamente il valore dell'auto induttanza di fase del motore:  $L = 61.31 \mu\text{H}$



Per il calcolo della mutua invece si è imposta l'onda quadra di corrente nella fase  $u$  e si è misurata la tensione nella fase  $v$ ; essendo questa fase isolata, la tensione su di essa è dovuta solo all'effetto mutuo. Di seguito vengono riportate le prove (in verde la corrente sulla fase  $u$ , in viola la tensione sulla fase  $v$  e in rosa la tensione sulla fase  $u$ ).



La media delle ultime due prove dà direttamente il valore della mutua induttanza:  **$M = 20.9 \mu H$**

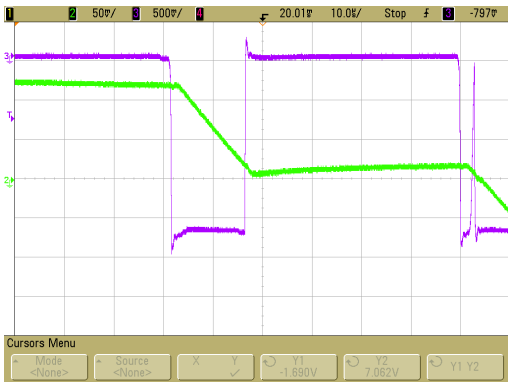
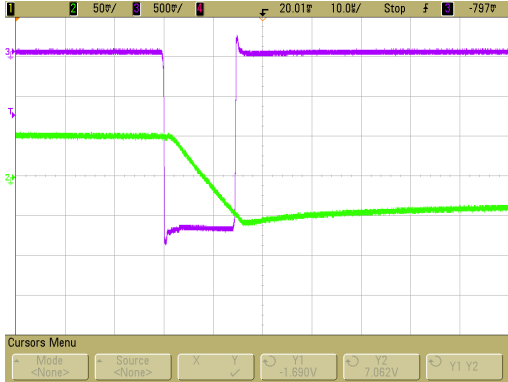

Tenendo conto però che la mutua è negativa, si veda infatti che quando la corrente sale la tensione è negativa e viceversa:

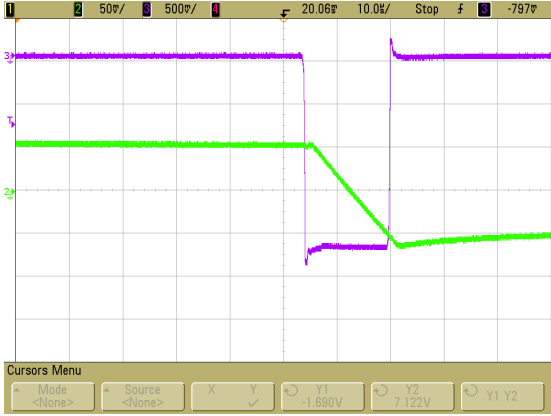
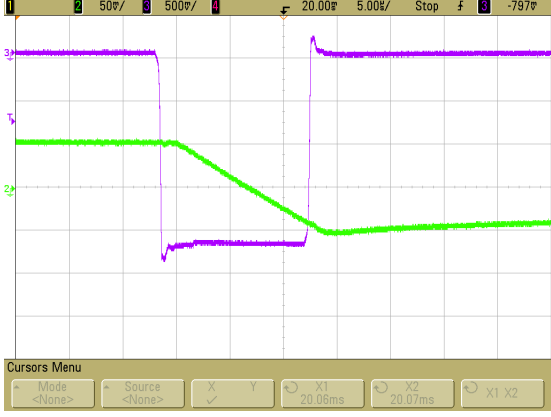

**$M = -20.9 \mu H$**




L'induttanza sincrona allora sarà data da:

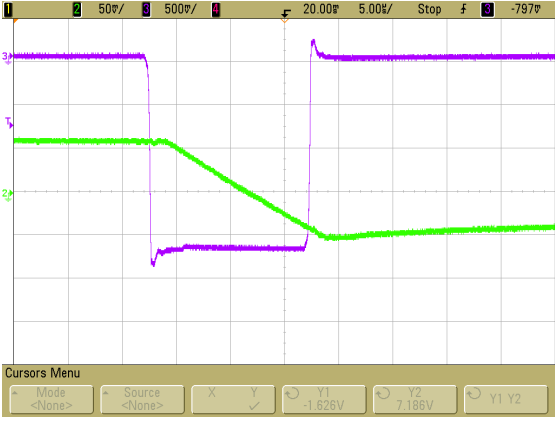


$$L_{eq} = L - M = 61.31 - (-20.9) = 82.2\mu\text{H} \quad (\text{B.8})$$

Un'ultima serie di prove è stata effettuata per studiare il comportamento dell'auto induttanza di una fase del motore al variare della posizione rotorica. Il motore sotto esame presenta 3 cave per polo; la misura di induttanza perciò è stata effettuata ogni 60 gradi elettrici. È stato considerato sempre il fronte di discesa della corrente per ogni prova. Vengono presentati di seguito i risultati:

