



POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale

**Sviluppo del Firmware per la
Mappatura di Flusso ed Efficienza di un
Azionamento Elettrico a 48 V**

Relatori

prof. Gianmario Pellegrino
Dott. Fausto Stella

Candidato

Alberto Brocero

Ottobre 2021

Sommario

La tesi si pone l'obiettivo di implementare il firmware di controllo per la mappatura di flusso e di efficienza di un azionamento elettrico costituito da un inverter trifase a 48V e un motore sincrono a magneti permanenti indicato con MUT (Machine Under Test). Un secondo azionamento identico denominato DM (Driving Machine) impone la velocità e funge da carico. Le grandezze elettriche sono acquisite da un data recorder HBM Genesis. Il controllo coordinato di MUT e DM permette la scansione del piano delle correnti e del piano coppia-velocità del MUT per la misura ad alta precisione delle mappe di flusso ed efficienza.

Indice

Elenco delle figure	v
1 Introduzione	1
2 Scheda Inverter Demo Lab e Motore SPM	9
2.1 Descrizione Hardware	9
2.1.1 Descrizione generale del sistema	9
2.1.2 Microcontrollore	11
2.1.3 CPLD	28
2.1.4 Gate Driver	29
2.1.5 MOSFET	31
2.1.6 Sensori di corrente ad effetto Hall	33
2.1.7 Sistema di misurazione per la tensione di DC-link	35
2.1.8 Altri Sistemi di Misurazione General Purpose	36
2.1.9 Comparatori	36
2.1.10 Alimentatori	38
2.2 Motore SPM(surface permanent magnet)	41
3 Routine di controllo	45
3.1 Test preliminari	45
3.2 Controllo di Macchina	45
3.2.1 State Machine	45
3.2.2 Implementazione del Controllo di Macchina	46
3.3 Set-up Hardware	48
3.4 Controllo della Driving Machine Tramite CAN	48
3.5 Routine di mappatura	49
3.5.1 Mappatura di Flusso: principio generale	49
3.5.2 Mappatura di Efficienza: Principio Generale	54
4 Risultati Sperimentali	59
4.1 Mappatura di Flusso	59
4.2 Mappatura di efficienza	74

Elenco delle figure

1.1	Immagine del PCB inverter acceso	2
1.2	Immagine della parte posteriore del banco di prova.	3
1.3	Data recorder HBM.	4
1.4	Monitor del data recorder di HBM.	5
1.5	Sensori analogici di corrente	6
1.6	Torsiometro utilizzato per a misura di coppia.	7
1.7	Immagine banco di prova con indicazione delle parti principali.	8
2.1	Schematico PCB-inverter	10
2.2	Circuito integrato microcontrollore	11
2.3	Schema a blocchi delle parti principali di un microcontrollore	12
2.4	Logo dell'editor Keil uVision	13
2.5	Schema procedura fetch store and decode	14
2.6	Schema chiamata subroutine	15
2.7	Schema a blocchi della chiamata di una interrupt sevice routine	16
2.8	Schema di chiamata di una Interrupt Service Routine.	16
2.9	Schema di principio regolazione da parte del MCU.	17
2.10	Schema di principio sulla gestione degli interrupt.	20
2.11	Schema di principio regolazione da pate del MCU.	22
2.12	Schema di campionamento sample e hold.	23
2.13	Schema a blocchi di una unità ADC	24
2.14	Struttura di ciascun bit di una porta I/O	25
2.15	Schema push pull open drain e pull up	26
2.16	Configurazione delle porte GPIO.	27
2.17	circuito integrato della CPLD	28
2.18	Circuito integrato del driver	29
2.19	Circuito integrato del driver con evidenziazione dei pin	30
2.20	Circuito analogici di condizionamento segnali del driver.	30
2.21	Circuito analogici tra primario e secondario del driver	31
2.22	MOSFET impiegato per modulazione	31
2.23	MOSFET impiegati per una gamba dell'inverter	32
2.24	Sensore di corrente integrato	33
2.25	Schema del driver.	33

2.26	Schematico del sistema di condizionamento analogico del sensore di corrente.	34
2.27	Amplificatore operazionale utilizzato per la misura della tensione di DC-link.	35
2.28	Comparatore utilizzato per le protezioni di sovracorrente.	36
2.29	Schema circuitale del comparatore di tensione utilizzato per le protezioni di sovracorrente.	37
2.30	Alimentatore DC-DC da 48 V a 12 V.	38
2.31	Alimentatore a 5 Volt dell' encoder	39
2.32	Alimentazione per la comunicazione via CAN	39
2.33	Circuito integrato dell'alimentatore del microcontrollore	40
2.34	Schema circuitale dell'alimentatore del microcontrollore	40
2.35	Circuito integrato dell'alimentatore dei sensori di corrente e del DAC.	41
2.36	Schema circuitale dell'alimentatore dei sensori di correnti e del DAC	41
2.37	controllo vettoriale di corrente del motore sincrono isotropo	42
2.38	Immagine encoder ottico.	43
2.39	Schema di funzionamento di un encoder incrementale.	44
3.1	Schema a blocchi di un FOC con riferimento in coppia.	47
3.2	Schema Configurazione Back to Back del Banco di Prova.	48
3.3	Immagine modello dinamico portato a regime senza Pfe.	49
3.4	Immagine modello dinamico portato a regime senza Pfe.	50
3.5	Immagine funzionamento macchina durante un punto di mappatura.	52
3.6	Esempio di una mappa di flusso	54
3.7	Immagine descrittiva della procedura di mappatura di efficienza.	55
3.8	Immagine di esempio dei punti di lavoro considerati per la mappa di efficienza.	56
3.9	Immagine di esempio di una mappa di efficienza.	57
4.1	Caratteristica corrente-flusso in asse d a corrente su asse q nulla.	60
4.2	Caratteristica corrente-flusso in asse q a corrente su asse d nulla.	61
4.3	Caratteristica corrente-flusso in asse d al variare della corrente in asse q.	62
4.4	Punti di lavoro di corrente richiesti per l'estrapolazione del comportamento magnetico: id da -16 A a + 16 A, iq da 0 a +24 A.	63
4.5	Caratteristica corrente-flusso in asse d parametrizzata in asse q.	64
4.6	Cross Saturation dovuta alla presenza della corrente iq.	65
4.7	Caratteristica corrente-flusso in asse q parametrizzata in asse d.	66
4.8	Cross Saturation dovuta alla presenza della corrente id.	67
4.9	Andamento dei flussi dei magneti nel tempo(diminuzione del flusso dei magneti dovuto all'aumento di temperatura rotorica).	68
4.10	Curve isocoppia.	69
4.11	Cross coupling della corrente iq sull'asse d	70
4.12	Cross coupling della corrente id sull'asse q	71
4.13	Andamento MTPA sul piano id iq.	72

4.14	Andamento MTPA sul piano idq-T.	73
4.15	Punti testati nella mappatura di efficienza con pochi punti.	74
4.16	Mappa di efficienza dell'inverter MUT ottenuta con numero di punti prova ridotto.	75
4.17	Mappa di efficienza dell'inverter MUT ottenuta con numero di punti prova ridotto.	76
4.18	Mappa di efficienza dell'inverter MUT ottenuta con numero di punti prova ridotto in 3D.	77
4.19	Mappa sistema motore-inverter a numero di punti di test ridotto.	78
4.20	Grafico profili energetici.	79
4.21	perdite dell'inverter al variare della corrente	80
4.22	perdite machine under test e, drive e inverterdrive al variare dei punti di lavoro	81
4.23	immagine punti di lavoro mappatura fine con conseguente aumento della potenza trasmessa	82
4.24	Mappatura di efficienza dell'inverter completa.	83
4.25	Mappatura di efficienza MUT completa.	84
4.26	Mappatura di efficienza MUT completa 3D	85
4.27	Mappatura di efficienza drive completa.	86
4.28	grafico delle potenze a confronto	87
4.29	grafico perdite dell'inverter comparate alla corrente all'aumentare della velocità	88
4.30	grafico di andamento delle perdite al variare dei punti di lavoro della machine under test, dell'iverter e del sistema	89

Capitolo 1

Introduzione

Il contenuto del seguente elaborato riguarda la descrizione di una prova sperimentale, eseguita nel laboratorio di enertronica del Politecnico di Torino. La realizzazione di questa sperimentazione è stata coordinata tra il Politecnico di Torino e la azienda tedesca HBM, specializzata nella produzione di sistemi di misura. Tale prova sperimentale ha avuto una duplice utilità, a favore di entrambe le parti: la prima per un utilizzo didattico, in favore degli studenti del corso di Laboratory of Power Converters and Electrical Drives, nell'indirizzo di conversione dell'energia di ingegneria elettrica , la seconda per un utilizzo dimostrativo, nelle fiere a tema tecnologico, dove l'azienda HBM mostra il funzionamento della strumentazione di misura prodotta. L'obbiettivo principale della prova è stato quello di ricavare due mappe, una di flusso ed una di efficienza, per un motore sincrono a magneti permanenti, di tipo brushless SPM(surface permanent magnet). In particolare è stato sviluppato il firmware di un microcontrollore , atto alla gestione del controllo in anello chiuso della macchina elettrica,comandando un inverter trifase, in modo da garantirne il corretto funzionamento su determinati punti di lavoro , per conoscerne il comportamento in termini di flusso e di rendimento. Il sopracitato microcontrollore , è installato su un PCB(Printed Circuit Board), ovvero un circuito stampato,in questo caso nella funzionalità di inverter trifase, la cui componentistica verrà descritta dettagliatamente nei prossimi capitoli.

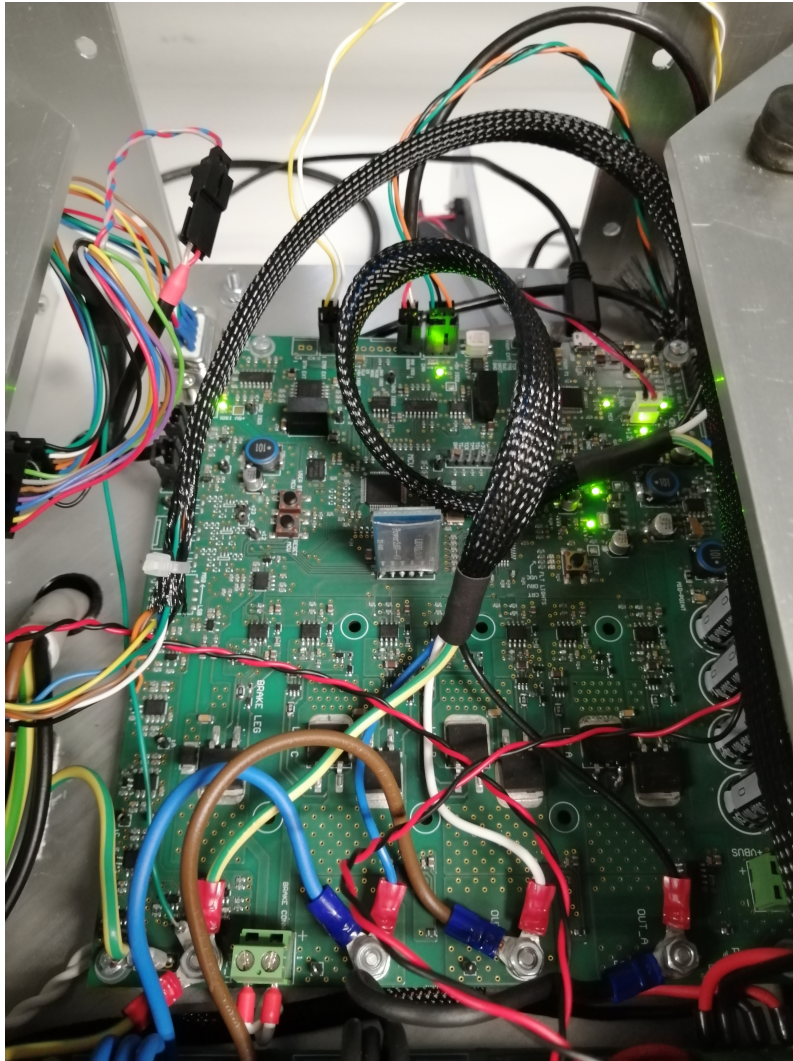


Figura 1.1: Immagine del PCB inverter acceso

I PCB inverter utilizzati sono stati due, uno nel quale è stato elaborato il controllo della macchina elettrica da testare, indicata come MUT (Machine Under Test), ed interfacciato con il sistema di campionamento e gestione dati di HBM, l'altro, per la regolazione in anello chiuso di una seconda macchina elettrica, identica alla prima, indicata come DM (Driving Machine), il cui compito è stato solo quello di imporre la velocità della prima, per il calcolo dei flussi di macchina nella mappatura di flusso, e per testare vari punti di lavoro, a velocità diverse, per la mappatura di efficienza. Le varie procedure verranno dettagliatamente descritte nei successivi capitoli.

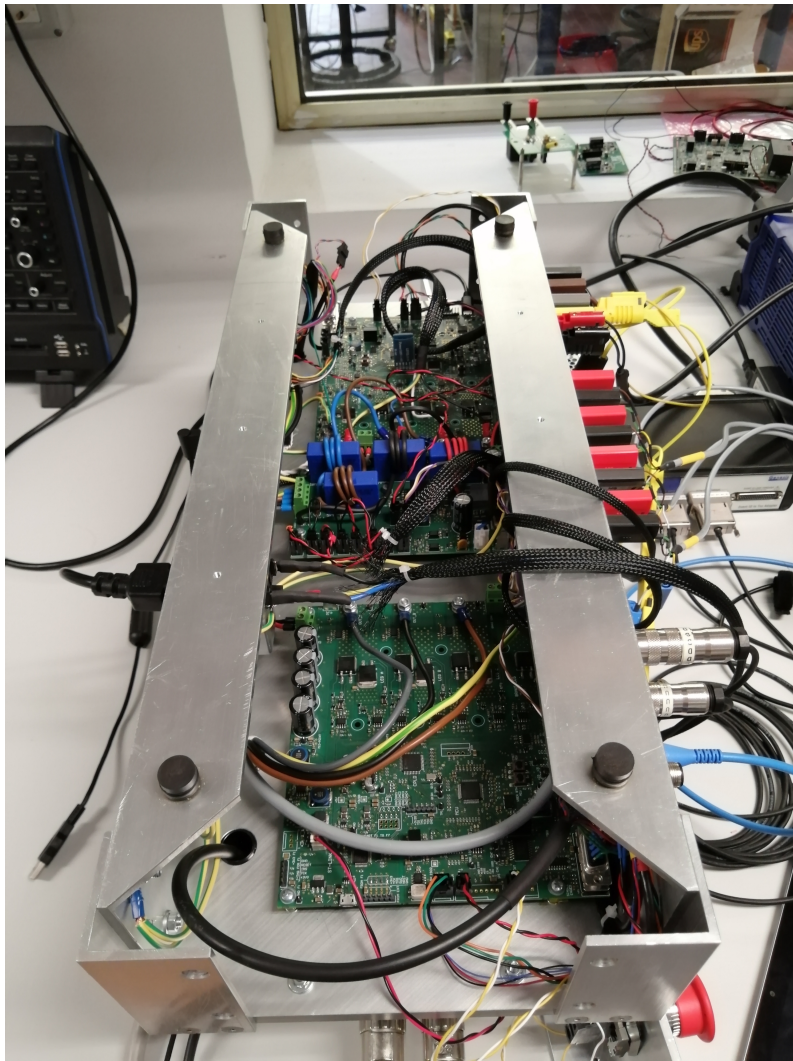


Figura 1.2: Immagine della parte posteriore del banco di prova.

Il sistema fisico, motore-inverter, si interfaccia con il data recorder di HBM, ovvero un complesso sistema di misura ,capace della campionatura delle grandezze fisiche ad un ordine di frequenza del milione al secondo , e di una successiva registrazione ed elaborazione dati, pe ottenere i risultati richiesti. Di seguito alcune immagini che raffigurano alcune parti del sistema di misura HBM.



Figura 1.3: Data recorder HBM.



Figura 1.4: Monitor del data recorder di HBM.

Le immagini successive mostrano i sensori di corrente, ed il torsionometro per misurare la coppia all'albero, i cui valori verranno campionati, registrati ed elaborati dal data recorder.

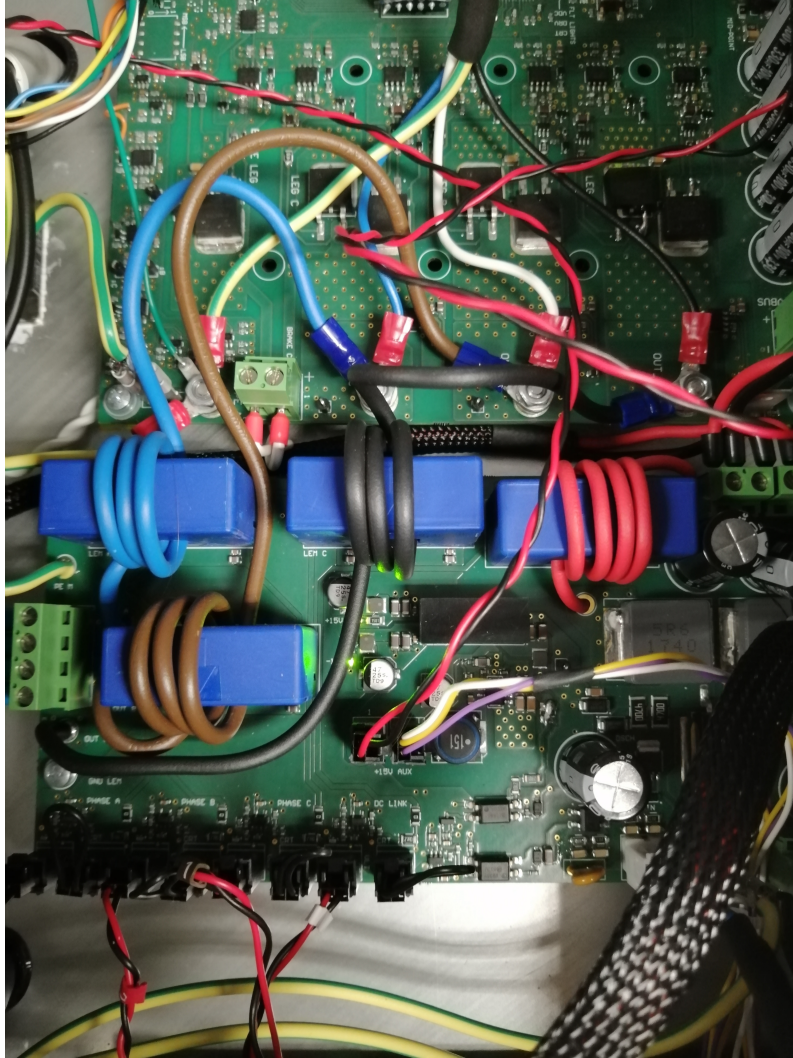


Figura 1.5: Sensori analogici di corrente

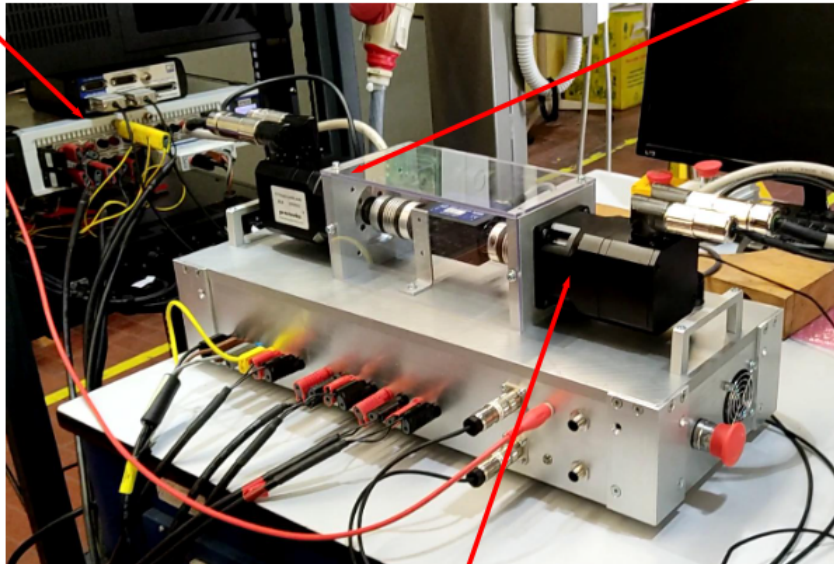


Figura 1.6: Torsionmetro utilizzato per a misura di coppia.

Il banchetto assemblato, su cui è condotta la prova sperimentale è di seguito raffigurato in Fig., con evidenziazione delle parti fondamentali, in particolare machine under test, driving machine e data recorder HBM.

Sistema HBM GEN4tB

Machine Under Test (MUT)



Driving Machine (DM)

Figura 1.7: Immagine banco di prova con indicazione delle parti principali.

Capitolo 2

Scheda Inverter Demo Lab e Motore SPM

2.1 Descrizione Hardware

2.1.1 Descrizione generale del sistema

Il sistema fisico su quale è stata condotta la sperimentazione è costituito come già accennato in precedenza da un PCB, il quale è utilizzato a scopo di funzionalità di inverter trifase e da un motore sincrono a magneti permanenti, di tipo SPM. Il PCB è un circuito stampato, sul quale sono installati i vari componenti elettronici e connessi tra di loro tramite piste conduttive. Tutto il complesso di dispositivi elettronici installati sul PCB, hanno delle molteplici funzioni, la cui essenziale è quella del comando dell'inverter installato sullo stesso, atto alla modulazioni degli stati dei MOSFET presenti, con lo scopo di imporre il valore medio di tensione di alimentazione richiesto dal motore. Oltre a questa, sono presenti altri dispositivi, atti ad altre funzionalità, come quella di interfacciare l'encoder incrementale presente sulla macchina col microcontrollore, oppure dispositivi di misura, come sensori di corrente ad effetto hall o semplici amplificatori operazionali, per il condizionamento dei segnali. Di seguito una descrizione di quelli che sono i principali chip, installati sul PCB-inverter.

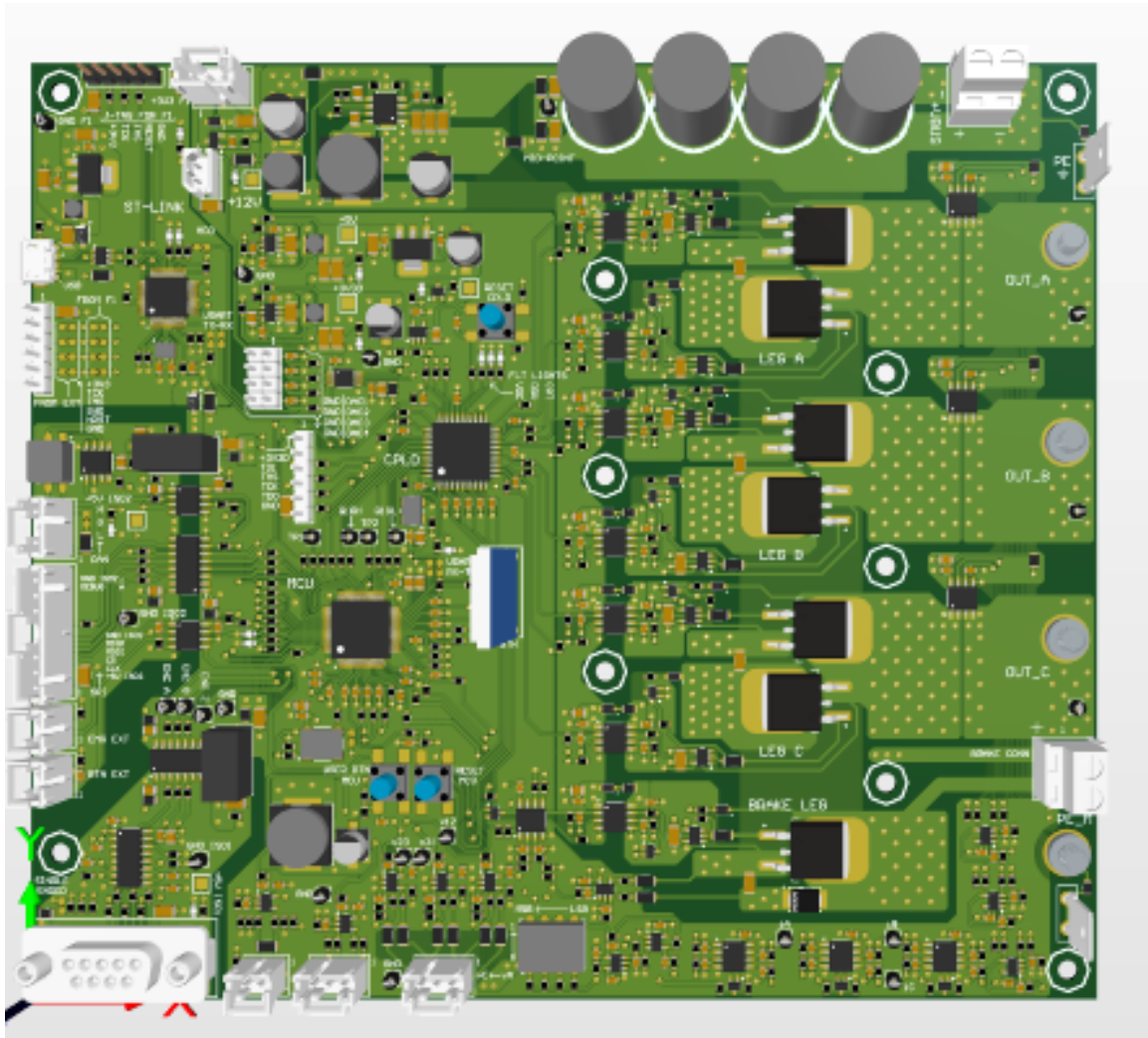


Figura 2.1: Schematico PCB-inverter

2.1.2 Microcontrollore

Il "cuore" del circuito stampato è il microcontrollore, un circuito integrato programmabile via software, alimentato a 3.3 V.

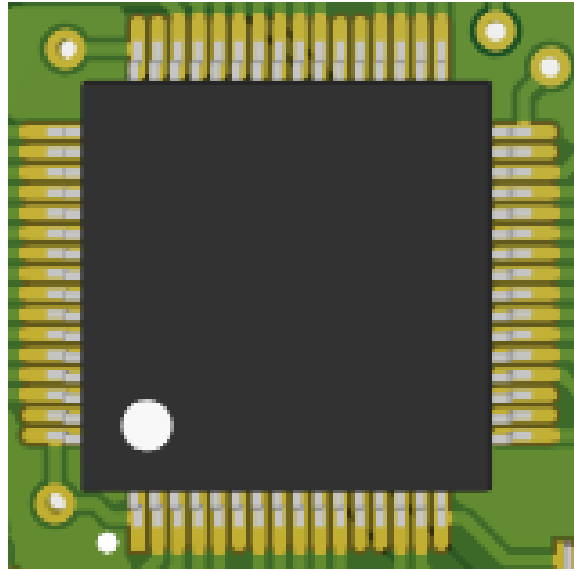


Figura 2.2: Circuito integrato microcontrollore

Il microcontrollore utilizzato, fa parte della famiglia degli STM32. Gli STM32 offrono una gamma di prodotti che combinano alte prestazioni, capacità di controllo in real-time, elaborazione di segnali digitali campionati, operazioni a bassi livelli di tensione e potenza, offrendo un'ottima flessibilità nella gestione e nello sviluppo.

In questo caso, il modello utilizzato è un STM32F703RE, sviluppato su processori ARM Cortex M. Le parti essenziali di questa tipologia di microcontrollore sono le seguenti:

- Processore o CPU.
- RAM: memoria volatile per eseguire calcoli ed operazioni.
- Flash: memoria non volatile, contiene le istruzioni programma.

Diverse periferiche tra cui:

- Timer: tutte le operazioni digitali sono gestite da uno o più timer, che sincronizzano gli ingressi (campionamento e comunicazione), l'esecuzione dell'algoritmo (calcoli) e l'esecuzione dei comandi e segnali di monitoraggio (uscite). I timer inoltre, possono avere anche la funzionalità di modulatori PWM, generando i comandi degli switch, a partire dai duty cycle voluti, secondo il metodo consueto di comparazione con una portante triangolare. Possono inoltre essere utilizzati come segnali per encoder o come contatori di impulsi.

- Convertitori ADC: sono presenti 4 convertitori ADC, con tempi di conversione di 20 us, con risoluzione selezionabile, da 0 a 12 bit. -
- CAN.

Di seguito lo schema a blocchi dei principali componenti di questa tipologia di microcontrollori.

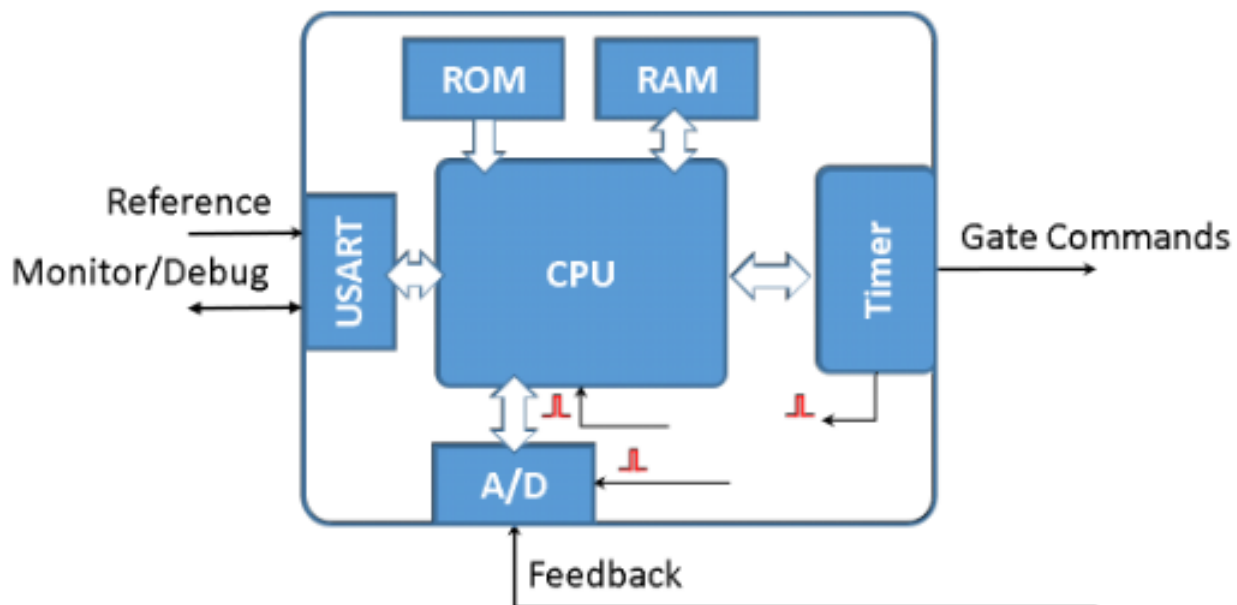


Figura 2.3: Schema a blocchi delle parti principali di un microcontrollore

Il microcontrollore utilizzato viene programmato secondo programmazione host-target, ovvero una procedura che consiste nel programmare uno di questi (o un altro dispositivo embedded), tramite pc. Il pc corrisponde all' host ed il MCU al target board. La programmazione viene scritta sul pc in linguaggio C o C++, in questo caso tramite KEIL uVision, un editor di codice con un compilatore e un linker, per generare un codice eseguibile sul microcontrollore. Dapprima vengono inizializzate le periferiche, o con STM32CubeMX, oppure direttamente all'interno del codice dell'editor, dopodichè viene generato il codice vero e proprio. Tramite uVision di KEIL si combinano le possibilità di gestione del progetto, debug real-time, editing e compilazione del codice sorgente in un unico strumento.



Figura 2.4: Logo dell'editor Keil uVision

Il microcontrollore viene programmato tramite l'interfaccia SWD (serial wide debug). Si tratta di una interfaccia utilizzata per microcontrollori con core ARM, la quale permette di programmare il micro utilizzando due soli pin (SWDIO, SWCLK).

Inoltre ai fini di debug è stata utilizzata una comunicazione USART, con cui è possibile comunicare al pc (tramite apposita interfaccia di visualizzazione), il valore delle variabili interne al microcontrollore.

Questa procedura viene permessa grazie alla presenza sul PCB di un'interfaccia St-LINK/V2, che supportando il protocollo SWD mette in comunicazione PC e MCU STM32.

La memoria del MCU è fatta di registri a 32 bit ed è organizzata come già precedentemente accennato in:

- Program memory (CODE), dove risiedono le istruzioni del programma.
- Data memory (SRAM), memoria volatile utilizzata per l'esecuzione del programma.
- Registri di configurazione delle periferiche e contenuto delle porte I/O, descritte successivamente.

Le operazioni di lettura e scrittura della RAM si chiamano fetch and store. Le operazioni di fetch and store vengono comandate dalla CPU e gestite dall'Address Decoder.

Il ciclo fetch-decode execute è il cuore dell'esecuzione del programma. Il PC punta la memory location dove risiede la prima istruzione da eseguire. L'istruzione viene letta (fetch), decodificata (decode) ed eseguita. Appena dopo il fetch il pc viene incrementato e punta l'indirizzo dell'istruzione successiva.

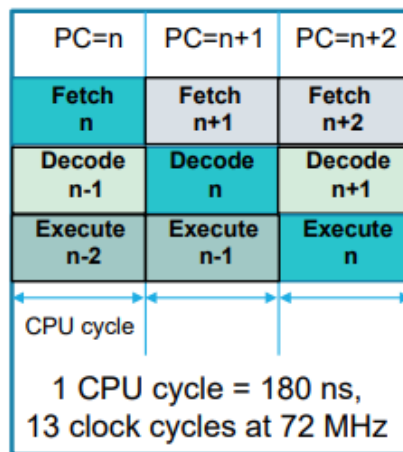


Figura 2.5: Schema procedura fetch store and decode

L'esecuzione del programma perciò consiste nell'esecuzione sequenziale di istruzioni. La sequenza di esecuzione del programma tuttavia, può essere interrotta da un salto di

indirizzo dovuto alla chiamata di una subroutine. Nei sistemi real-time come in questo caso, ciò avviene a seguito di un interrupt e la routine da eseguire è indicata con Interrupt Service Routine (ISR).

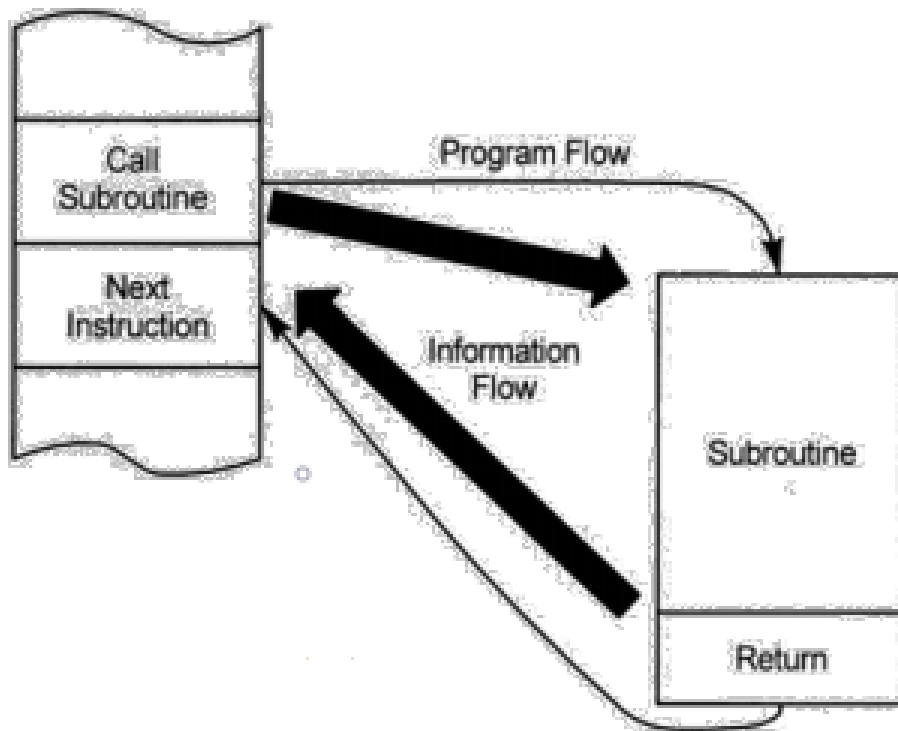


Figura 2.6: Schema chiamata subroutine

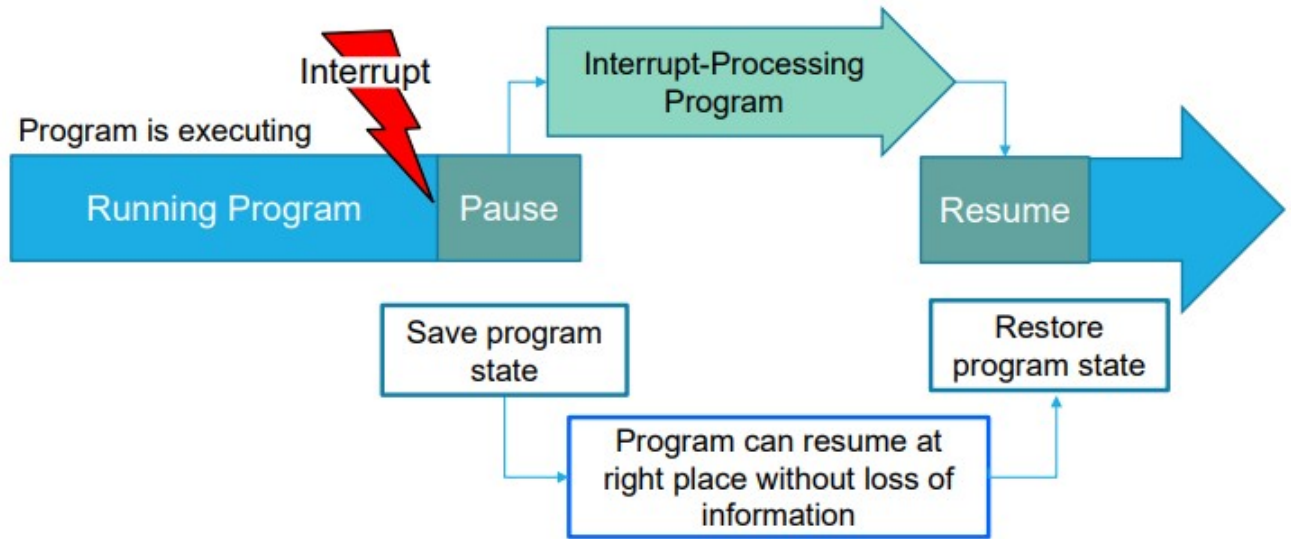


Figura 2.7: Schema a blocchi della chiamata di una interrupt service routine

La Interrupt Service Routine è una routine comandata da un evento, ovvero un evento di interrupt che triggera l'esecuzione della routine, il cui codice è scritto in una porzione non consecutiva di memoria. Per cui per l'esecuzione della ISR è richiesto un salto di indirizzo da parte del PC, in particolare quando questa viene chiamata, l'istruzione che sarebbe dovuta essere eseguita viene memorizzata nel registro di stack, prima di saltare all'indirizzo della ISR, in modo che una volta conclusa, il programma possa riprendere l'esecuzione da dove era stata interrotta. In questo caso all'interno dell'Interrupt Service Routine viene eseguito il codice della routine di controllo e di mappatura della macchina elettrica, viene eseguita con frequenza di 10 kHz.

Il codice di controllo programmato sul microcontrollore si avvale delle principali periferiche dello stesso, in particolare i timer e i convertitori analogico-digitali, per conteggi, esecuzione comandi con tecnica PWM e misure.

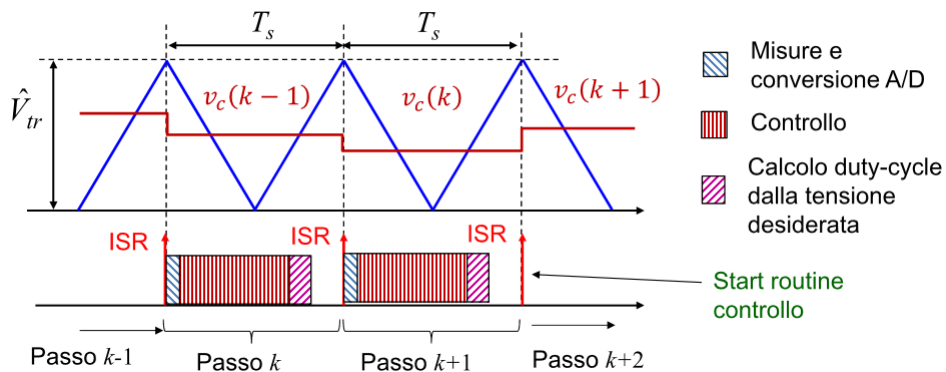


Figura 2.8: Schema di chiamata di una Interrupt Service Routine.

Di seguito viene raffigurato uno schema a blocchi, di una possibile applicazione di questa procedura: la regolazione dell'alimentazione di un motore tramite un inverter DC-DC, gestito da un microcontrollore, del quale sono evidenziate in rosso le azioni fondamentali per il controllo in anello chiuso, ovvero campionamento e gestione della modulazione PWM.

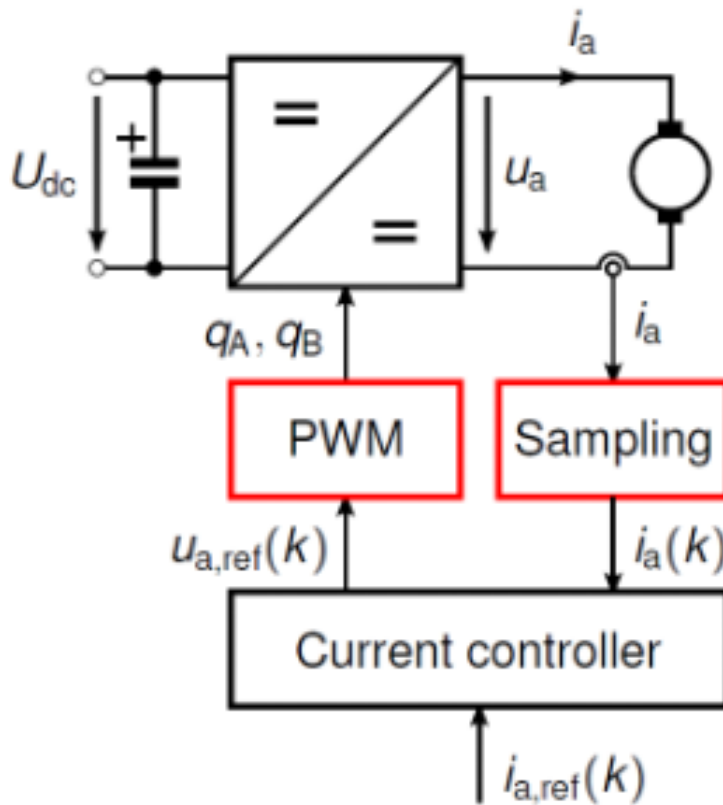


Figura 2.9: Schema di principio regolazione da parte del MCU.

Le principali periferiche del microcontrollore come precedentemente anticipato sono i timer, e i convertitori analogico digitali. Questo microcontrollore possiede 14 timer. Tra questi 2, sono detti advanced-control timers (TIM1,TIM8). Il TIM1 viene utilizzato per generare i segnali PWM, da mandare ai gate driver,i quali a loro volta andranno a pilotare i mosfet di potenza. Ogni timer è dotato di canali di ingresso e uscita. Possono essere utilizzati in input compare ,per misurare la durata temporale di impulsi in ingresso o in output compare,per generare output di comando. In questo tipo di applicazione il Timer 1 viene utilizzato in modalità output compare. In particolare, i timer di tipo advanced-control danno la possibilità di generare comandi PWM complementari con dead-time programmabile (complementary PWM with dead time insertion). Le caratteristiche principali del timer sono :

- Contatore a 16 bit up/down
- Prescaler programmabile a 16 bit, che può rallentare il clock fino a 65536 volte
- Canali di input (capture) oppure output (compare)
- Generazione PWM a dente di sega (edge) o a triangola (Center-aligned)
- Sincronizzazione da segnali esterni e per connettere diversi timer insieme
- Generazione di comandi PWM trifase complementari con dead-time,solo per timer di tipo advanced-control
- Sincronizzazione da segnali esterni e per connettere diversi timer insieme
- Repetition counter: l'aggiornamento della compare unit avviene ad ogni N+1 update event (underflow o overflow del timer), dove N è il valore del registro TIM1 RCR (repetition counter register).
- 2 break input, per forzare gli output del timer in una configurazione sicura in caso di fault,solo per timer di tipo advanced-control.
- Generazione di interrupt nei seguenti casi:
 - Evento di update: underflow (minimo triangola) oppure overflow (massimo triangola)
 - Evento di trigger esterno o software
 - Input capture (fronte on o off di un ingresso)
 - Output compare (fornte del segnale di uscita)
- Compatibilità con encoder incrementali ed encoder a effetto Hall

Ognuno dei timer ha dei registri, i principali sono essenzialmente 4:

- Counter register (TIMx_CNT)
- Prescaler register (TIMx_PSC)
- Auto-reload register (TIMx_ARR)
- Repetition counter register (TIMx_RCR)

Il registro CNT contiene il conteggio vero e proprio, che si incrementa di una unità ad ogni colpo di clock. Il clock che arriva al contatore è il clock counter (CLK_CNT), che è una versione rallentata del clock di ingresso, ovvero il clock prescaler (CK_PSC), il quale deriva direttamente dal clock principale a 216 MHz. Ogni volta che il contatore arriva a fine conteggio si genera un update event, che serve a lanciare il codice presente all'interno dell'interrupt service routine. Il registro prescaler può rallentare la frequenza di clock da 0 a $2^{16} = 56536$ volte, a seconda del valore numerico presente nel registro stesso. Con $PSC = 0$ il CLK_CNT rimane a 216 MHz, con $PSC = 10$ il CLK_CNT è a $216 \text{ MHz} / (PSC + 1) = 19.64 \text{ MHz}$. Il registro di auto-reload (ARR) contiene il valore massimo del conteggio, che definisce il livello di overflow del counter. Per esempio se il valore di ARR è impostato a 9000, il conteggio cumulativo rappresentato graficamente da un triangolo isoscele è tra 0 e 9000. Ogni volta che il contatore arriva a fine conteggio (a zero se down counter, ad ARR se up-counter) si dice come già detto in precedenza update event (UEV), e viene lanciata una interrupt service routine. L'arrivo a zero si chiama Underflow, l'arrivo ad ARR si chiama Overflow. Il Repetition Counter Register (RCR) serve a preservare la configurazione del counter per un numero $N = RCR$ di eventi di update. Se per esempio il registro ARR viene cambiato, il timer aspetta $N + 1$ cicli prima di modificare la propria impostazione. Il RCR agisce anche sull'invio di interrupt legati all'update event, cioè di interrupt inviati in corrispondenza di fine conteggio, sulla base del valore a cui è impostato. Se è impostato per esempio a 0, verrà generato un interrupt sia in underflow che in overflow, se impostato ad un valore superiore a 0, l'invio degli interrupt avverrà solo al raggiungimento di alcuni underflow o overflow, i quali dipendono dal valore su cui è impostato il Repetition Counter Register.

Fig. 2.10 mostra un esempio della procedura descritta.

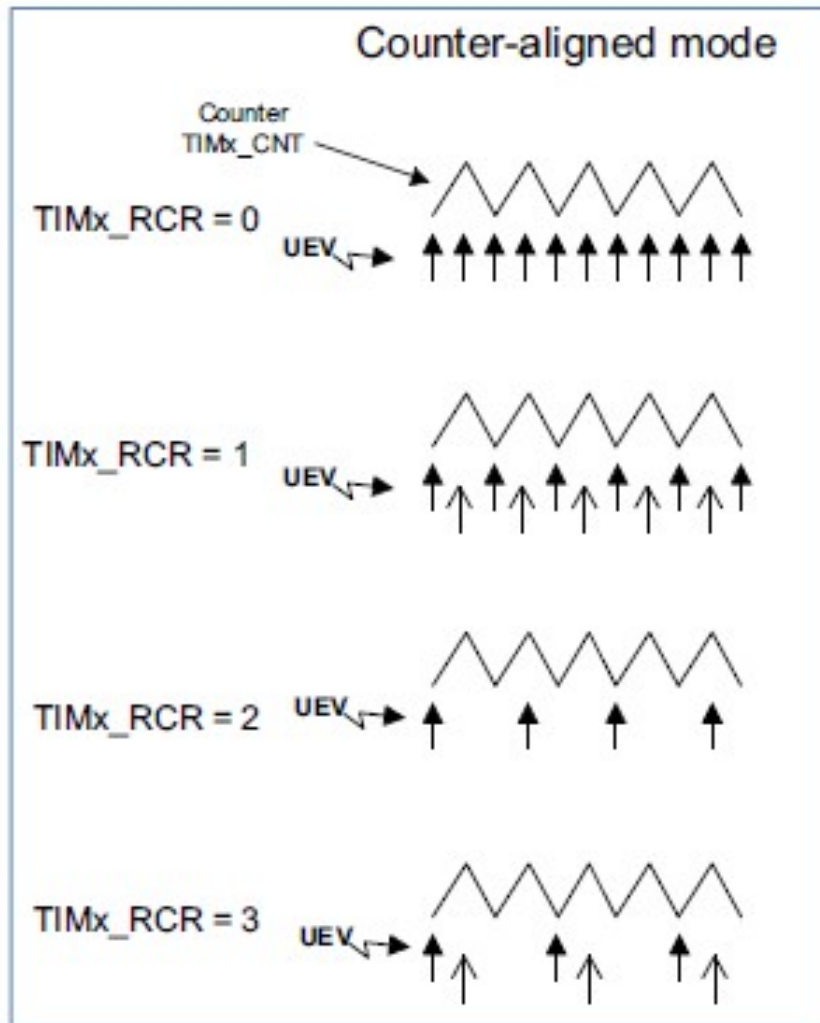


Figura 2.10: Schema di principio sulla gestione degli interrupt.