	<p> <math>V = 43.76V</math>  <math>\Delta I = 9.06A</math>  <math>\Delta t = 12\mu s</math>  <math>L = 57.96\mu\text{H}</math> </p>
	<p> <math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 9.84A</math>  <math>\Delta t = 13.2\mu s</math>  <math>L = 59\mu\text{H}</math> </p>
	<p> <math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 10.64A</math>  <math>\Delta t = 14.4\mu s</math>  <math>L = 59.55\mu\text{H}</math> </p>

 <p>Cursors Menu          Mode: &lt;None&gt; Source: &lt;None&gt; X: Y: ✓          Y1: -1.890V Y2: 7.122V Y1 Y2</p>	<p><math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 10.16A</math>  <math>\Delta t = 14\mu s</math>  <math>L = 60.63\mu H</math></p>
 <p>Cursors Menu          Mode: &lt;None&gt; Source: &lt;None&gt; X: Y: ✓          X1: 20.08ms X2: 20.07ms X1 X2</p>	<p><math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 9.9A</math>  <math>\Delta t = 12.6\mu s</math>  <math>L = 56\mu H</math></p>
 <p>Cursors Menu          Mode: &lt;None&gt; Source: &lt;None&gt; X: Y: ✓          Y1: -1.828V Y2: 7.188V Y1 Y2</p>	<p><math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 10.46A</math>  <math>\Delta t = 14.2\mu s</math>  <math>L = 59.73\mu H</math></p>

	<p> <math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 6.88A</math>  <math>\Delta t = 9\mu s</math>  <math>L = 57.56\mu H</math> </p>
	<p> <math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 8.9A</math>  <math>\Delta t = 11.5\mu s</math>  <math>L = 56.85\mu H</math> </p>
	<p> <math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 9.06A</math>  <math>\Delta t = 12.6\mu s</math>  <math>L = 61.19\mu H</math> </p>

	<p> <math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 10A</math>  <math>\Delta t = 13.2\mu s</math>  <math>L = 58\mu H</math> </p>
	<p> <math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 7.34A</math>  <math>\Delta t = 9.56\mu s</math>  <math>L = 57.3\mu H</math> </p>
	<p> <math>V = 44V</math>  <math>\Delta I = 9.36A</math>  <math>\Delta t = 12.64\mu s</math>  <math>L = 59.4\mu H</math> </p>



$V = 44V$   
 $\Delta I = 9.7A$   
 $\Delta t = 12.7\mu s$   
 **$L = 57.6\mu H$**



$V = 44V$   
 $\Delta I = 9.2A$   
 $\Delta t = 12.52\mu s$   
 **$L = 59.78\mu H$**

Riportiamo di seguito il grafico delle auto induttanze di fase in funzione della posizione:

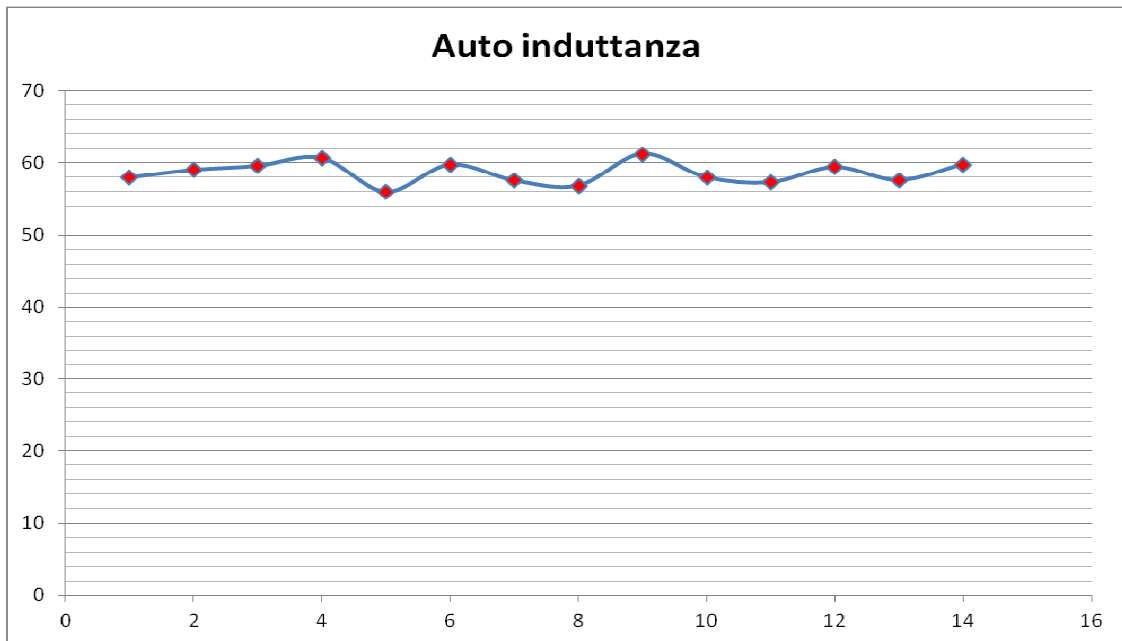


Figura B.3: auto induttanza di fase al variare della posizione rotorica

Le ultime prove effettuate hanno come conseguenza una riduzione del valore dell'autoinduttanza di fase. Le prove precedenti infatti erano state effettuate in una posizione fissa del rotore. Il nuovo valore dell'auto induttanza di fase risulta quindi:  **$L = 58.6 \mu\text{H}$**