Oltre ai timers, di fondamentale importanza sono i convertitori analogico digitali. Il microcontrollore STM32F703RE ne dispone di 3, a 12 bit ad approssimazioni successive. Il convertitore analogico-digitale ad approssimazioni successive è composto tipicamente da quattro sottocircuiti principali:

- un circuito sample-hold per l'acquisizione della tensione di ingresso (V_{in}).
- Un comparatore di tensione che confronta la tensione V_{in} con l'uscita del DAC e trasmette il risultato al registro ad approssimazioni successive (SAR).
- Un registro ad approssimazioni successive progettato per emettere un codice digitale approssimato della V_{in} al DAC interno.
- Un DAC interno la cui uscita torna al comparatore con un segnale analogico equivalente al codice digitale d'uscita del SAR da comparare con la V_{in} .

Il dato digitale è scritto in un data registro dati che nell'illustrazione seguente è dentro al blocco SAR Logic. Il blocco DAC è un convertitore Digitale/Analogico. La SAR logic (Successive Approximation Register) gestisce il meccanismo delle approssimazioni successive. Allo Start of Conversion la SAR Logic manda al DAC un dato iniziale che vale metà del fondoscala analogico. Dopodochè, si accende il pin MSB, per cui il dato iniziale, supponendo siano disponibili tre bit, vale 100. Il numero binario viene convertito dal DAC e l'uscita di questo viene confrontata con il segnale analogico tramite il comparatore. Sulla base del risultato, la SAR logic decide se il primo bit della parola debba essere tenuto a 1 o riportato a zero. Si accende il secondo bit e la parola successiva diventa 110. Si confronta 110 con V_{in} e siccome $DAC > V_{in}$ si azzerà il secondo bit (il risultato è un numero 10x, minore di 110). Si ripete la procedura accendendo il terzo bit. La parola da mandare al DAC è 101. Anche in questo caso $DAC > V_{in}$ per cui il bit viene azzerato. Il risultato della conversione è 100. Quando tutti i bit sono stati determinati, si alza automaticamente il bit EOC (end of conversion).

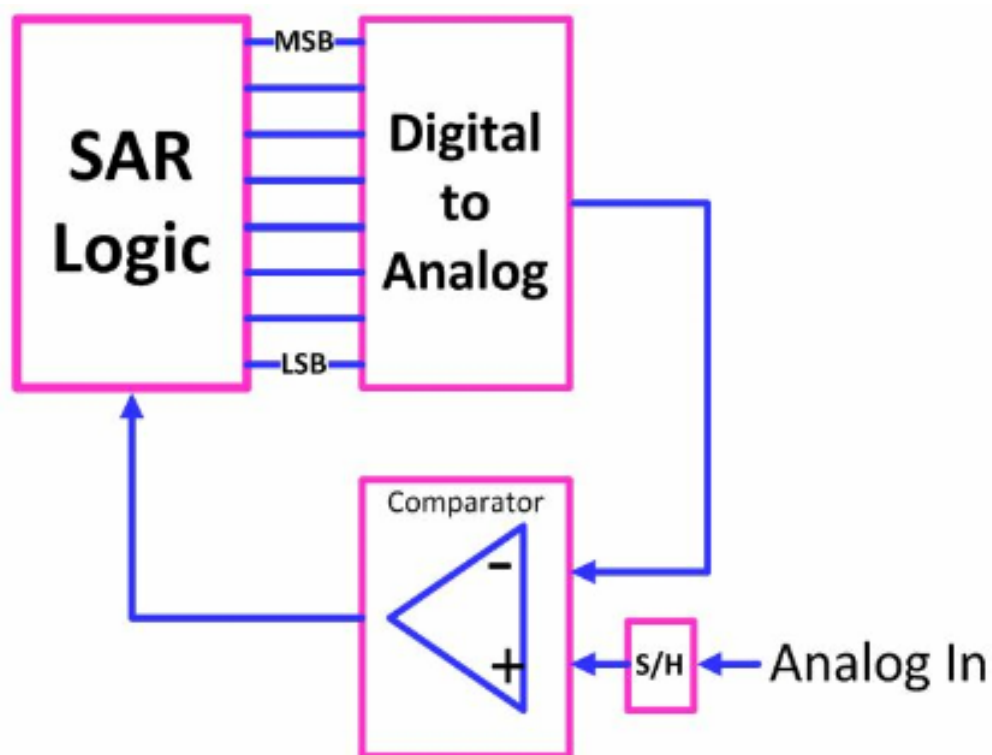


Figura 2.11: Schema di principio regolazione da parte del MCU.

Il campionamento avviene in modo corretto se il tempo di campionamento è sufficiente a caricare il condensatore, essendo un campionamento di tipo sample e hold.

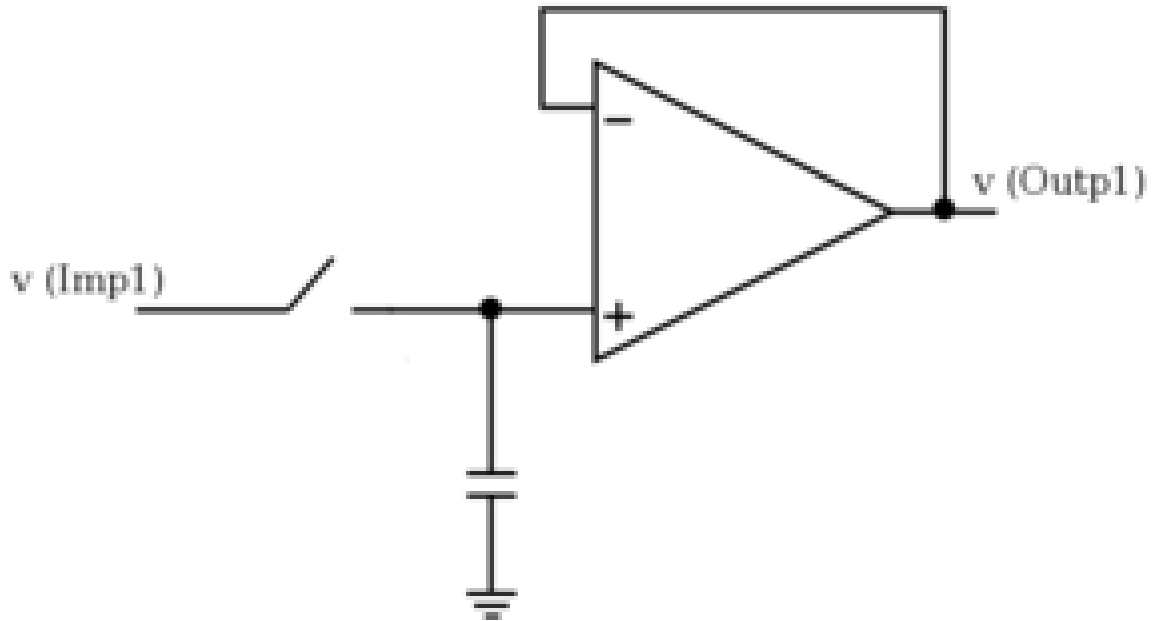


Figura 2.12: Schema di campionamento sample e hold.

Il microcontrollore dispone anche di otto porte GPIO, da GPIOA a GPIOH. Internamente, il pin I/O è collegato ad uno stadio di input ed uno di output, che vengono attivati o disattivati agendo sui registri di configurazione. Tutti i pin I/O hanno due resistori che possono costituire degli stati in pull-up / pull-down interni, i quali possono essere attivati o disattivati via software.

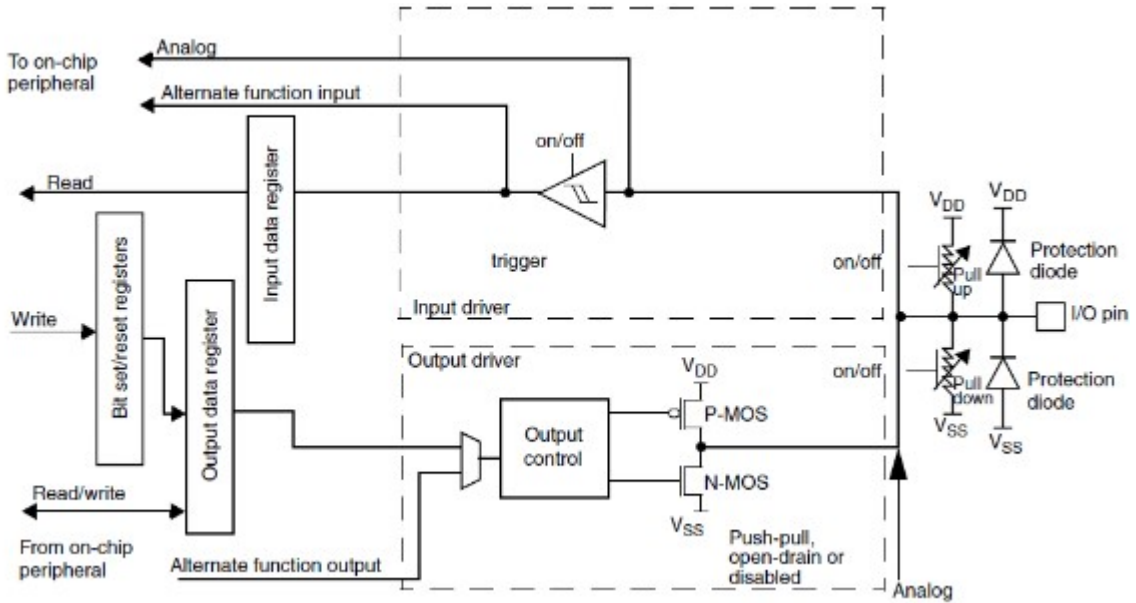


Figura 2.14: Struttura di ciascun bit di una porta I/O

Ciascuna porta ha quattro registri di configurazione a 32 bit: MODER, OTYPER, OSPEEDER, PUPDR. Il registro MODER è utilizzato per configurare il pin ad input, output, alternate function oppure analog. Il registro OTYPER, imposta il tipo di output, a pushpull oppure ad open-drain la cui differenza è che il push pull ha entrambi gli stati attivi (basso = 0V, alto = VDD). Open drain ha lo stato basso attivo e lo stato alto che corrisponde a circuito aperto (floating o high-Z). Con l'open drain si usa una resistenza di pull-up.

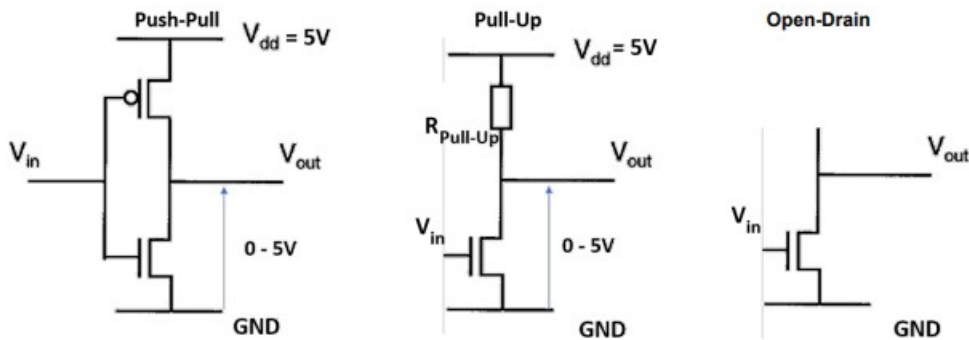


Figura 2.15: Schema push pull open drain e pull up

Il registro OSPEEDER serve per impostare la velocità della porta. Infine, il registro PUPDR permette di attivare le impostazioni pull/pull e pull/down.

MODER(i) [1:0]	OTYPER(i)	OSPEEDR(i) [1:0]		PUPDR(i) [1:0]		I/O configuration	
01	0	SPEED [1:0]		0	0	GP output	PP
	0			0	1	GP output	PP + PU
	0			1	0	GP output	PP + PD
	0			1	1	Reserved	
	1			0	0	GP output	OD
	1			0	1	GP output	OD + PU
	1			1	0	GP output	OD + PD
	1			1	1	Reserved (GP output OD)	
10	0	SPEED [1:0]		0	0	AF	PP
	0			0	1	AF	PP + PU
	0			1	0	AF	PP + PD
	0			1	1	Reserved	
	1			0	0	AF	OD
	1			0	1	AF	OD + PU
	1			1	0	AF	OD + PD
	1			1	1	Reserved	
00	x	x	x	0	0	Input	Floating
	x	x	x	0	1	Input	PU
	x	x	x	1	0	Input	PD
	x	x	x	1	1	Reserved (input floating)	
11	x	x	x	0	0	Input/output	Analog
	x	x	x	0	1	Reserved	
	x	x	x	1	0		
	x	x	x	1	1		

Figura 2.16: Configurazione delle porte GPIO.

2.1.3 CPLD

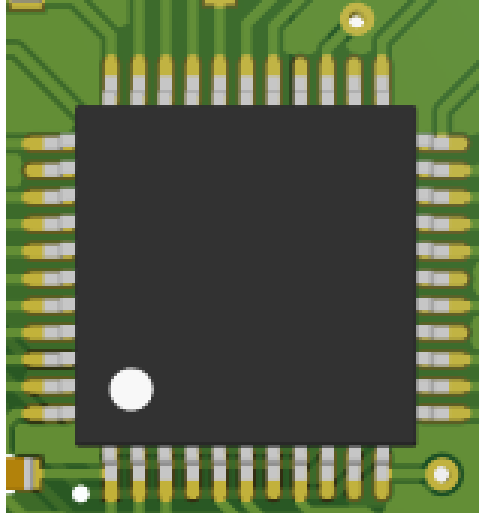


Figura 2.17: circuito integrato della CPLD

Sul PCB è presente una CPLD (Complex Programmable Logic Device), che come il microcontrollore è un hardware configurabile via firmware. La presenza di questo chip ha lo scopo essenzialmente di supervisionare il sistema, in caso di inesattezze nell'implementazione del codice del microcontrollore. Questo infatti, essendo utilizzato a scopo didattico e quindi da studenti, potrebbe essere programmato erroneamente, senza implementazione delle protezioni necessarie, ad esempio. A questi eventuali errori di programmazione o di funzionamento di altri chip, la CPLD può porre rimedio interrompendo la comunicazione tra sorgente e macchina, attivando un apposito pin di protezione, evitando perciò, il danneggiamento dei componenti hardware.

2.1.4 Gate Driver

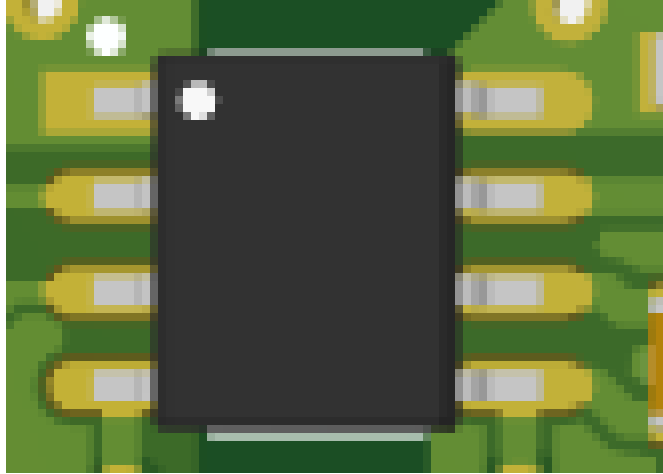


Figura 2.18: Circuito integrato del driver

I drivers sono dei circuiti integrati, il cui scopo in questo caso è quello di pilotare i mosfet presenti sul PCB.

Sul PCB utilizzato sono presenti 7 driver alimentati a 12 V, 6 adibiti al comando dei 6 MOSFET dell'inverter trifase, e uno utilizzato per comandare il MOSFET della gamba freno.

La gamba freno è utilizzata per evitare sovratensioni del bus.

Quando il motore decelera, si inverte il flusso di potenza e aumenta la tensione sul DC link, la quale, se eccessivamente alta, potrebbe determinarne la rottura.

Se la tensione tende ad aumentare pericolosamente, viene comandato in chiusura dal driver, il mosfet della gamba freno, e parte dell'energia di frenatura viene dissipata sulla resistenza esterna, in modo da evitare il danneggiamento dei componenti.

Il comando di chiusura della gamba freno può arrivare sia dal microcontrollore che dalla CPLD.

Ognuno di questi driver dispone di 8 pin, ognuno dei quali adibito ad una specifica funzione. Di seguito un'immagine schematica di un driver, con evidenziazione della funzionalità di ciascun pin.

Il pin di desaturazione, è fondamentale ed ha duplice funzionalità. La prima è quella di fare sì che il mosfet lavori su quell'area, sul piano tensione-corrente, dove ha comportamento resistivo, lontano dalla zona di saturazione, altrimenti per correnti elevate, si avrebbero tensioni troppo elevate e si brucerebbe il componente, che perderebbe troppo. In quella zona, ci si può finire o perchè c'è troppa corrente e quindi il mosfet è caratterizzato da una caratteristica sul piano volt amperometrico in cui nel punto di lavoro perde troppo, oppure perchè viene pilotato male il MOSFET, ad esempio perchè la capacità di bootstrap si è scaricata ed andrei ad applicare una tensione di pilotaggio inferiore, che vorrebbe dire che a parità di corrente, la tensione ai capi del device si

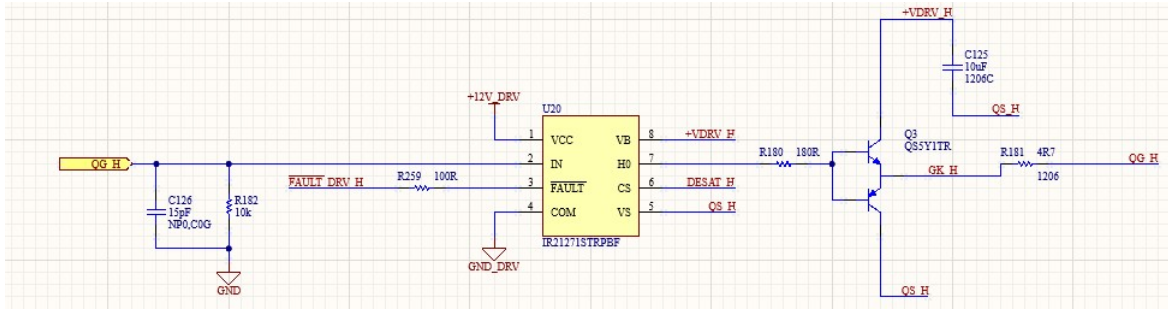


Figura 2.19: Circuito integrato del driver con evidenziazione dei pin

sposta più verso la zona di saturazione, rispetto a quello per un corretto pilotaggio. Di conseguenza deve incorrere la protezione del pin di desaturazione.

Sul datasheet del mosfet è presente una stima del suo valore di resistenza in un determinato range di temperature, i pin di desaturazione rilevano la tensione ai capi del mosfet, per cui si può risalire ad una stima della corrente che attraversa il device, se troppo elevata, il driver comanda lo stato di OFF e viene impedito il passaggio di corrente nel device.

Un aspetto importante del pin di desaturazione è quello del circuito analogico che lo caratterizza: la tensione sul MOSFET dipende dal suo stato, di conduzione o di interdizione. Prendendo come riferimento ad esempio il mosfet high side, quando è aperto, il pin di desaturazione avrebbe tutta la tensione del bus, V_{bus} , nel nostro caso 48 V, per cui si condiziona il segnale utilizzando un diodo, al fine di evitare che la tensione del bus arrivi sul pin del driver, che è un pin di segnale. I due diodi superiori, si occupano invece di evitare che la tensione vada oltre l'intervallo 0-12 V. Il circuito analogico appena esplicitato è il seguente.

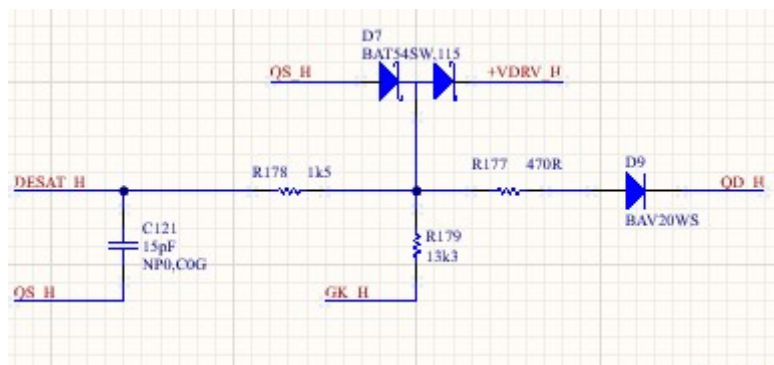


Figura 2.20: Circuiti analogici di condizionamento segnali del driver.

Un'altra utilità fondamentale del pin di desaturazione è la garanzia di protezione ,quando i sensori di corrente, per problemi di banda, non intervengono. I sensori di corrente infatti, hanno una banda limitata.

Nel caso in cui si verificassero dei guasti, e le correnti salissero repentinamente (corto di gamba oppure corto fase-fase) i sensori di corrente non sarebbero capaci di rilevarle , per cui interverrebbe nuovamente la protezione di desaturazione, che in generale protegge dai picchi di correnti, non per un guasti di tipo termico.

Il Pin In arriva dal microcontrollore. Quando arrivano i 3.3 V dal microcontrollore a quel pin,l'ingresso si eleva a 12 V e viene comunicato in uscita con il seguente circuito analogico, tra il pin VB e il pin VS.

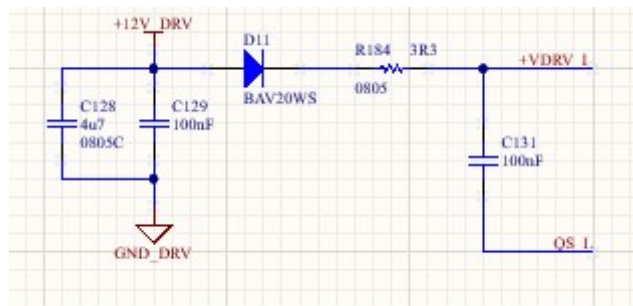


Figura 2.21: Circuito analogici tra primario e secondario del driver

Se il driver va in fault è necessario comunicarlo fuori alla CPLD e successivamente al microcontrollore, chiudendo con un open drain. Il fault è negato, quando si è in fault sono presenti 0 V, quando no sono presenti 3.3 V.

2.1.5 MOSFET



Figura 2.22: MOSFET impiegato per modulazione

Gli switch che sono stati impiegati per la modulazione e la conseguente regolazione del valore medio di tensione di alimentazione del motore sono i mosfet, due per ogni gamba, ed uno aggiuntivo disposto sulla gamba freno, per evitare il danneggiamento

del DC link, in caso di frenatura da parte del motore. Vengono comandati dai driver, i quali tramite i bootstrap capacitor applicano una tensione di 12 V tra gate e source, comandandone la conduzione, oppure una tensione nulla, determinandone l'interdizione.

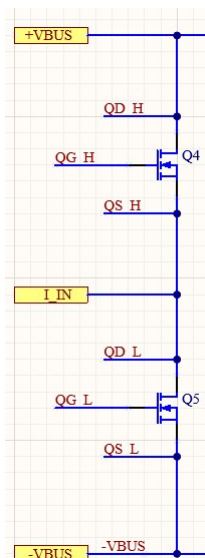


Figura 2.23: MOSFET impiegati per una gamba dell'inverter

2.1.6 Sensori di corrente ad effetto Hall

Le tre correnti di fase dell'inverter sono monitorate tramite dei sensori di corrente a effetto Hall. In particolare si tratta di tre sensori modello ACS730KLCTR-40AB-T prodotti dalla Allegro. I sensori di corrente ad effetto hall hanno lo scopo di misurare le correnti e di comunicarne il valore al microcontrollore, al fine di evitare che raggiungano valori troppo elevati.

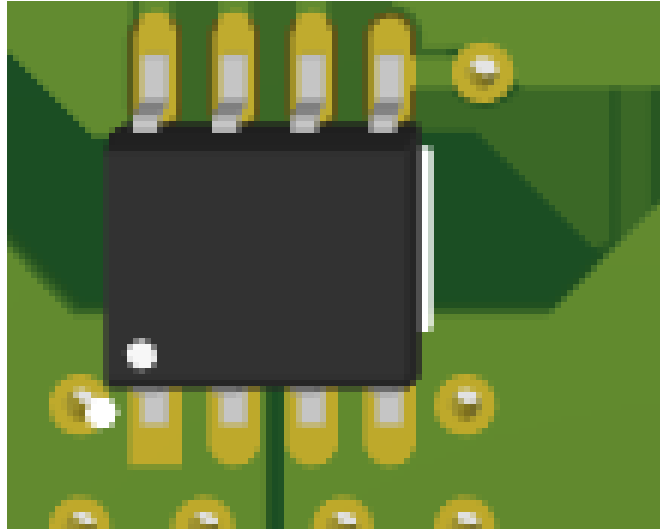


Figura 2.24: Sensore di corrente integrato

Questi sensori acquisiscono la corrente da misurare in ingresso e forniscono un segnale in tensione, che va da 0 a 5 V. Ci sono due pin adibiti al segnale di uscita in tensione, indicati con VIOUT e VZCR.

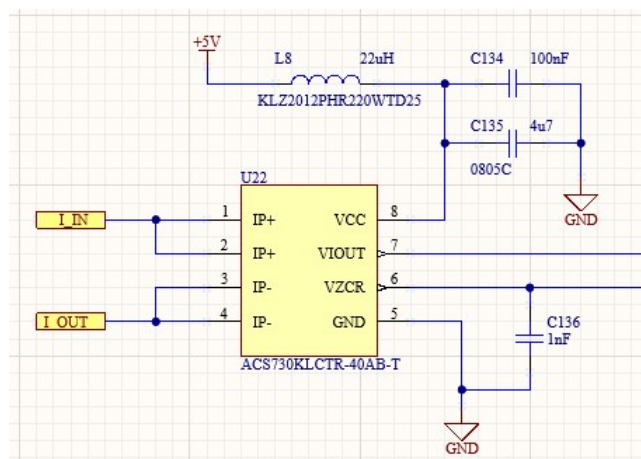


Figura 2.25: Schema del driver.

VIOUT è un pin la cui tensione dipende dalla corrente misurata, VZCS è un pin alimentato a metà del fondo scala di alimentazione, per cui a 2.5 V, nel caso di alimentazione a 5V. La sensibilità di questo sensore è 50mV/A, con fondo scala di ± 40 A e banda 1 MHz. L'offset a metà del fondo scala permette di misurare correnti negative. Nel caso in cui il segnale di alimentazione fosse un po' rumoroso, l'offset si adatta, e la tensione di uscita sul VIOUT, se calcolata come differenza da quell'offset, non sente il disturbo. Il segnale in uscita al sensore viene poi opportunamente scalato e filtrato tramite uno stadio di condizionamento analogico (amplificatore operazionale in configurazione differenziale), prima di essere mandato all'ADC del microcontrollore (0-3.3V). In Fig. 2.26 è visibile lo stadio di condizionamento analogico utilizzato per i sensori di corrente.

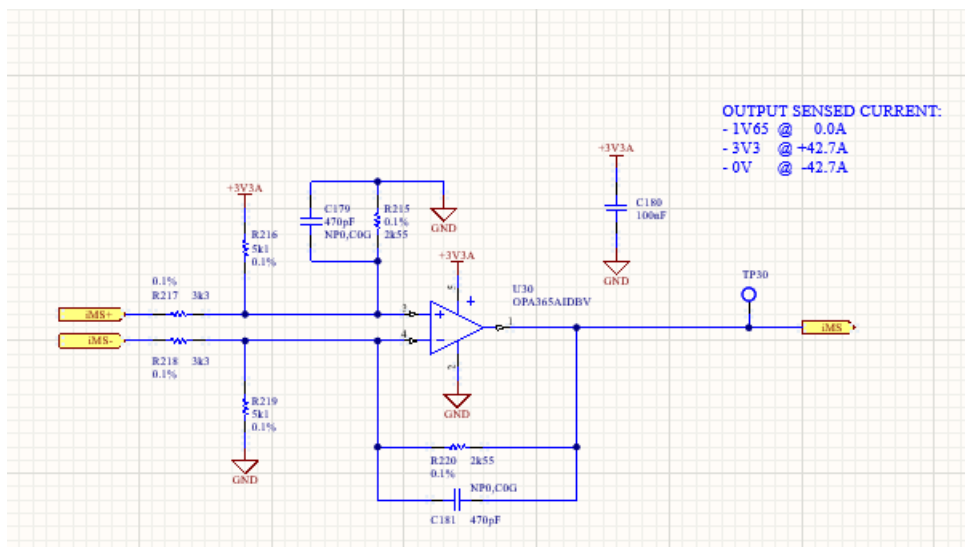


Figura 2.26: Schematico del sistema di condizionamento analogico del sensore di corrente.

Dallo schema circuitale qui rappresentato se ne può ricavare il guadagno, risolvendone il circuito, sfruttando le ipotesi di idealità degli amplificatori operazionali, che sono sostanzialmente verificate.

Questo operazionale dispone anche delle resistenze R216 e R219, per realizzare l'offset, in modo da misurare anche le correnti negative, un offset a metà scala dei 3.3V. Le capacità presenti hanno lo scopo di filtrare il rumore alle alte frequenze.

2.1.7 Sistema di misurazione per la tensione di DC-link

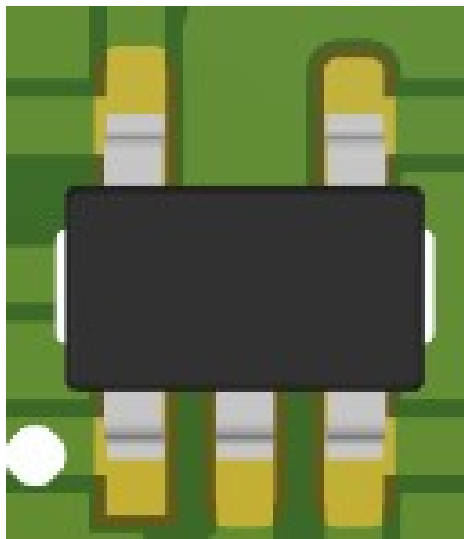


Figura 2.27: Amplificatore operazionale utilizzato per la misura della tensione di DC-link.

Il principio è identico al sistema precedentemente analizzato. In questo caso non sono presenti le due resistenze per applicare l'offset in uscita, infatti la tensione con l'alimentatore utilizzato è sempre maggiore o uguale a 0, da un minimo di 0 V ad un massimo di 48 V.

2.1.8 Altri Sistemi di Misurazione General Purpose

Sono inoltre presenti due stadi di condizionamento analogico che possono essere utilizzati a piacimento per l'acquisizione di grandezze elettriche esterne all'inverter. In particolare, uno di questi è stato configurato in modo da misurare il valore della termocoppia presente all'interno della macchina elettrica utilizzata. Il secondo stadio di condizionamento analogico è stato configurato in modo da misurare il segnale di tensione proveniente dal torsiometro. Questo ci permette di misurare la coppia in uscita alla macchina elettrica.

2.1.9 Comparatori

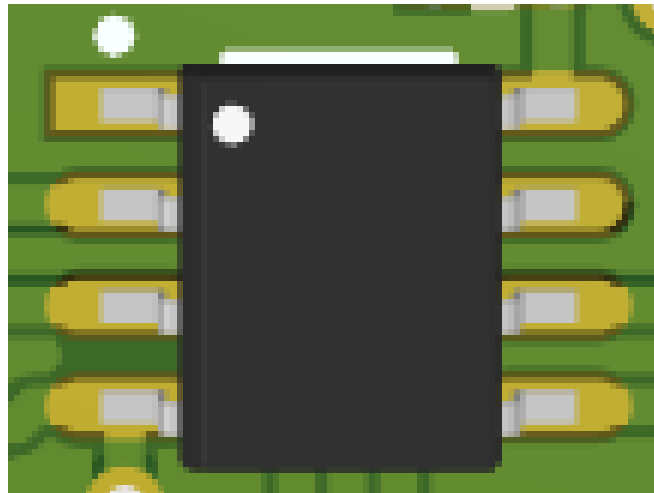


Figura 2.28: Comparatore utilizzato per le protezioni di sovracorrente.

I comparatori di tensione sono collegati in uscita al sistema di condizionamento analogico dei sensori di corrente. Come detto precedentemente il sistema di condizionamento analogico del sensore di corrente restituisce una tensione proporzionale alla corrente di fase con un offset di 1.65 V. Detto diversamente quando la tensione in uscita al sistema di condizionamento analogico è pari a 1.65 V la corrente di fase è pari a zero. I comparatori sono stati configurati in modo da intervenire quando la tensione in uscita al sistema di condizionamento analogico di corrente è al di sopra o al di sotto di una certa soglia. In questo caso particolare, V_{ref+} e V_{ref-} hanno un valore tale per cui l'uscita del comparatore di tensione genera il fault ($FAULT_CRT=3.3V$) quando la corrente di fase supera i 41 A. Il fault viene poi comunicato direttamente alla CPLD che si occupa di portare l'inverter in condizioni di sicurezza.

Questi componenti sono presenti tenendo conto che questi strumenti vengono utilizzati anche a scopo didattico, per cui se uno studente, sbagliando, non dovesse implementare la protezione, il comparatore interviene. Ce n'è uno per ogni fase. Vi è inoltre un quarto comparatore di tensione collegato in uscita allo stadio di condizionamento analogico della tensione di DC-link. In questo caso il comparatore genera il fault quando la tensione di DC-link supera i 60 V. Anche in questo caso il fault viene comunicato alla CPLD che si occupa di mandare l'inverter in protezione e di pilotare la gamba freno. Anche in questo caso si tratta di una protezione aggiuntiva che è stata aggiunta al fine di garantire l'integrità dell'inverter nel caso in cui lo studente non pilotasse opportunamente la gamba freno.

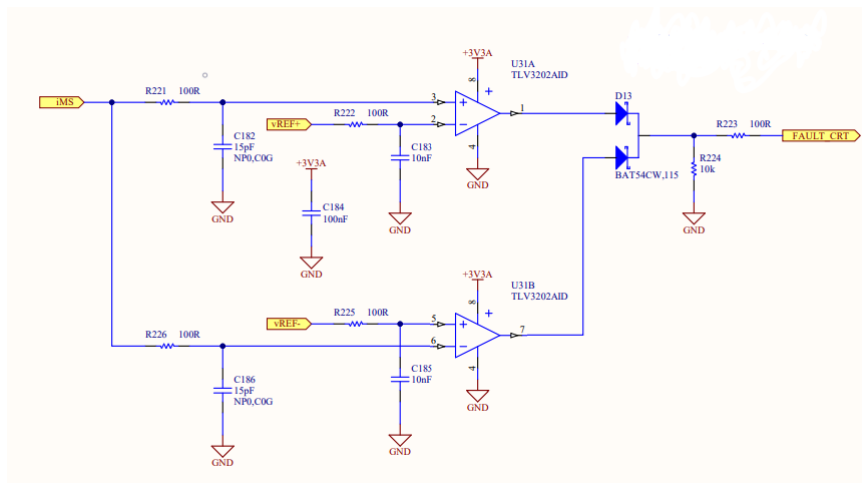


Figura 2.29: Schema circuitale del comparatore di tensione utilizzato per le protezioni di sovracorrente.

2.1.10 Alimentatori

Sul PCB sono presenti una serie di alimentatori, utilizzati per i servizi ausiliari dell'inverter. In particolare vengono alimentati i circuiti analogici, i circuiti digitali, i driver e varie periferiche tra cui il CAN, l'encoder, l'interfaccia bluetooth e una comunicazione SPI optoisolata. Il primo alimentatore è quello che riceve in ingresso la tensione di bus, pari a 48 V. Ha la funzionalità di un Buck, per cui un campo di regolazione dagli 0 V a, in questo caso, 48 V. L'uscita di questo alimentatore è stata settata a 12 V, infatti numerosi dispositivi presenti sul PCB sono alimentati proprio a questa tensione (Gate Driver). Il circuito integrato modello LM5164DDAR mostrato in Fig. 2.30 contiene al suo interno un convertitore Buck completo di elettronica di controllo e parte di potenza (gamba di inverter con MOSFET). L'induttore utilizzato dal Buck (L9) è esterno all'integrato ed è visibile in Fig. 2.30. La tensione in uscita al Buck viene regolata esternamente tramite una rete in retroazione resistiva costituita dai resistori R194 e R196. Inoltre la frequenza di switching è regolata sempre esternamente tramite la resistenza R197. Il cui valore è stato impostato per avere una frequenza di switching pari a 260 kHz. Inoltre in cascata è collegato un secondo stadio LC (L10 e C141) che ha lo scopo di isolare le alimentazioni che vanno ai driver dalle alimentazioni utilizzate per il sistema di controllo. In cascata vi sono altri alimentatori, utilizzati per ottenere tensioni inferiori, come i 3.3 V per alimentare il microcontrollore, i 5 V, per alimentare l'encoder ed i sensori di corrente.

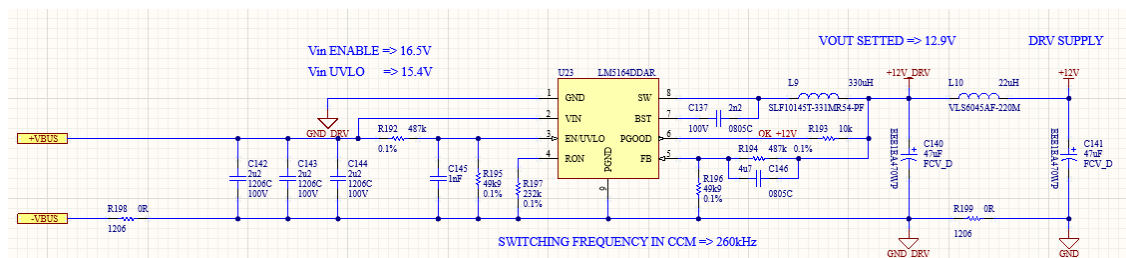


Figura 2.30: Alimentatore DC-DC da 48 V a 12 V.

L'alimentatore utilizzato per generare i 5 V necessari ad alimentare l'encoder e l'interfaccia CAN, è un alimentatore DC-DC isolato, così come quello del microcontrollore e la CPLD. Non è possibile regolare la tensione, nel caso ci fosse la necessità bisognerebbe cambiare il circuito integrato, con un diverso rapporto di trasformazione. In Fig. ?? e 2.32 lo schema circuitale di entrambi.

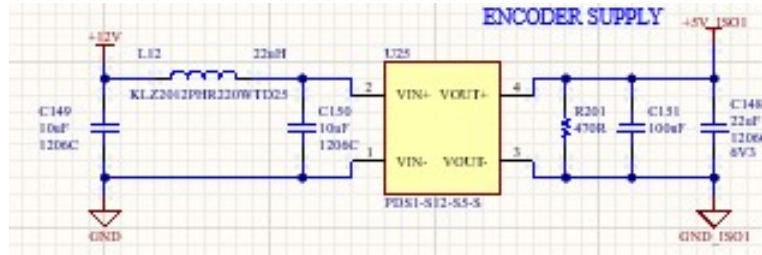


Figura 2.31: Alimentatore a 5 Volt dell' encoder

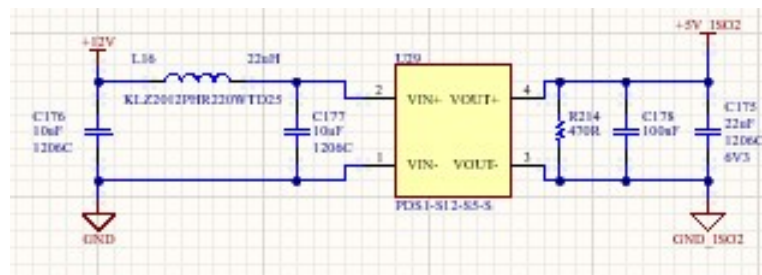


Figura 2.32: Alimentazione per la comunicazione via CAN

Gli alimentatori utilizzati a generare i 3.3V necessari ad alimentare il microcontrollore la CPLD e dei sensori di corrente, invece, possiedono gli switch interni al circuito integrato, per poter modulare e regolare la tensione di uscita, per cui si può modificare la tensione di uscita con una azione di tipo software, riprogrammandoli, piuttosto che con un'azione di tipo hardware, sostituendo il circuito integrato. Di seguito lo schema circuitale di entrambi.

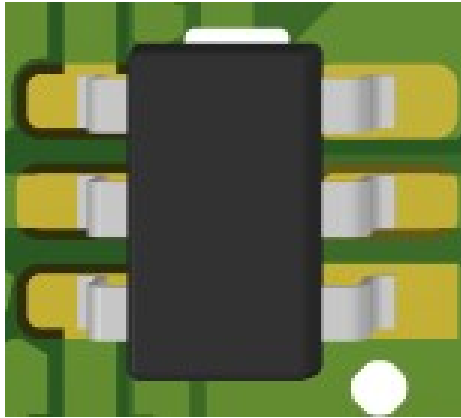


Figura 2.33: Circuito integrato dell'alimentatore del microcontrollore

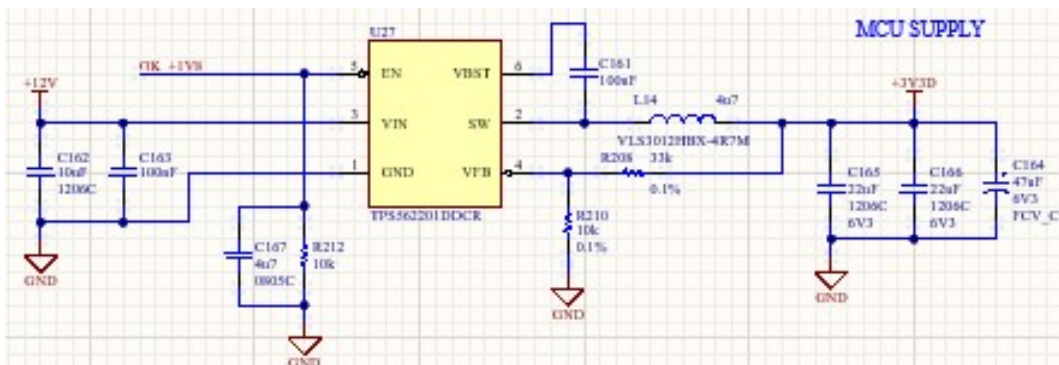


Figura 2.34: Schema circuitale dell'alimentatore del microcontrollore

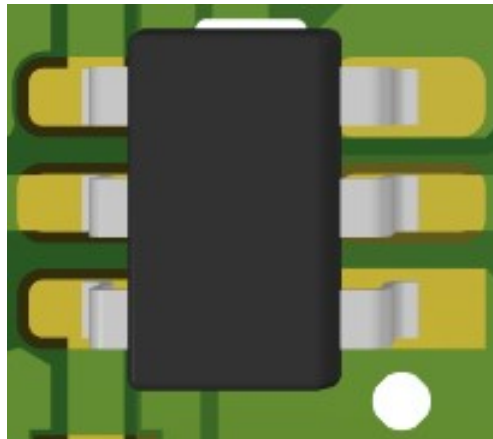


Figura 2.35: Circuito integrato dell'alimentatore dei sensori di corrente e del DAC.

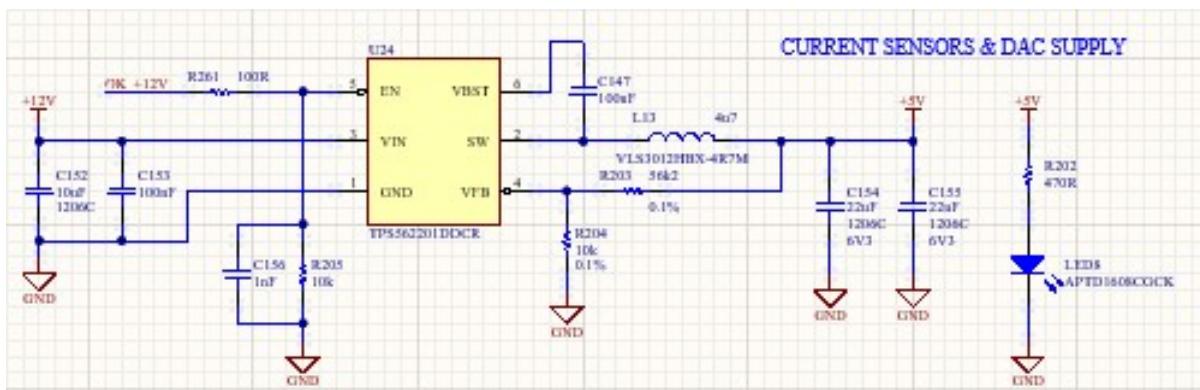


Figura 2.36: Schema circuitale dell'alimentatore dei sensori di correnti e del DAC

2.2 Motore SPM(surface permanent magnet)

I terminali del PCB inverter sono collegate con le tre fasi di un motore sincrono a magneti permanenti, con lo scopo di comandarlo in modo corretto, sulla base del punto di lavoro al quale si vuol fare lavorare la macchina elettrica.

Il motore in questione è di tipo brushless SPM(surface permanent magnet) , non ha coppia di riluttanza, ma solo ed esclusivamente elettromagnetica, per interazione flusso-corrente. La coppia si controlla con corrente in asse q ed è esattamente proporzionale alla corrente.

Il motore SPM ha un modello di macchina piuttosto semplice. Le equazioni di macchina su assi dq sono le seguenti:

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} + j\omega\bar{\lambda}_s \\ \bar{\lambda}_s = \begin{vmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{vmatrix} \bar{i}_s + \begin{vmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{vmatrix} \end{cases}$$

L_s è l'induttanza sincrona, R_s la resistenza degli avvolgimenti statorici, λ_m il flusso concatenato prodotto dai magneti, ω la pulsazione elettrica delle grandezze elettriche e v_s la tensione di fase di statore. In un funzionamento ordinario, la coppia viene controllata con la corrente i_{sq} e si pone la corrente i_{sd} pari a 0, facendo in modo di spendere la minima corrente a parità di coppia erogata. L'espressione della coppia diventa:

$$T = \frac{3}{2}p(\bar{\lambda}_s \wedge \bar{i}_s) = \frac{3}{2}p\lambda_m i_{sq}$$

La coppia è proporzionale alla i_{sq} . Il fattore di coppia K_t è pari a:

$$K_t = \frac{3}{2}p\lambda_m \quad (2.1)$$

Il fattore K_t lo si può considerare costante entro un determinato range di valori di coppia, oltre un determinato limite, in sovraccarico, diminuisce a causa del fenomeno della saturazione.

Di seguito lo schema a blocchi del controllo utilizzato per controllare la macchina, sulla base del suo modello fisico. La tecnica di controllo utilizzata verrà descritta nei paragrafi successivi.

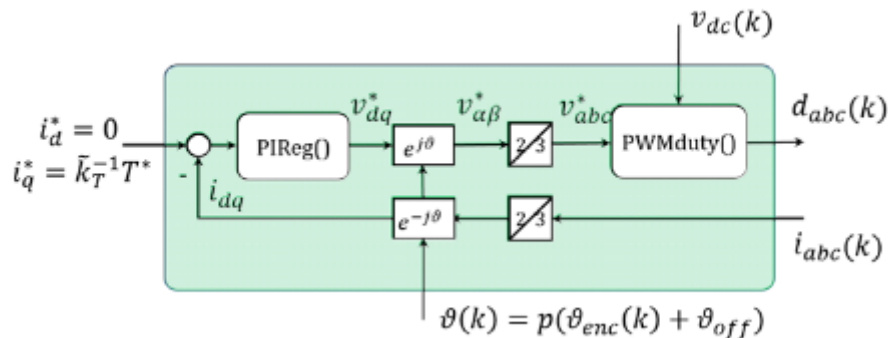


Figura 2.37: controllo vettoriale di corrente del motore sincrono isotropo

Come si evince da Fig. 2.37 la strategia di controllo viene eseguita su assi rotanti, in modo da limitare la banda dei regolatori e non commettere errori dati da disturbi in alta frequenza. Questo richiede la conoscenza della posizione del riferimento rotante istante per istante, definita dall'angolo θ . La posizione meccanica del motore viene misurata tramite un encoder incrementale.

La posizione del rotore viene determinata contando gli impulsi a partire da una determinata posizione di zero, segnalata sulla ruota ottica . Come posizione di inizio conteggio si sceglie come riferimento l'asse d. Inoltre è necessario tenere conto di un offset di sfasamento tra l'asse d e la tacca di zero dell'encoder, misurato all'avvio del controllo durante la fase di PARKING. Maggiore è il numero di tacche sulla ruota ottica, maggiore è la risoluzione dello strumento e più accurata sarà la descrizione della posizione angolare,necessarie per l'implementazione della strategia di controllo.

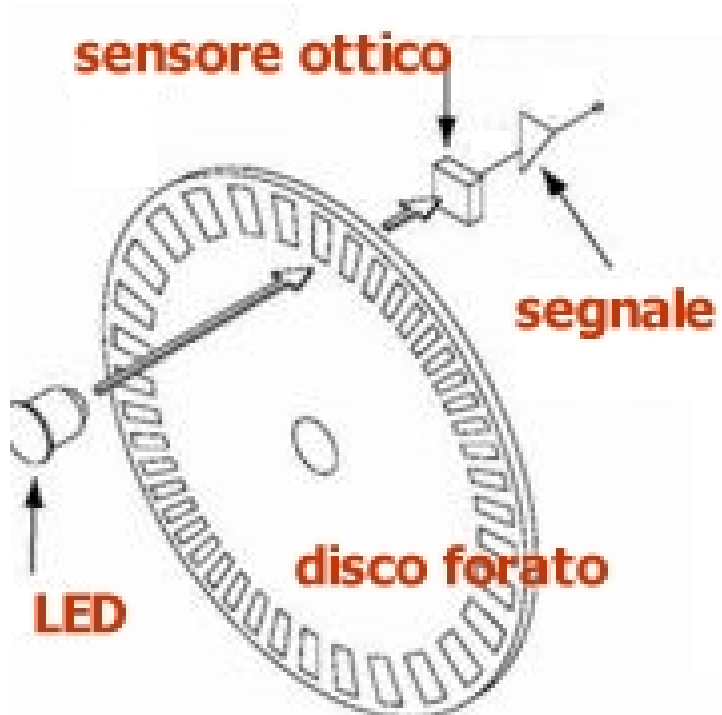


Figura 2.38: Immagine encoder ottico.

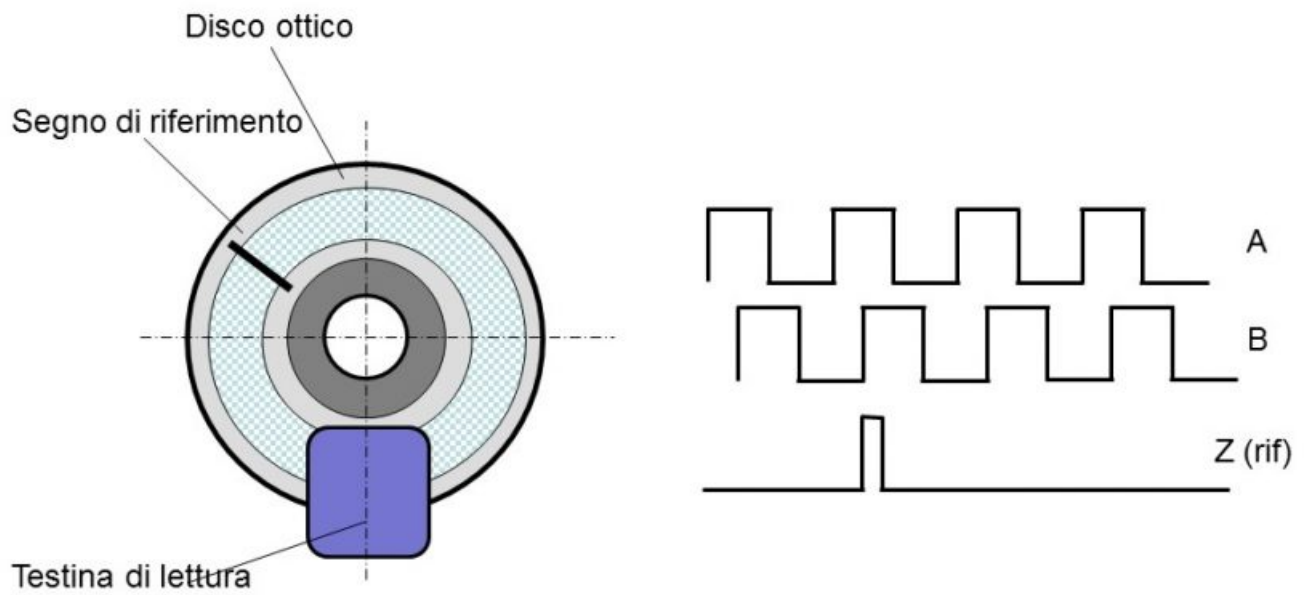


Figura 2.39: Schema di funzionamento di un encoder incrementale.

Capitolo 3

Routine di controllo

3.1 Test preliminari

Il primo approccio sperimentale è stato quello di eseguire dei test preliminari, su un carico trifase induttivo. Dapprima è stata eseguita la procedura di tuning dei guadagni proporzionale ed integrale del regolatore PI degli anelli di corrente, in modo che il controllo avesse una risposta dinamica adeguata, sia dal punto di vista della banda passante che dal punto di vista delle oscillazioni.

Questo test è stato eseguito in DC, imponendo un riferimento a pulsazione pari a 0 ed imponendo corrente sul solo asse d. Una volta completata questa procedura, l'obiettivo successivo è stato quello di generare una sinusoide di corrente, utilizzando la tecnica di modulazione PWM, imponendo un riferimento rotante, a diverse pulsazioni elettriche, e verificarne i risultati sull'oscilloscopio.

3.2 Controllo di Macchina

3.2.1 State Machine

Lo step successivo, è stato quello di procedere al collegamento del motore elettrico all'inverter, e farlo girare a vuoto.

L'implementazione del controllo è stata strutturata utilizzando un approccio "State Machine". La State Machine utilizzata ha un totale di cinque stati, più alcuni stati utilizzati a scopo di debug.

Il primo stato in cui il controllo entra di default all'avvio è quello di ERROR. In questo stato le uscite dell'inverter sono disattivate e tutte le variabili di controllo vengono inizializzate.

Nello stato ERROR si entra quando il microcontrollore viene acceso o resettato, oppure quando durante la routine di controllo avviene qualcosa di anomalo, che può

portare al danneggiamento dei componenti hardware, come ad esempio una sovracorrente

Lo State successivo è quello di WAKE_UP , all'interno del quale vengono eseguite le procedure di calcolo degli offset dei convertitori analogico digitali, riguardo le misure di corrente e la pre-ricarica delle capacità di bootstrap, per il comando dei MOSFET.

Eseguiti i calcoli, dopo un certo tempo impostato, avviene il passaggio allo stato READY, stato di attesa, attraverso il quale si può passare allo stato di COMMISSIONING.

Lo stato di COMMISSIONING prevede l'allineamento dell'asse d con la tacca di zero dell'encoder , a meno di un offset, dato come noto, precedentemente calcolato con una prova dedicata . La conoscenza della posizione dell'asse d è importante per le strategie di controllo di macchina, che avvengono come già accennato su assi rotanti alla velocità di sincronismo. Normalmente questo State deve assicurarsi che avvenga almeno una rivoluzione meccanica, per avere la certezza di riuscire a misurare l'impulso relativo alla tacca di zero dell'encoder.

A seguire , lo state START , dove viene eseguito il codice di controllo della macchina elettrica (descritto dettagliatamente nel paragrafo successivo). Il controllo della macchina elettrica è stato eseguito sulla base dell'obiettivo finale della sperimentazione, ovvero quella di ottenere le mappature di flusso, e di efficienza della macchina, facendola lavorare in un determinato numero di punti di lavoro(coppie di correnti id-iq per la mappatura di flusso e punti di coppia-velocità per quella di efficienza) ed esplorarne i valori di flussi su assi rotanti d-q per quella di flusso, e di rendimento, per quella di efficienza, come verrà descritto nei paragrafi successivi.

3.2.2 Implementazione del Controllo di Macchina

Le tecniche di controllo utilizzate per questa fase di test sperimentali sono state la tecnica I/hz e la tecnica FOC (Field Oriented Control).

Il primo consiste in un controllo in anello chiuso sensorless, che ricava l'angolo del riferimento rotante su assi d-q tramite integrazione del riferimento di velocità motore.

Questo tipo di controllo è spesso utilizzato per avviare delle procedure di PARKING, di cui fa parte lo state COMMISSIONING precedentemente descritto, al fine di trovare la tacca di posizione zero per encoder incrementali, o per calcolare l'offset presente tra la tacca suddetta e l'asse d del motore, tutte procedure necessarie per garantire accuratezza circa la posizione del riferimento rotante , ed avviare procedure di controllo più sofisticate ed efficaci, come ad esempio il FOC.

Il controllo FOC può essere di due tipi: diretto o indiretto. In questo caso è stato implementato un controllo indiretto, con ingresso in velocità. La posizione del rotore in questo caso deriva da un encoder incrementale, per cui sono state necessarie le procedure di PARKING precedentemente descritte, prima di passare al vero e proprio controllo in field oriented, per il controllo di macchina nella sua condizione di esercizio.

Di seguito lo schema di un controllo FOC con ingresso in coppia.

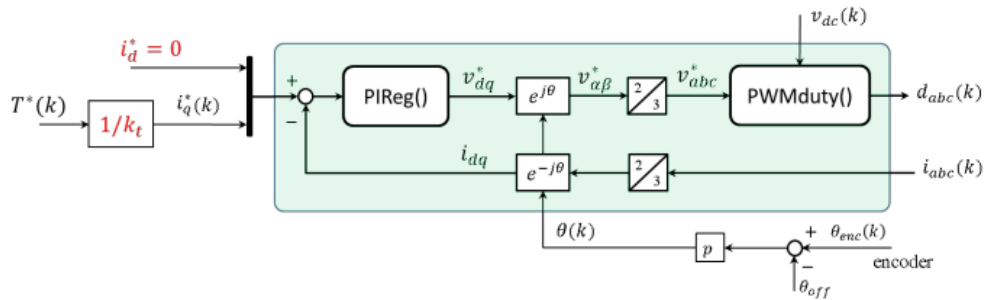


Figura 3.1: Schema a blocchi di un FOC con riferimento in coppia.

3.3 Set-up Hardware

Una volta implementato il controllo FOC, avendone verificato il corretto funzionamento, lo step successivo è quello di realizzare il banco di prova, al fine di eseguire le mappature del motore, una di flusso ed una di efficienza.

Il banco di prova per eseguire la mappatura del motore è realizzato in configurazione back-to-back. I due motori, machine under test (MUT) e driving machine (DM), sono identici, e alimentati dallo stesso alimentatore, in questo caso un alimentatore in DC a 48V. La machine-under-test viene controllata in coppia, la driving-machine in velocità, con lo scopo di imporre la velocità, per ciascun punto di lavoro di coppia della machine under test.

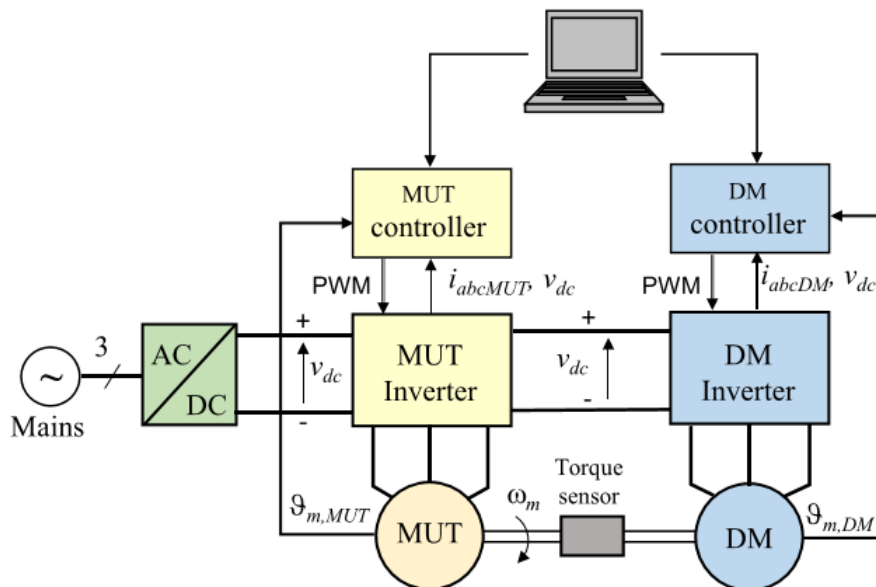


Figura 3.2: Schema Configurazione Back to Back del Banco di Prova.

3.4 Controllo della Driving Machine Tramite CAN

La comunicazione tra le due macchine elettriche è stata realizzata tramite CAN. Nacque originariamente per l'industria automobilistica, ma si è diffuso presto nell'automazione industriale per le sue caratteristiche di robustezza ed affidabilità. La machine under test comunica alla driving machine via CAN la velocità che deve imporre.

3.5 Routine di mappatura

3.5.1 Mappatura di Flusso: principio generale

La mappatura di flusso di una macchina elettrica consiste nel rendere noti i flussi di macchina in componenti d-q, in un determinato numero di punti di lavoro, sul piano delle correnti id-iq. In questa tipologia di macchina elettrica, viene posizionato l'asse d in corrispondenza dei magneti del rotore e l'asse q sfasato di 90 gradi elettrici. Le equazioni magnetiche che descrivono il modello sono le seguenti:

$$\lambda_d = L_{eq} i_d + \lambda_{md} \quad (3.1)$$

$$\lambda_q = L_{eq} i_q \quad (3.2)$$

Le induttanze equivalenti utilizzate indicate con L_{eq} , si riferiscono ai fenomeni di accoppiamento magnetico totale per ciascuna fase, comprensivi degli auto e dei mutui accoppiamenti magnetici induttivi.

Come si intuisce dalle equazioni, il contributo di flusso dei magneti è presente sul solo asse d, proprio per la scelta di posizionamento del riferimento. Sulla base di questa scelta e sulla base del modello elettromagnetico della macchina, si sviluppa la strategia di controllo FOC precedentemente descritta.

La machine-under-test viene controllata in coppia, in modo da imporre un determinato punto di lavoro riferito alle correnti id-iq, e successivamente vengono calcolati i flussi, facendo in modo che la driving machine, imponga la velocità della macchina tipicamente ad un terzo della nominale, mantenendola costante. Il modello di questa macchina è particolarmente semplice, in quanto il controllo in coppia, si può tradurre in un controllo in corrente, imponendo come nulla la corrente in asse d e scalando il valore di coppia desiderato con la costante K_t , per imporre la coppia desiderata, come descritto dallo schema a blocchi precedente proposto, in Fig. 3.1

Il modello utilizzato per il calcolo dei flussi, è un modello dinamico a regime, nel quale vengono ragionevolmente trascurate le perdite nel ferro, grazie all'imposizione di una velocità non troppo elevata.

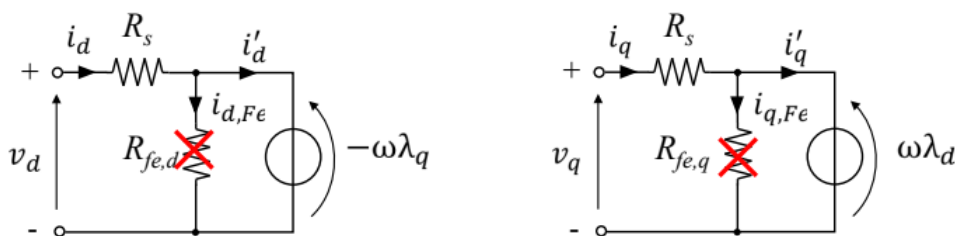


Figura 3.3: Immagine modello dinamico portato a regime senza Pfe.

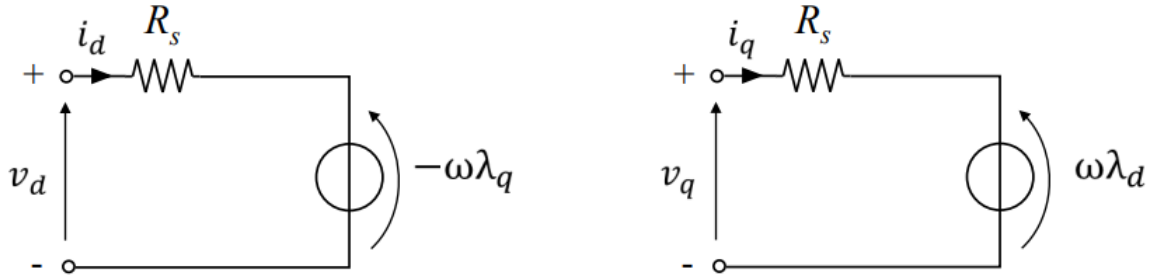


Figura 3.4: Immagine modello dinamico portato a regime senza Pfe.

Le equazioni elettriche del modello nel funzionamento da motore sono le seguenti:

$$v_d = R_s i_d + \lambda_q \omega \quad (3.3)$$

$$v_q = R_s i_q + \lambda_d \omega \quad (3.4)$$

Da queste relazioni possono essere esplicitati i flussi:

$$\lambda_d = \frac{v_q - R_s i_q}{\omega} \quad (3.5)$$

$$\lambda_q = \frac{-v_d + R_s i_d}{\omega} \quad (3.6)$$

La procedura completa per rendere noti i flussi della macchina in ogni punto di lavoro prevede lo sfruttamento della reversibilità della macchina e di imporre il funzionamento motore-generatore-motore, invertendo il segno della corrente in asse q ad ogni step di inversione. Le equazioni elettriche che descrivono il funzionamento generatore sono le seguenti:

$$v_d = R_s i_d - \lambda_q \omega \quad (3.7)$$

$$v_q = -R_s i_q + \lambda_d \omega \quad (3.8)$$

Da queste relazioni possono essere esplicitati i flussi:

$$\lambda_d = \frac{v_q + R_s i_q}{\omega} \quad (3.9)$$

$$\lambda q = \frac{-vd + Rsid}{\omega} \quad (3.10)$$

Questa procedura ha lo scopo di elidere dal calcolo dei flussi, la caduta di tensione resistiva, combinando le equazioni magnetiche caratterizzanti ogni step di funzionamento. La resistenza infatti, è un parametro molto sensibile, che varia fortemente con la temperatura. Questa incertezza sul parametro resistivo contribuirebbe sicuramente a rendere più inaccurato il calcolo dei flussi di macchina.

Le equazioni risultanti da questa triplice inversione di funzionamento macchina, attraverso le quali vengono calcolati i flussi per ogni punto di lavoro testato, sono le seguenti:

$$\lambda d = \frac{1}{2\omega} (vq2 + \frac{vq1 + vq3}{2}) \quad (3.11)$$

$$\lambda q = -\frac{1}{2\omega} (\frac{vd1 + vd3}{2} - vd2) \quad (3.12)$$

Ad ogni variazione del funzionamento della macchina, viene inviato un trigger al data recorder, il quale inizia con la parte di campionamento, memorizzazione ed elaborazione dati, sfruttando le relazioni di calcolo che governano il modello elettromagnetico della macchina su assi d-q.

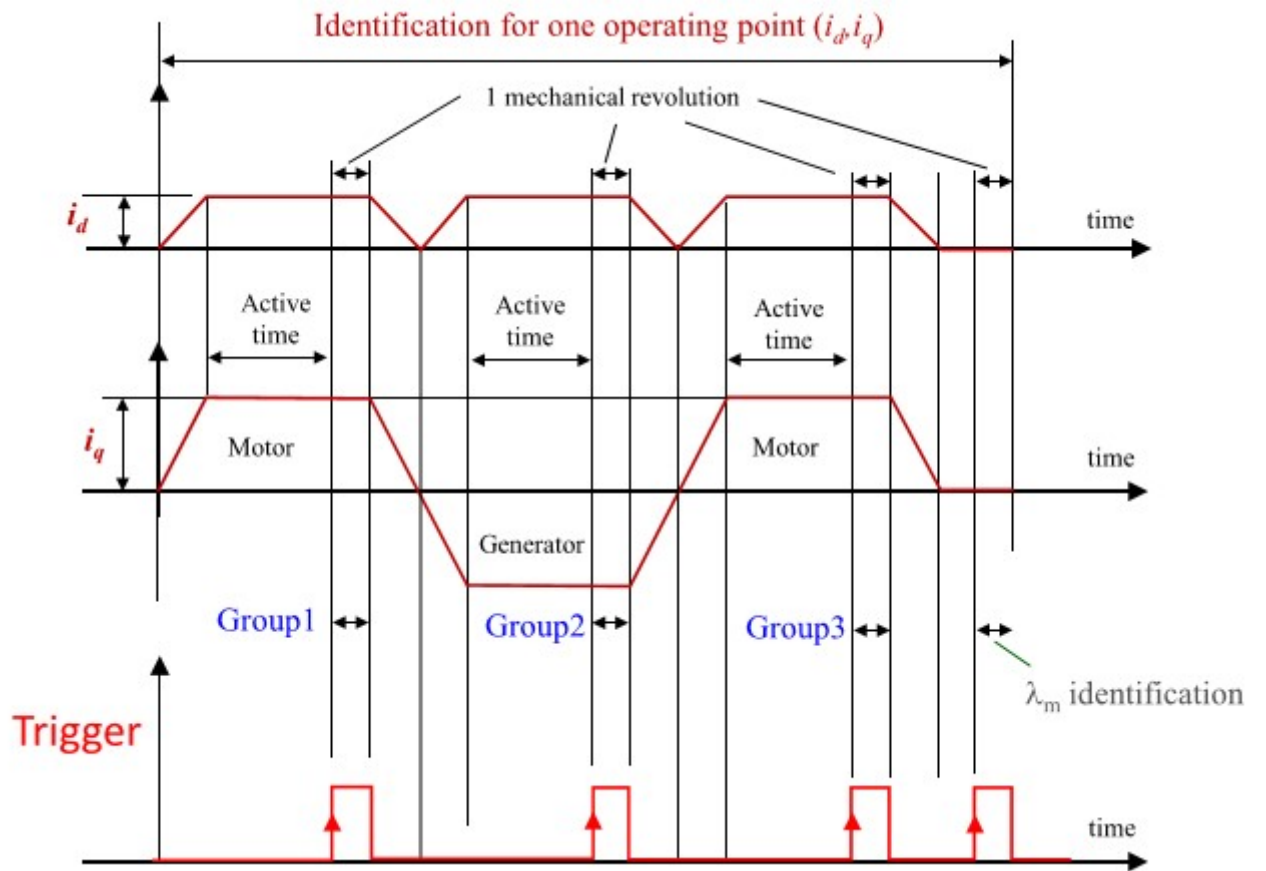


Figura 3.5: Immagine funzionamento macchina durante un punto di mappatura.

Per l'implementazione di questa procedura, all'interno dello State machine di START, è stata implementata una funzione dedicata, in modo che venisse svolto il calcolo dei flussi in componenti d-q, una volta impostati in ingresso una coppia di punti corrente su assi d-q, con il metodo precedentemente descritto. In particolare in questa funzione, sono presenti vari State, ognuno dei quali adibito ad una specifica funzionalità. I primi State, sono quelli dedicati alla impostazione delle correnti: entrambe, in assi d e q, vengono impostate con l'implementazione di una rampa. Una volta che le rampe hanno raggiunto i valori di riferimento vengono eseguiti alcuni State dedicati al calcolo delle grandezze di interesse, come medie di più valori acquisiti ad ogni chiamata della interrupt service routine, al fine di avere dei valori più precisi, considerando l'elevata quantità di rumore presente nel sistema. In particolare gli State di SETTling, ovvero di attesa a scopo di stabilizzazione delle grandezze, e gli State di AVERAGE, ove sono presenti i calcoli di media delle grandezze di interesse, per il calcolo dei flussi: tensioni e pulsazioni elettriche, ad ogni variazione di funzionamento. Queste operazioni sono eseguite per 3 volte, una per ogni tipo di funzionamento della macchina, 2 da motore ed uno da generatore e, prima di ciascun cambio di funzionamento, il trigger viene lanciato per l'inizio di campionamento dati da parte del data recorder, con successiva memorizzazione ed elaborazione, per ottenere i valori dei flussi di macchina nei punti di funzionamento richiesti, come già precedentemente anticipato. Nella funzione, inoltre, è prevista un calcolo di integrale di joule, per monitorare la temperatura di macchina, ed evitare di influenzare il flusso dei magneti, per ottenere delle mappe di flusso indipendenti da questa, e fare sì che la macchina lavorasse a temperature pressochè costanti, a meno di una tolleranza stabilita. La macchina infatti in questa tipologia di prova viene sollecitata parecchio dal punto di vista termico. Nel caso in cui la temperatura non stesse in quel determinato range, due State dedicati, uno per il riscaldamento della macchina (HEATING), ed uno per il raffreddamento (COOLING) entrerebbero in gioco, per riportare la temperatura ad un valore accettabile e proseguire con la sperimentazione nel punto di lavoro successivo.

Inoltre è stata implementata una funzione per la compensazione dei tempi morti, in modo da ottenere una tensione di alimentazione più accurata, sulla base del riferimento di corrente fornito al controllo.

Una volta testati tutti i punti di corrente id-iq e avendone calcolato per ognuno i rispettivi flussi, i risultati vengono graficati.

In Fig. 3.6 un esempio di risultato di una mappa di flusso in tre dimensioni.

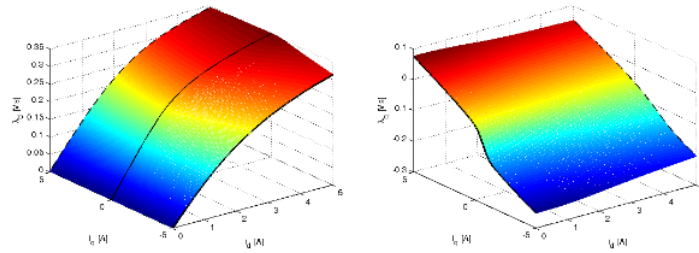


Figura 3.6: Esempio di una mappa di flusso

3.5.2 Mappatura di Efficienza: Principio Generale

La procedura di mappatura di efficienza di un azionamento elettrico consiste nel renderne nota l'efficienza, in un determinato numero di punti di lavoro sul piano coppia-velocità. La driving machine impone una determinata velocità e per quella velocità, il motor-under-test impone le coppie da testare, partendo dalla coppia minima, e via via aumentandola con un determinato delta, fino al raggiungimento della coppia massima.

Una volta eseguito questo ciclo di punti si ripete, questa volta cambiando la velocità e testando i medesimi punti di coppia.

Per ogni punto di lavoro, vengono impostati dei trigger, i quali vengono demandati al data recorder di HBM, il quale procede con il campionamento, la registrazione e l'elaborazione dati, per un determinato periodo di tempo impostato, indicato nella seguente immagine con tsweep. La procedura ha fine, quando anche tutti i punti di velocità da testare vengono esauriti.

Le equazioni che sono alla base dei calcoli dell'efficienza della macchina elettrica in tutti i punti di lavoro sono le seguenti:

la potenza elettrica si calcola come:

$$P_{el} = \frac{1}{T_e} \int_0^T (v_a * i_a + v_b * i_b + v_c * i_c) dt [W] \quad (3.13)$$

Con T_e periodo elettrico, v ed i correnti e tensioni di fase per ogni fase, intesi come grandezze istantanee nel tempo.

La potenza meccanica si esprime come:

$$P_m = T \omega [W] \quad (3.14)$$

Con T coppia meccanica erogata all'albero meccanico e ω velocità angolare dell'albero meccanico.

L'efficienza in un determinato punto di lavoro è data dal rapporto tra le due potenze, in ingresso e in uscita:

$$\eta = \frac{P_m}{P_e} \quad (3.15)$$

Di seguito l'immagine che esprime la procedura di mappatura, per testare i vari punti: per ogni punto di velocità vengono provati tutti i valori di coppia, dopodichè si passa al valore successivo in velocità.

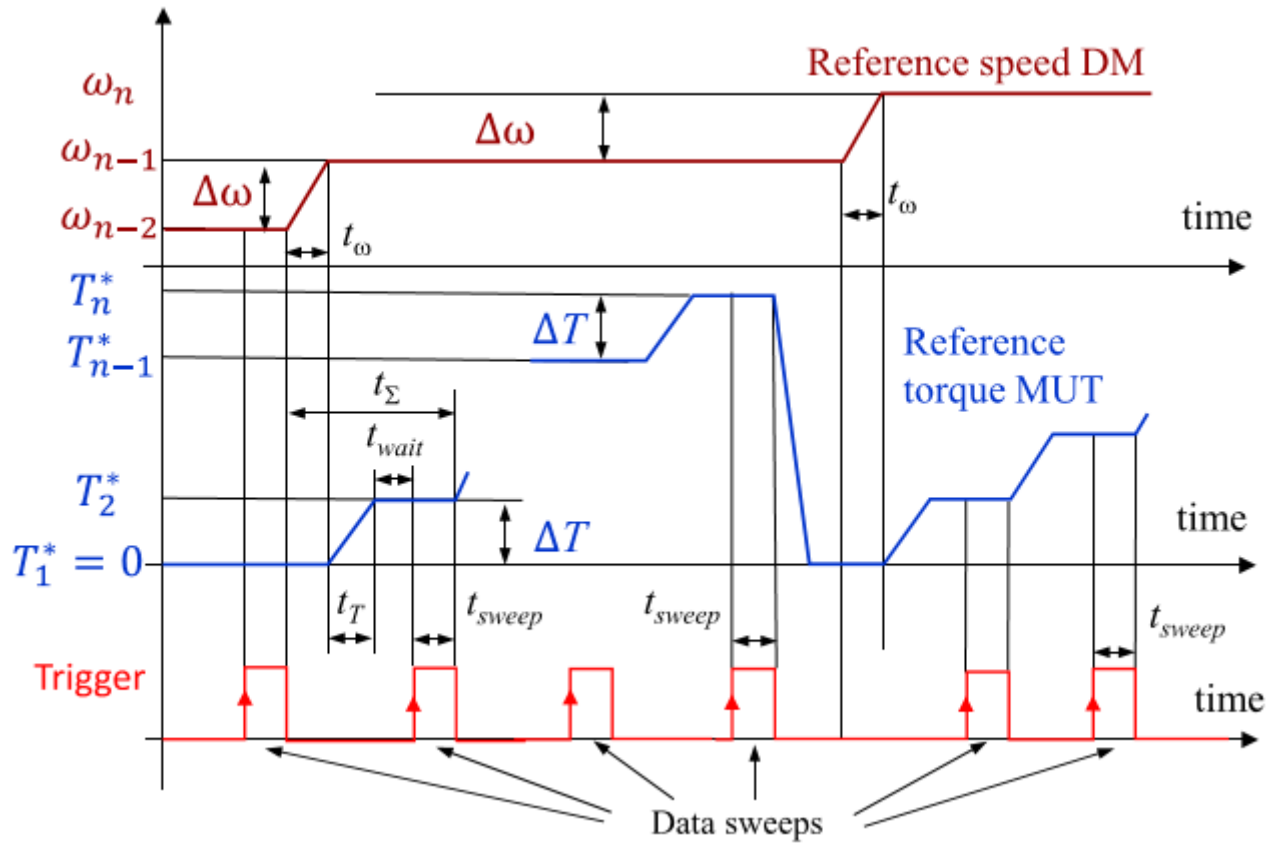


Figura 3.7: Immagine descrittiva della procedura di mappatura di efficienza.

Anche la mappatura di efficienza è stata eseguita implementando una apposita funzione all'interno del codice di programmazione del microcontrollore, all'interno della quale è presente il codice per la realizzazione delle variazioni di velocità e coppia, per eseguire la routine di mappatura come precedentemente descritto. Anche in questa funzione, sono stati implementati degli State, per mantenerla ordinata e compatta. Gli State principali sono quelli di cambio velocità e cambio coppia, implementati gradualmente con delle rampe, con anche quelli dedicati ai tempi per l'elaborazione dati, al fine di avere a disposizione dei valori mediati, e quindi più precisi ed accurati. A differenza della mappatura di flusso, quella di efficienza viene eseguita in meno tempo, di conseguenza non sono stati previsti all'interno della funzione, degli State dedicati al controllo di temperatura della macchina, in quanto il surriscaldamento della macchina è assai improbabile. La maggiore velocità dell'esecuzione di questa procedura è giustificata dal fatto che non è necessaria il cambio di funzionamento della macchina, da motore a generatore e viceversa, in quanto il parametro resistivo non viene utilizzato per l'ottenimento di alcun risultato richiesto. Inoltre, il motore, essendo un motore sincrono a magneti permanenti, sprovvisto di gabbia perciò, ha minore tempi di assestamento per il raggiungimento della condizione di regime, a differenza di un motore asincrono, che avendo la gabbia sul rotore, caratterizzata da una costante di tempo, ha dei tempi di assestamento più lunghi. Alla variazione di ogni coppia il microcontrollore lancia un trigger al data recorder di HBM, che per il tempo di durata di questo, si occupava del campionamento e della successiva memorizzazione ed elaborazione dati, per ottenere i risultati utili alla successiva stesura delle mappe.

In Fig. 3.8 un esempio raffigurante i punti testati durante una mappatura di efficienza.

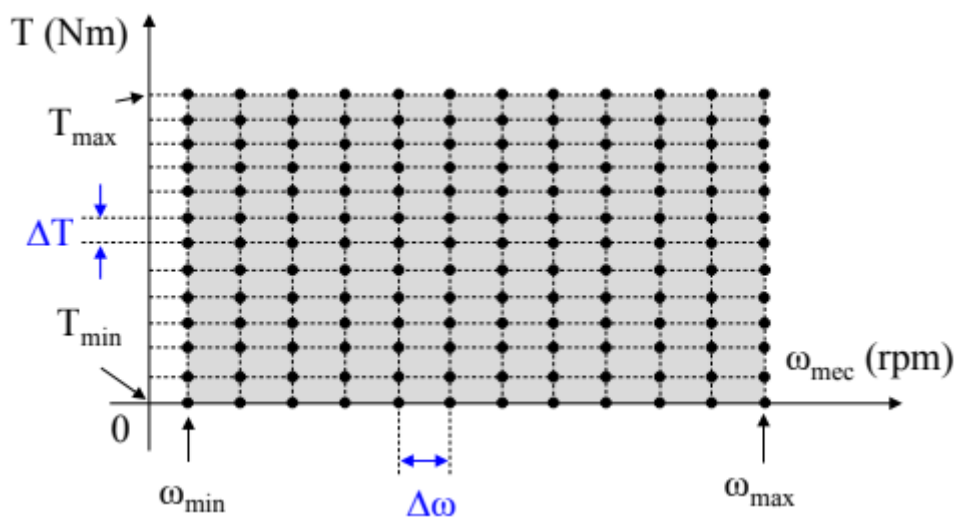


Figura 3.8: Immagine di esempio dei punti di lavoro considerati per la mappa di efficienza.

Una volta cambiata la velocità, dalla velocità minima a quella massima, la mappatura può considerarsi completata ed i risultati graficati. Di seguito un esempio del risultato di una mappa di efficienza di un motore .

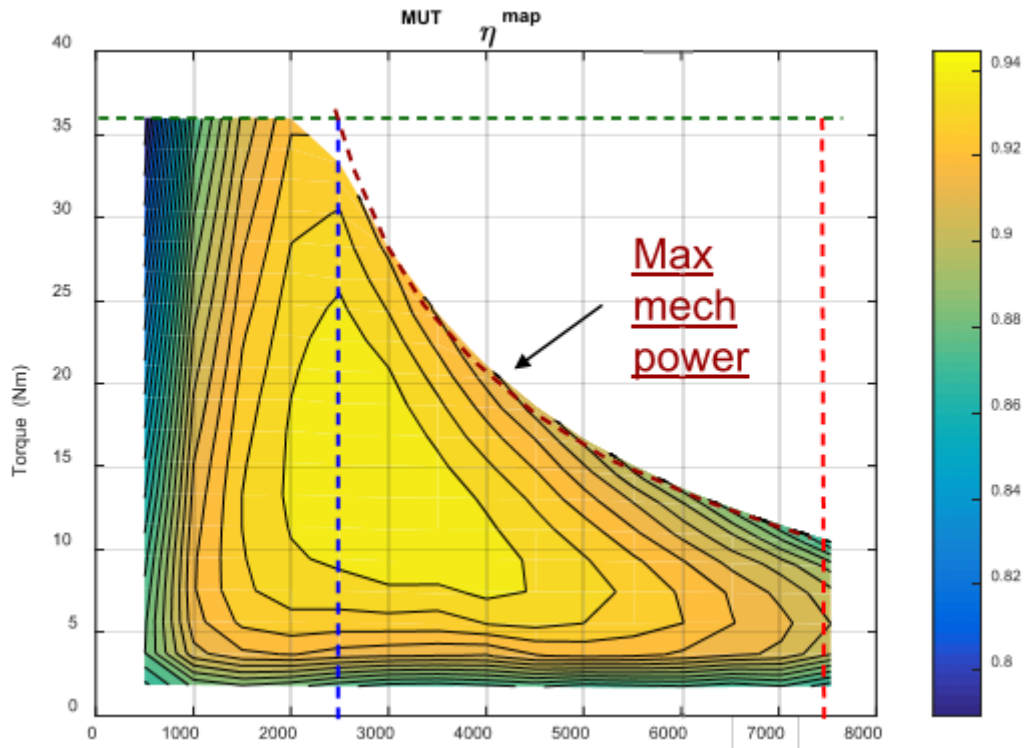


Figura 3.9: Immagine di esempio di una mappa di efficienza.

In entrambe le procedure di mappatura, i dati sono stati elaborati in post-process, non in real time, in quanto l'elaborazione dati risulta più onerosa dal punto di vista computazionale, i dati campionati campionati infatti vengono mediati, secondo il numero di periodi interi, in cui sono stati acquisiti.

Capitolo 4

Risultati Sperimentali

4.1 Mappatura di Flusso

Inizialmente sono state eseguite delle mappature con pochi punti, in modo da verificare che il comportameto fisico dei flussi in funzione delle correnti applicate fosse corretto, in particolare , verificare che il flusso in asse d , dovuto ai magneti e alla corrente i_d , in funzione di quest'ultima, desse una caratteristica lineare per un certo intervallo di valori, e che poi flettesse verso il basso, ed evidenziare il fenomeno di saturazione del ferro. Inoltre, facendo variare la corrente in asse q , è stato necessario valutare che all' aumentare di questa le caratteristiche piegassero più rapidamente, evidenziando il fenomeno del cross-coupling.

I risultati sono stati elaborati seguendo due percorsi: il primo modo è stato quello più grezzo, in modo da verificare l'attendibilità dei risultati, affidandosi solo ed esclusivamente al microcontrollore, il quale disponeva solo delle misure delle correnti di fase del motore. Tutte le altre grandezze sono state o stimate, ad esempio attraverso un' operazione derivativa sulla posizione misurata , per ottenere la pulsazione elettrica, oppure lasciate come valori desiderati dal controllo. I risultati sono stati meno accurati proprio per le suddette motivazioni, ma comunque utili per apprezzare un corretto, seppur poco accurato, comportamento magnetico della macchina .

Di seguito le caratteristiche magnetiche ottenute con i dati elaborati disponibili dal microcontrollore.

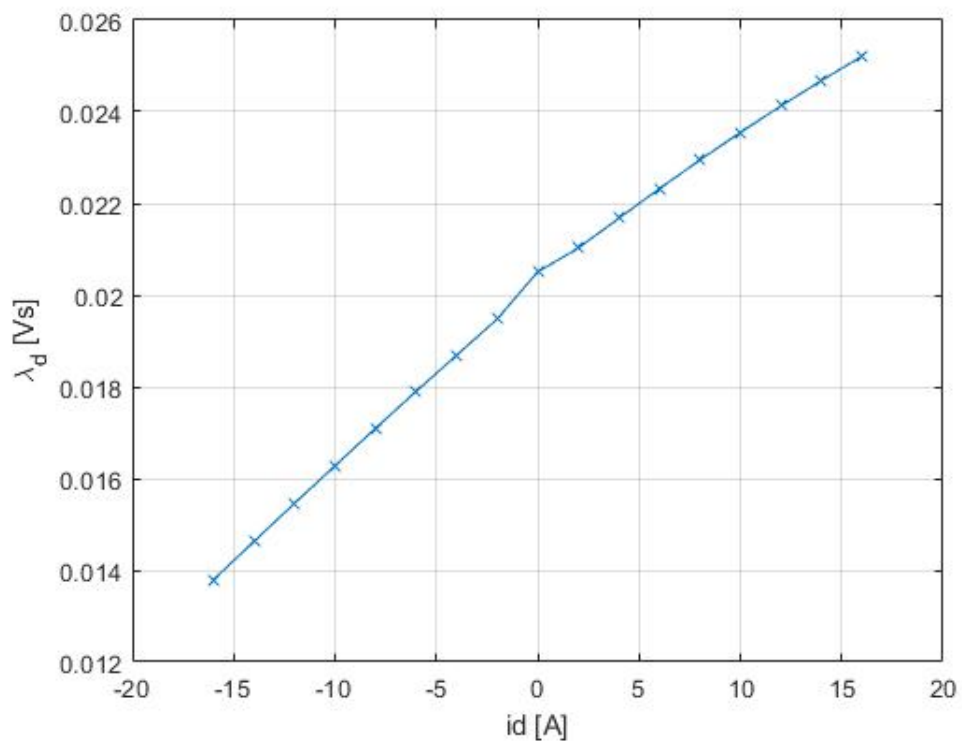


Figura 4.1: Caratteristica corrente-flusso in asse d a corrente su asse q nulla.

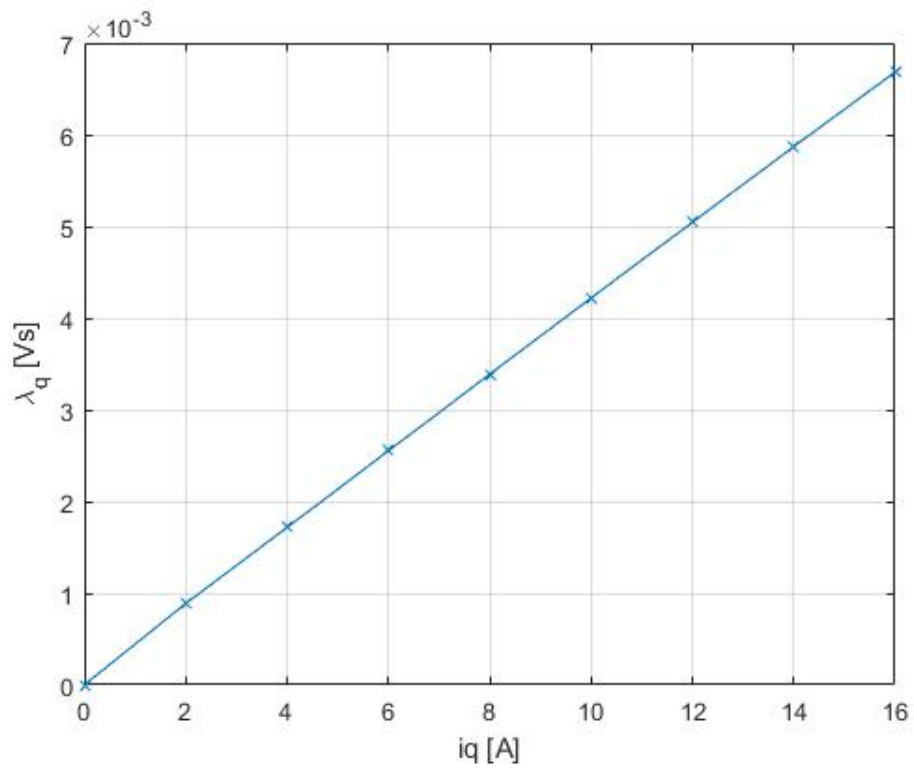


Figura 4.2: Caratteristica corrente-flusso in asse q a corrente su asse d nulla.

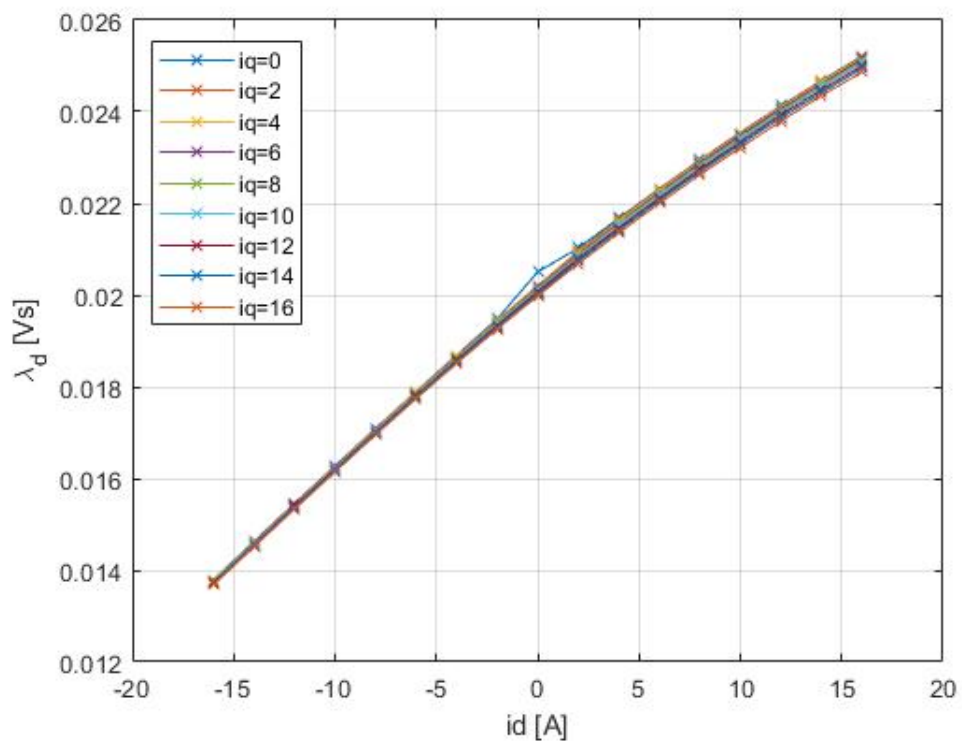


Figura 4.3: Caratteristica corrente-flusso in asse d al variare della corrente in asse q.

Una volta appurato che il codice di controllo, insieme a quello di estrapolazione dei dati di mappatura fornisce un comportamento verosimilmente corretto, è stata condotta una sperimentazione più accurata, interfacciando il sistema fisico, al data recorder di HBM,atto al campionamento con frequenza di 2 mega sample ad ogni trigger ricevuto,alla memorizzazione ed alla elaborazione dati. Così facendo si sono ottenuti risultati maggiormente accurati.

Di seguito le caratteristiche magnetiche ottenute con l'extrapolazione dei dati campionati dal data recorder di HBM, secondo la mappa di punti di correnti richieste al sistema.

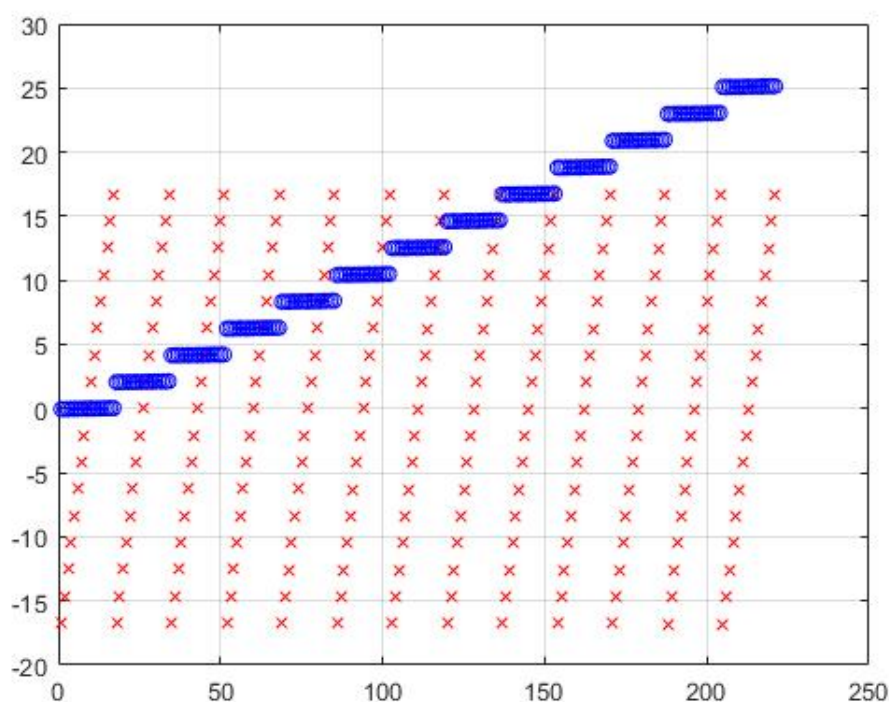


Figura 4.4: Punti di lavoro di corrente richiesti per l'extrapolazione del comportamento magnetico: id da -16 A a +16 A, iq da 0 a +24 A.

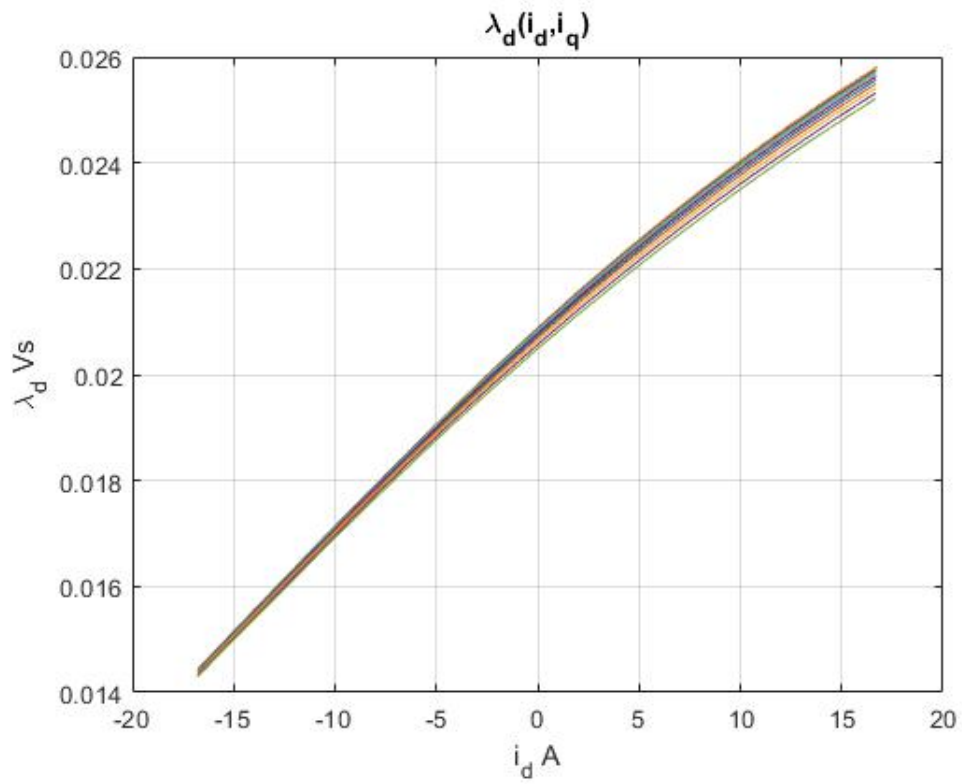


Figura 4.5: Caratteristica corrente-flusso in asse d parametrizzata in asse q.

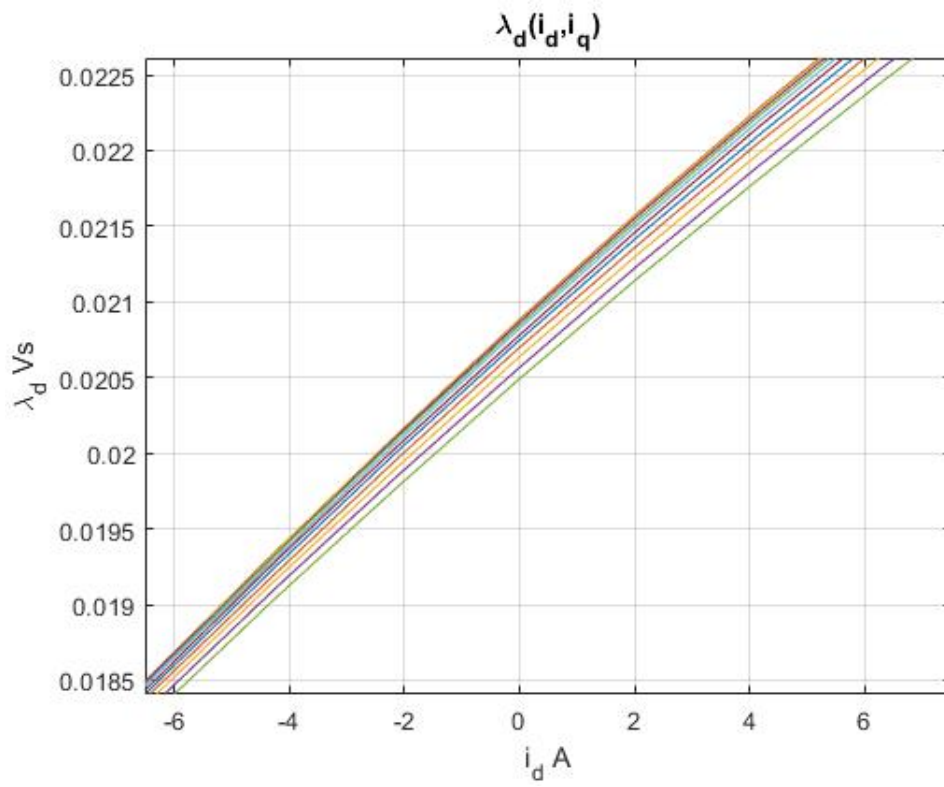


Figura 4.6: Cross Saturation dovuta alla presenza della corrente i_q .

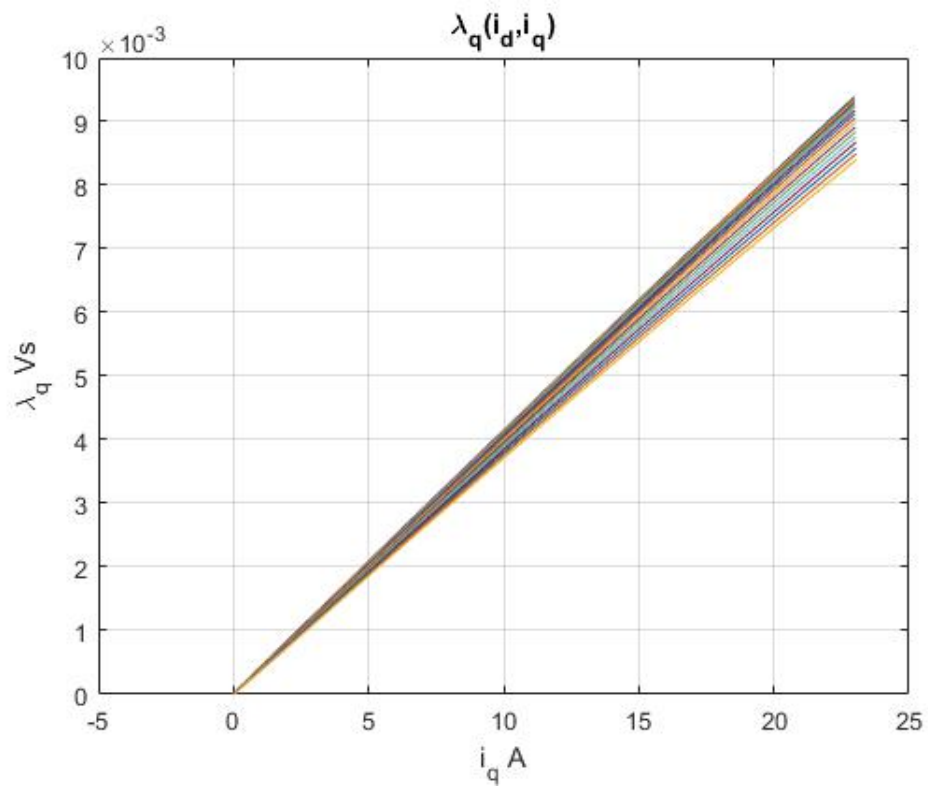


Figura 4.7: Caratteristica corrente-flusso in asse q parametrizzata in asse d.

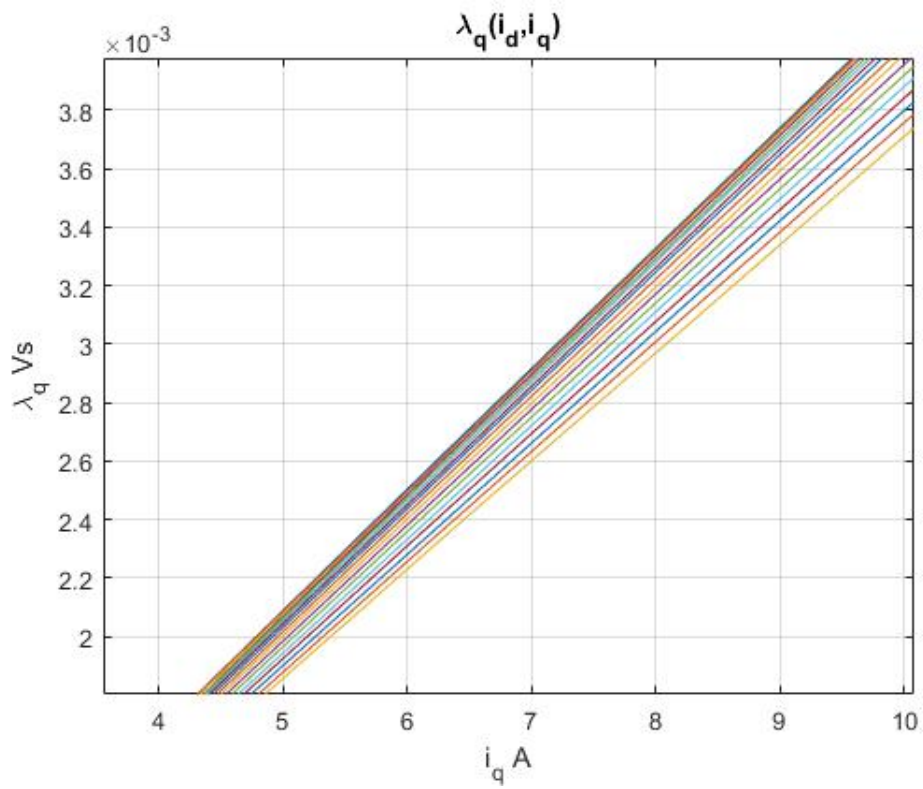


Figura 4.8: Cross Saturation dovuta alla presenza della corrente i_d .

Inoltre sono stati elaborati altri grafici, come quello di verifica dell'influenza della temperatura sui magneti e la tensione applicata: la tensione blu indica la tensione applicata in asse q, la rossa la tensione totale, considerando anche il residuo di tensione in asse d. L'estrapolazione del grafico del valore dei magneti viene ricavato con la tensione totale, considerando anche il residuo in asse d.

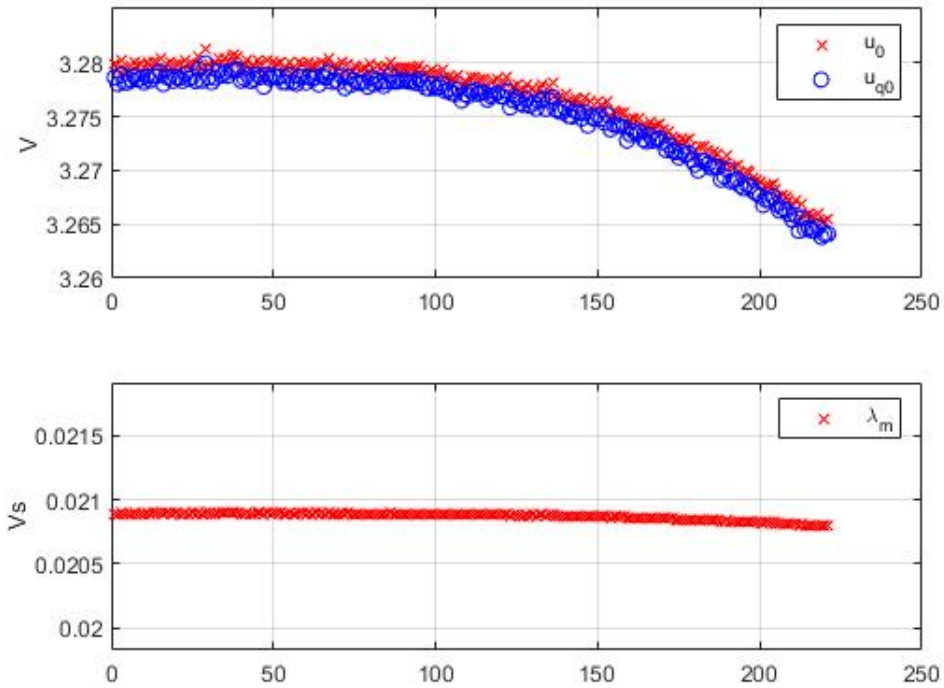


Figura 4.9: Andamento dei flussi dei magneti nel tempo (diminuzione del flusso dei magneti dovuto all'aumento di temperatura rotorica).

Di seguito il grafico delle curve isocoppia.

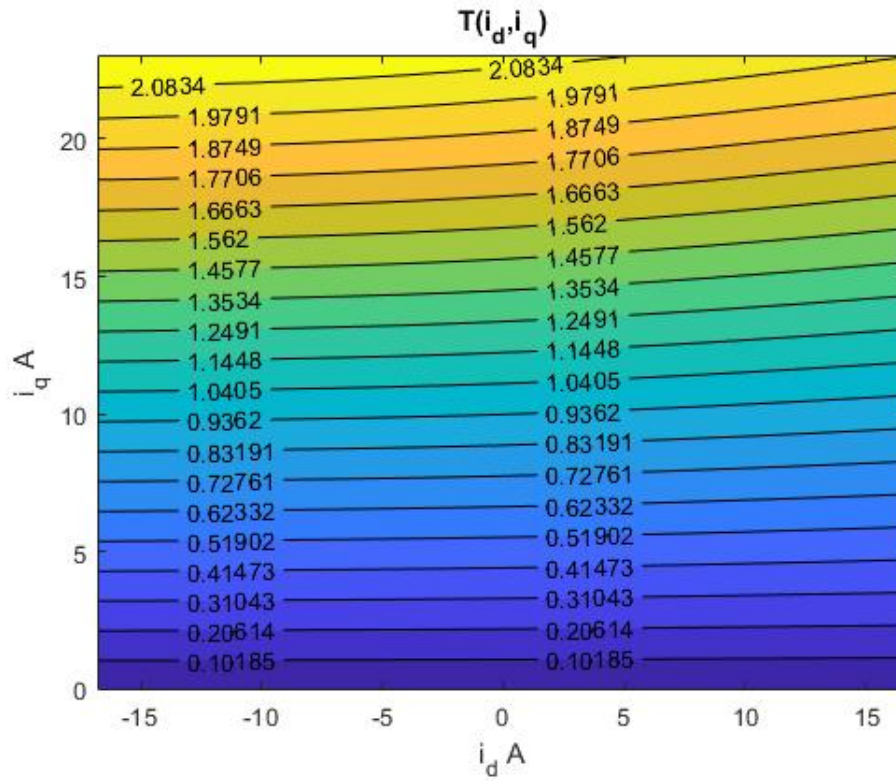


Figura 4.10: Curve isocoppia.

Inoltre è stato evidenziato il fenomeno del cross-coupling ,con i seguenti grafici.

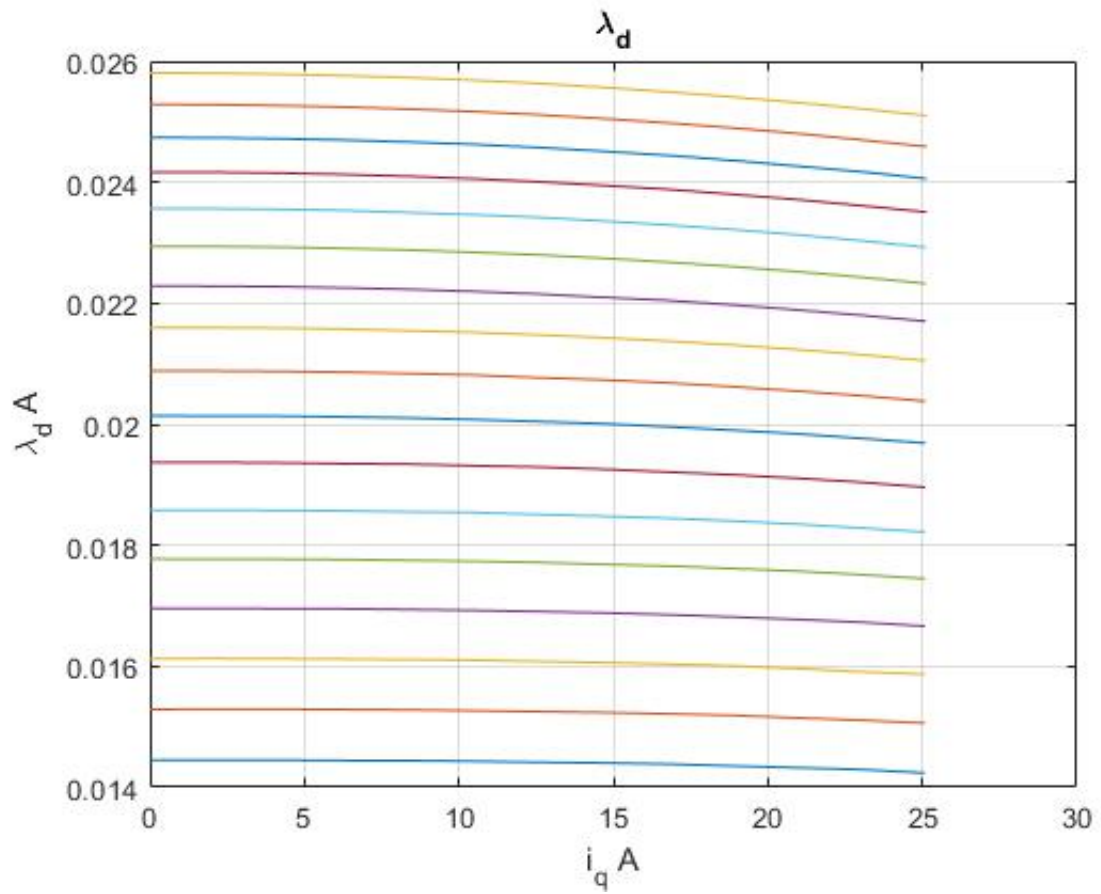


Figura 4.11: Cross coupling della corrente i_q sull'asse d

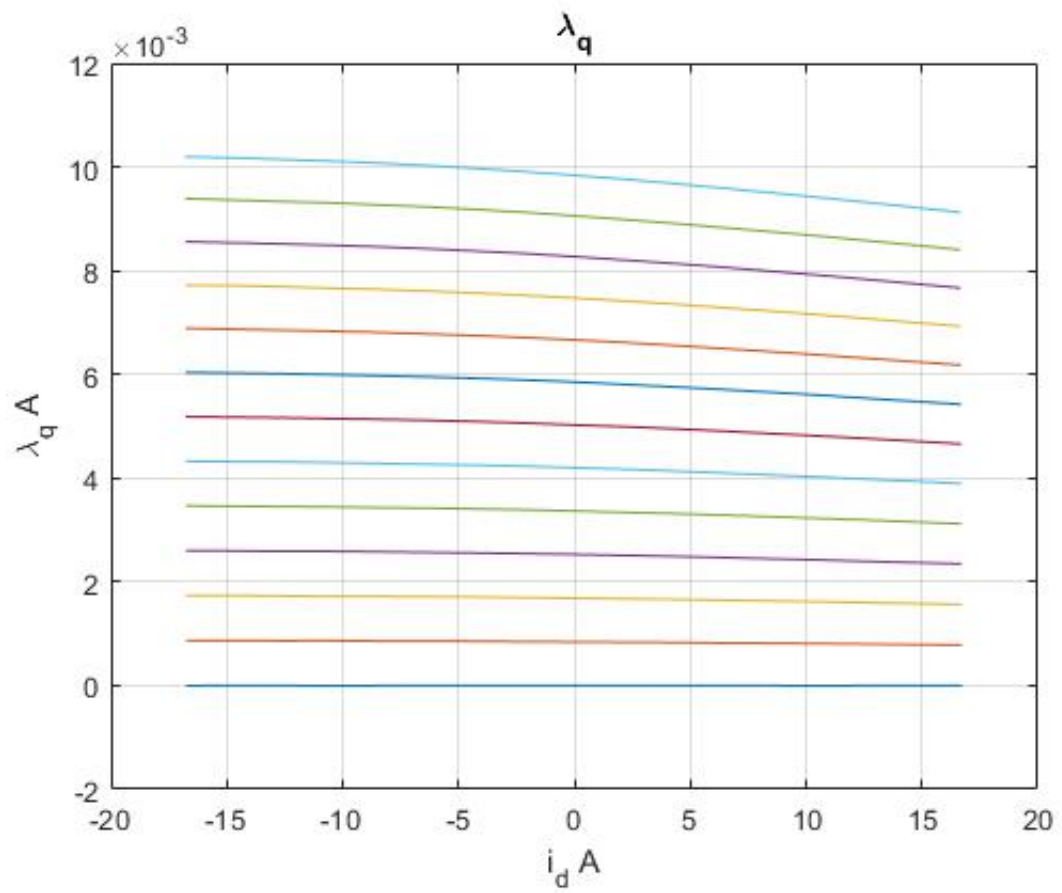


Figura 4.12: Cross coupling della corrente i_d sull'asse q

Come viene evidenziato dai grafici, è più evidente il fenomeno del cross coupling sui flussi in asse q, causato dalla corrente in asse d, che viceversa, sempre per il fatto che in asse d sono presenti i magneti del rotore.

Infine è stata eseguita una mappatura sperimentale, in modo da evidenziare l'MTPA (Maximum Torque per Ampere) della macchina, ovvero il luogo di punti sul piano delle correnti, in cui a parità di corrente, la coppia risulta massima. Questa sperimentazione è stata condotta spingendo molto più la corrente in asse q che in asse d, in quanto è la corrente in asse q a ridurre coppia in questo tipo di macchina. In particolare sono stati testati i punti in corrente in asse d da -4 A a +4 A, ed in asse q, da 0 a +28 A. Il risultato ottenuto è stato il seguente.

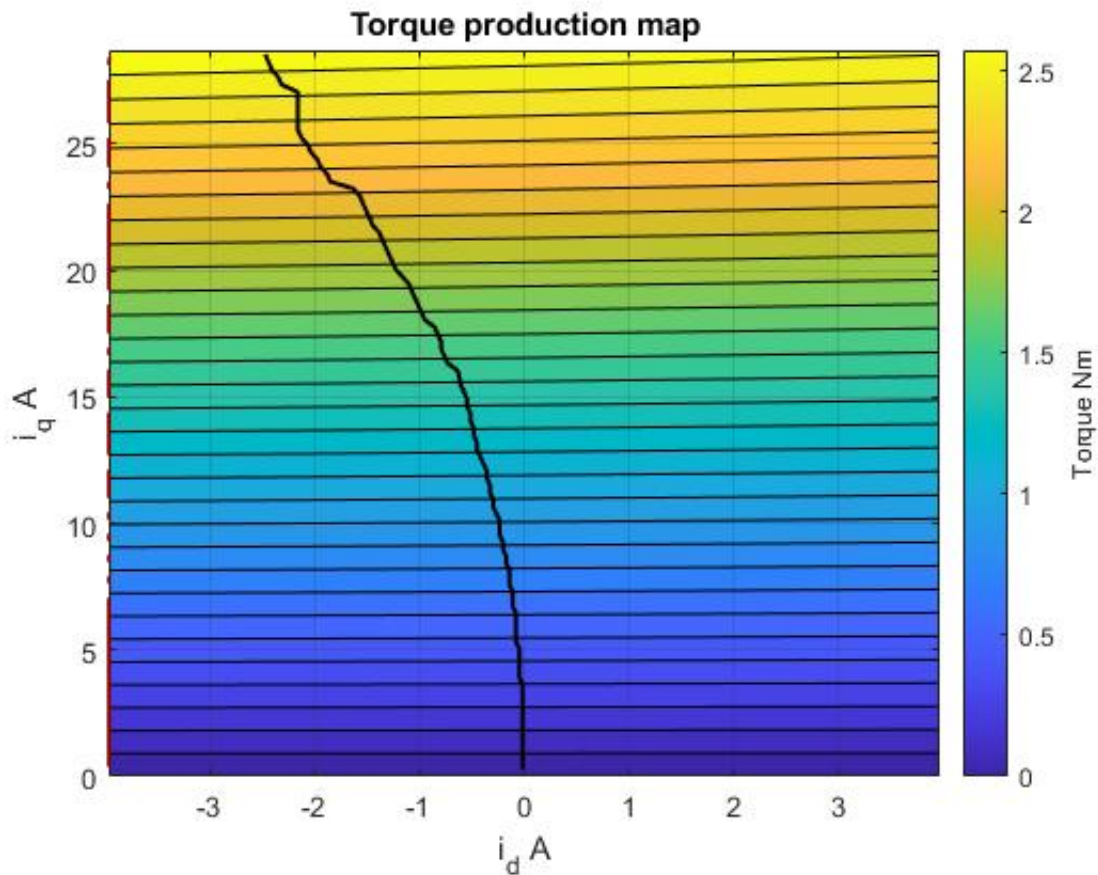
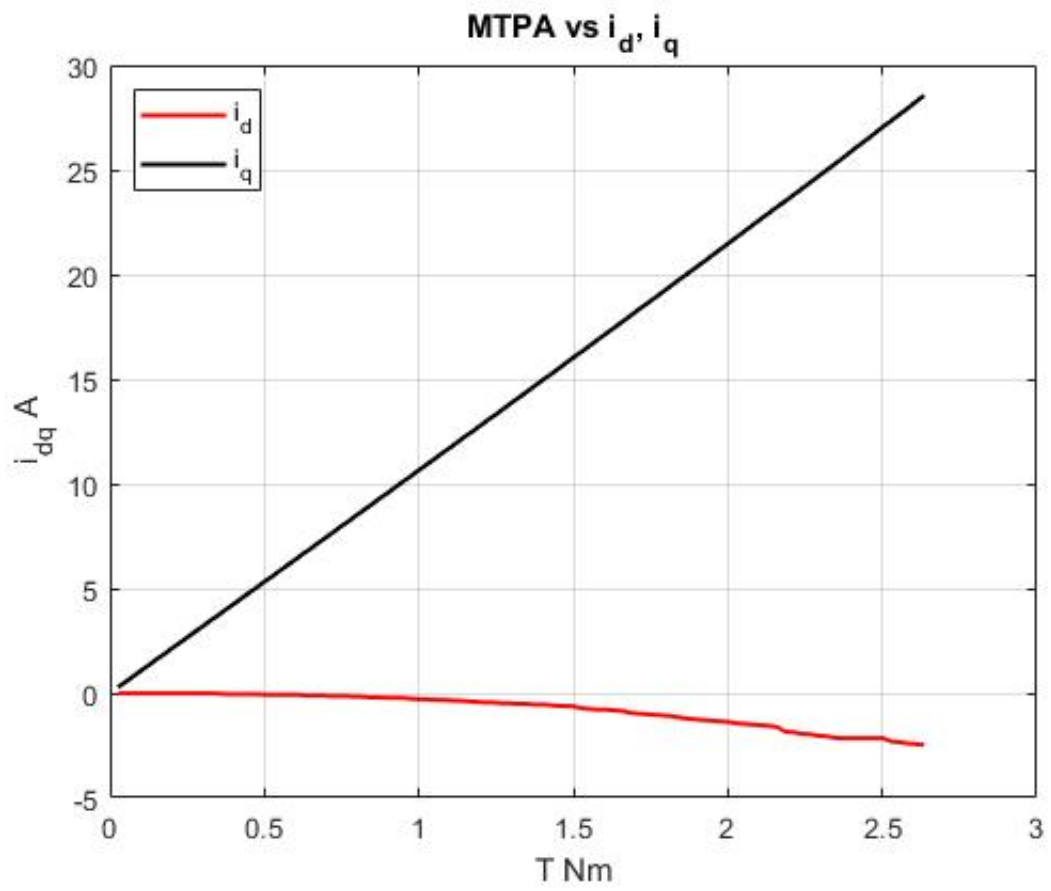


Figura 4.13: Andamento MTPA sul piano i_d i_q .

Figura 4.14: Andamento MTPA sul piano i_{dq} -T.

Come si nota l'andamento del MTPA è tipico delle macchine sincrone, isotrope. Per ottenere il massimo valore di coppia a parità di modulo di corrente, per un intervallo di valori si può rimanere sull'asse q come dice l'equazione matematica descrivente la equazione di coppia della macchina, per poi spostare la traiettoria verso l'asse d negativo, per sopperire ai fenomeni di non linearità magnetica della macchina, resi influenti dal cross coupling tra i due assi.

4.2 Mappatura di efficienza

Anche in questo caso sono state condotte due procedure di mappatura: la prima grezza, con pochi punti, per verificare che il comportamento fisico della macchina fosse plausibile, la seconda più fine con molti più punti, in modo da esplorare più efficienze per più condizioni di lavoro della macchina elettrica. La mappatura, con pochi punti, è stata eseguita testando 64 punti di lavoro, con velocità variabili da 500 a 2950 rpm a step di 350 rpm e con coppie variabili da 0.20 Nm a 2.30 Nm, con step di 0.30 Nm.

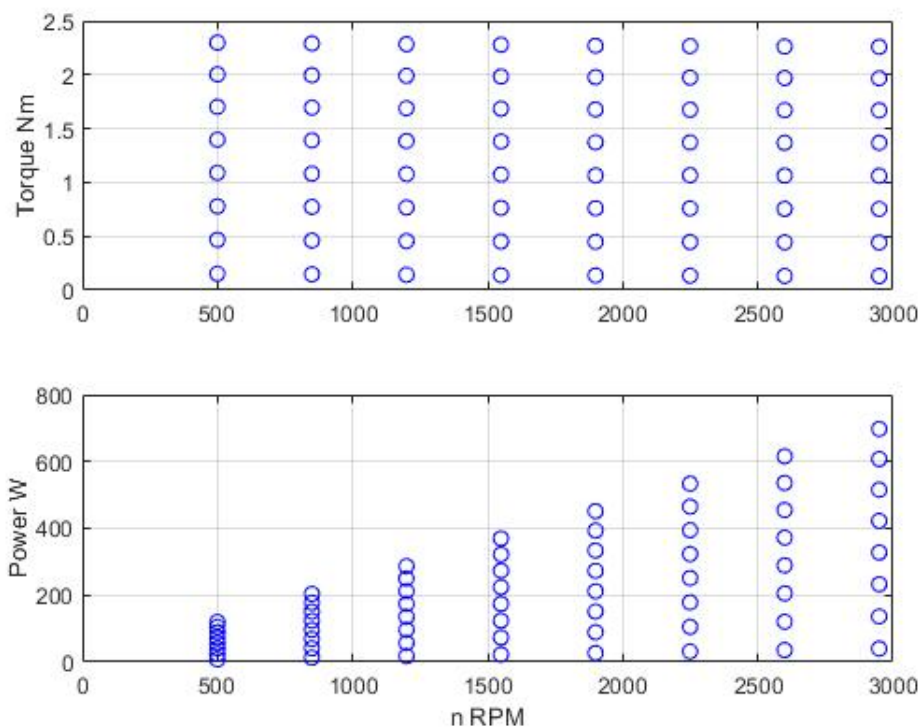


Figura 4.15: Punti testati nella mappatura di efficienza con pochi punti.

Le mappature sono state ricavate per l'inverter, il motore e del sistema motore-inverter. La prima che si vuole analizzare è quella dell'inverter.

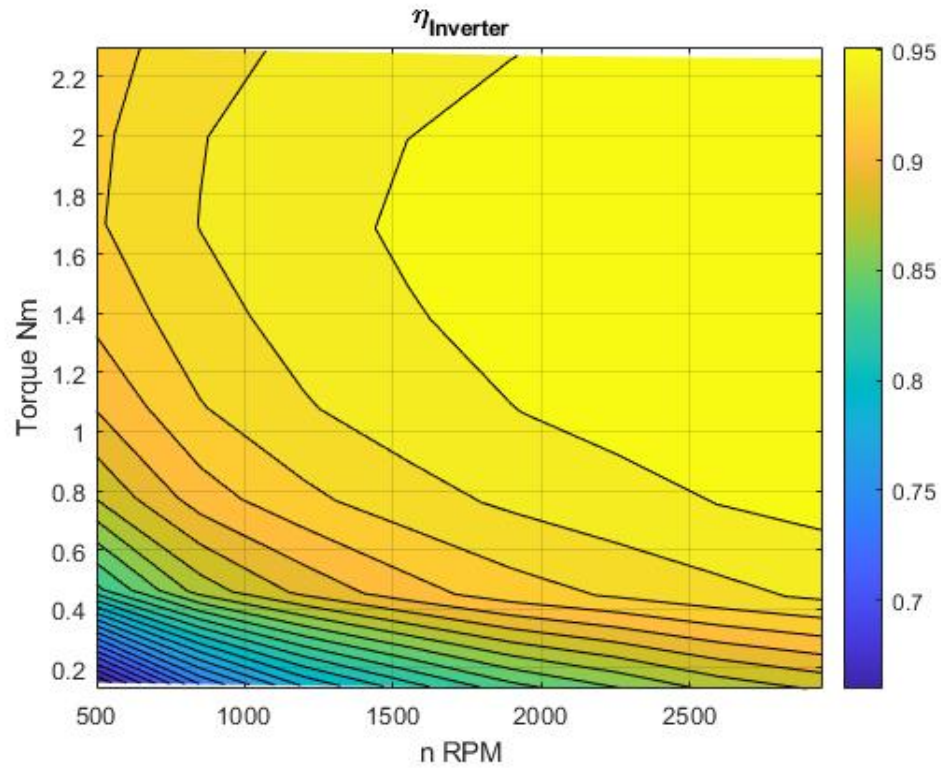


Figura 4.16: Mappa di efficienza dell'inverter MUT ottenuta con numero di punti prova ridotto.

Come si può notare le efficienze più elevate sono nei punti a elevate velocità e ad elevate coppie, in quanto è maggiore la potenza trasferita. Il rendimento crolla a valori molto bassi quando la coppia e la velocità sono molto basse, quindi quando l'inverter deve trasferire poca potenza.

Lo stesso principio vale per il motore:

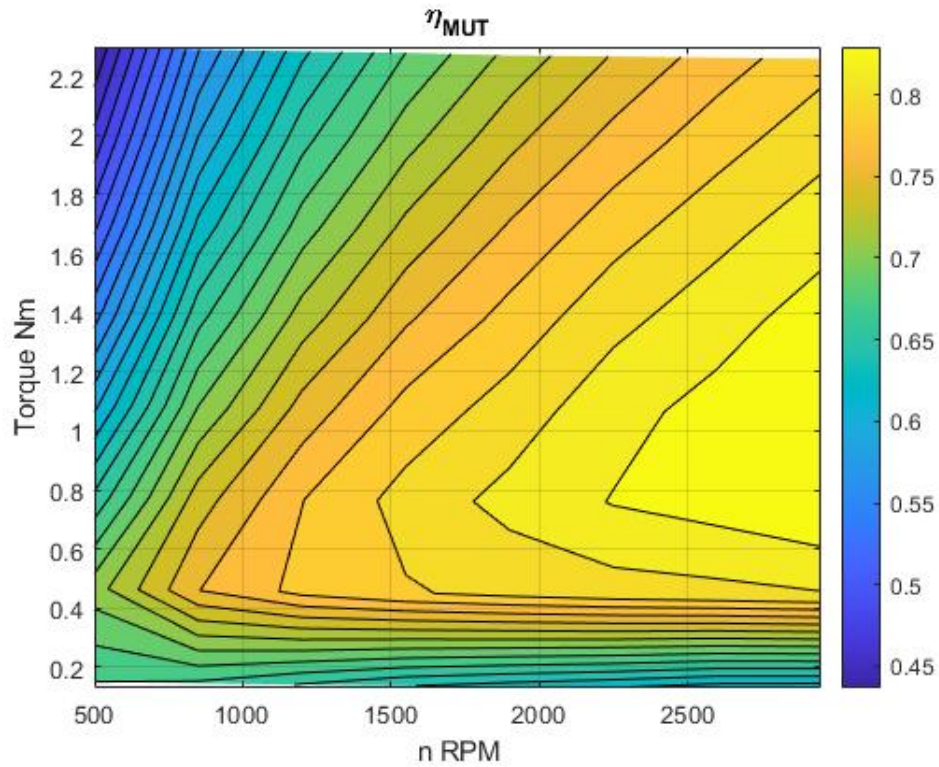


Figura 4.17: Mappa di efficienza dell'inverter MUT ottenuta con numero di punti prova ridotto.

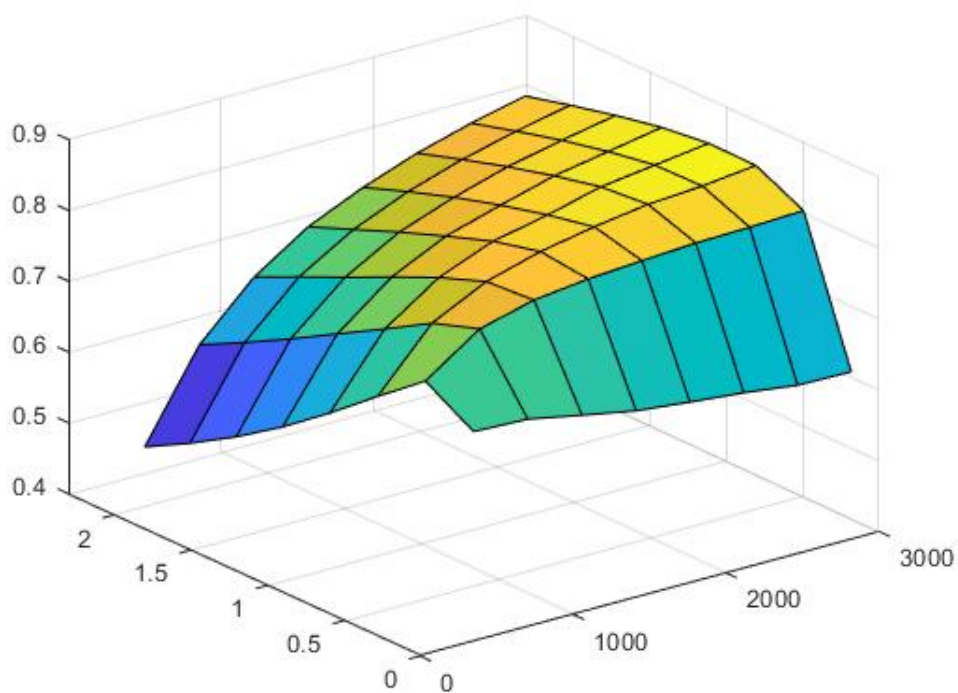


Figura 4.18: Mappa di efficienza dell'inverter MUT ottenuta con numero di punti prova ridotto in 3D.

Il rendimenti più elevati si verificano quando la potenza che deve trasferire è più alta, ovvero ad elevate coppie e velocità. In quelle fasce le perdite hanno sicuramente un valore più elevato, ma un peso relativo minore, rispetto al valore della potenza trasferita.

Inoltre, da notare, che con l'aumento della velocità le coppie calano: questo fenomeno è dovuto all'aumento delle perdite nel ferro con l'aumento di velocità e la conseguente diminuzione del peso dell'effetto utile della corrente, ovvero la produzione di coppia motrice all'albero.

Di seguito il rendimento globale del sistema inverter-motore:

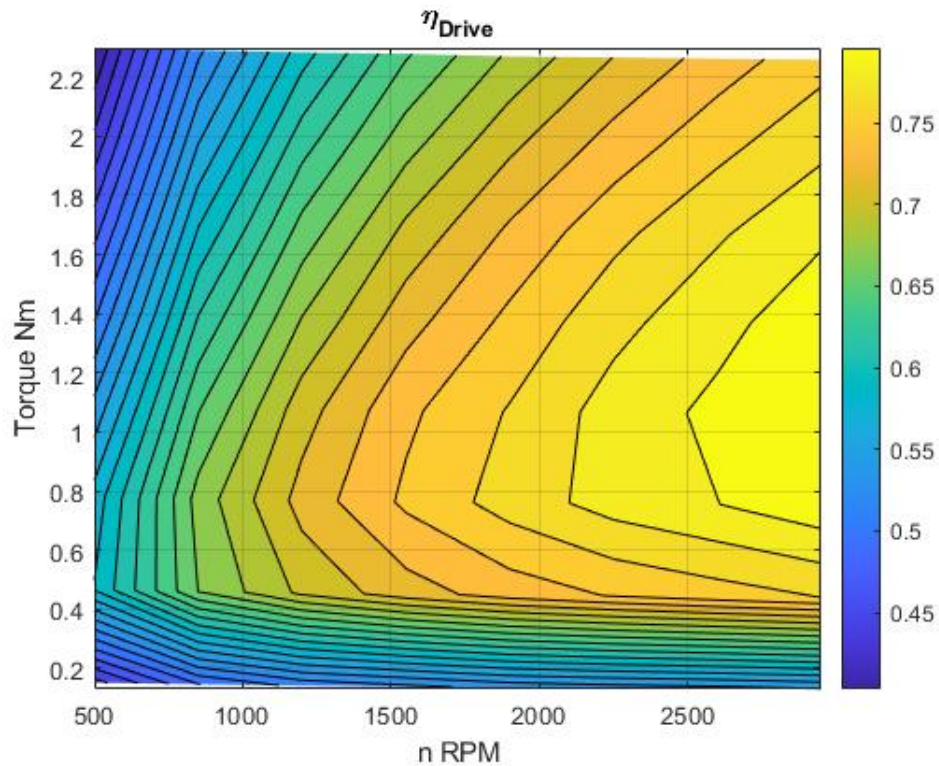


Figura 4.19: Mappa sistema motore-inverter a numero di punti di test ridotto.

Oltre ai grafici di mappatura, sono stati elaborati i profili energetici, al variare dei punti di lavoro. Sono grafici altrettanto utili, che esprimono in maniera più implicita il rendimento dei componenti del sistema, al variare dei punti di lavoro.

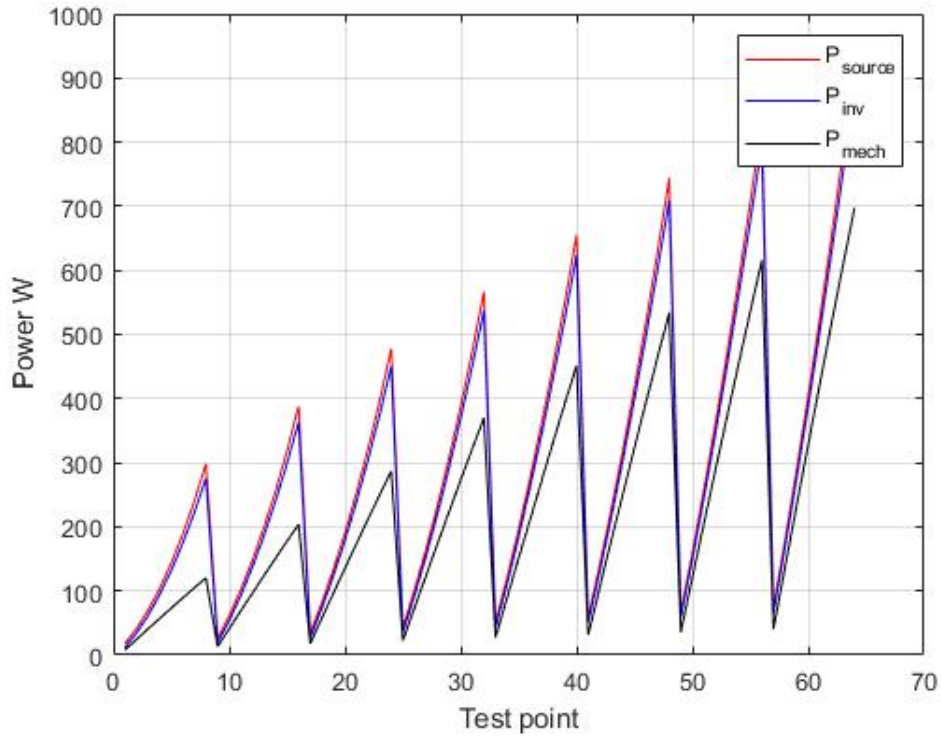


Figura 4.20: Grafico profili energetici.

Come già anticipato, è chiaro che le perdite aumentano all'aumentare della velocità, a parità di punti di coppia imposti, tuttavia pesano meno in senso relativo sulla potenza trasmessa, il che giustifica i valori di efficienza più alta nei punti di lavoro a coppie e velocità elevate.

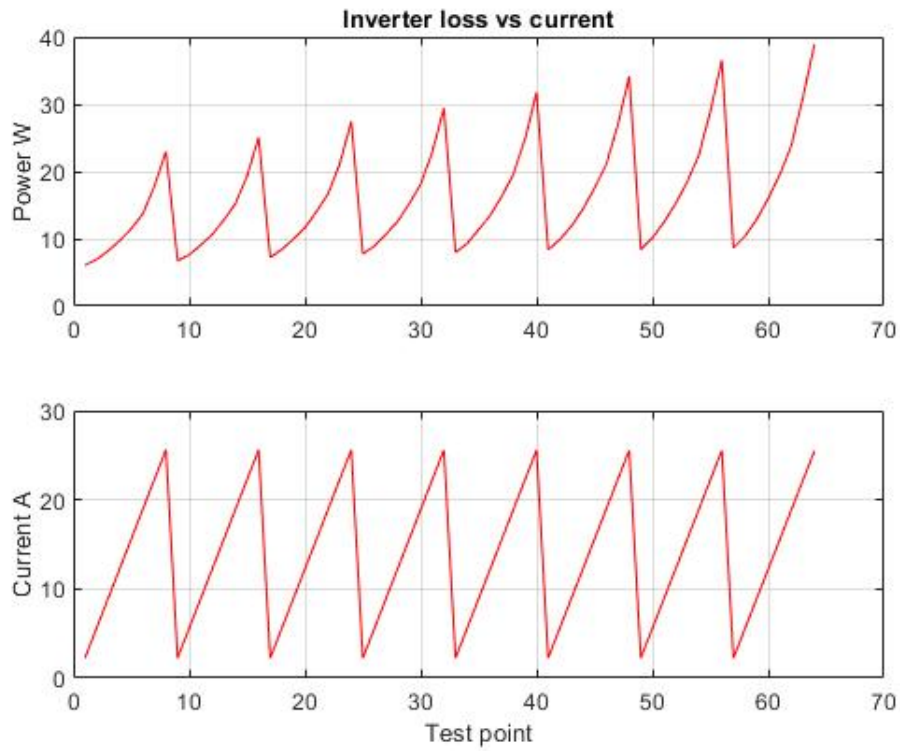


Figura 4.21: perdite dell'inverter al variare della corrente

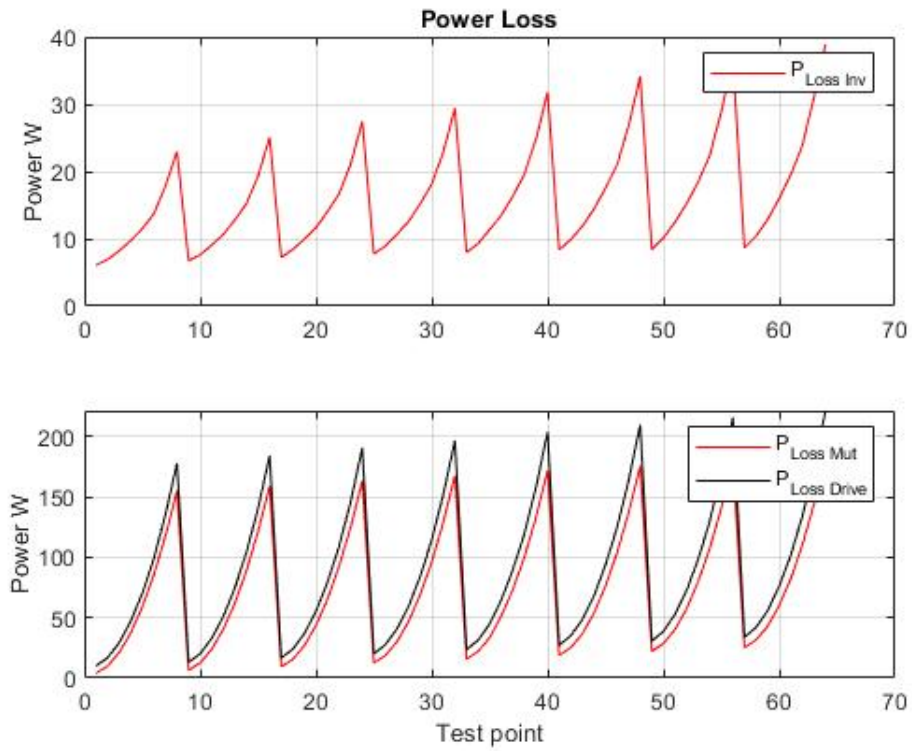


Figura 4.22: perdite machine under test e, drive e inverterdive al variare dei punti di lavoro

Dopo aver condotto questa sperimentazione imponendo pochi punti, ne è stata elaborata una più fine con più punti di lavoro coppia-velocità, in particolare con velocità variabili da 250 rpm a 3000 rpm, con step di 250 rpm ed in coppia da 0.125 Nm a 2.25 Nm, con step di 0.125 Nm.

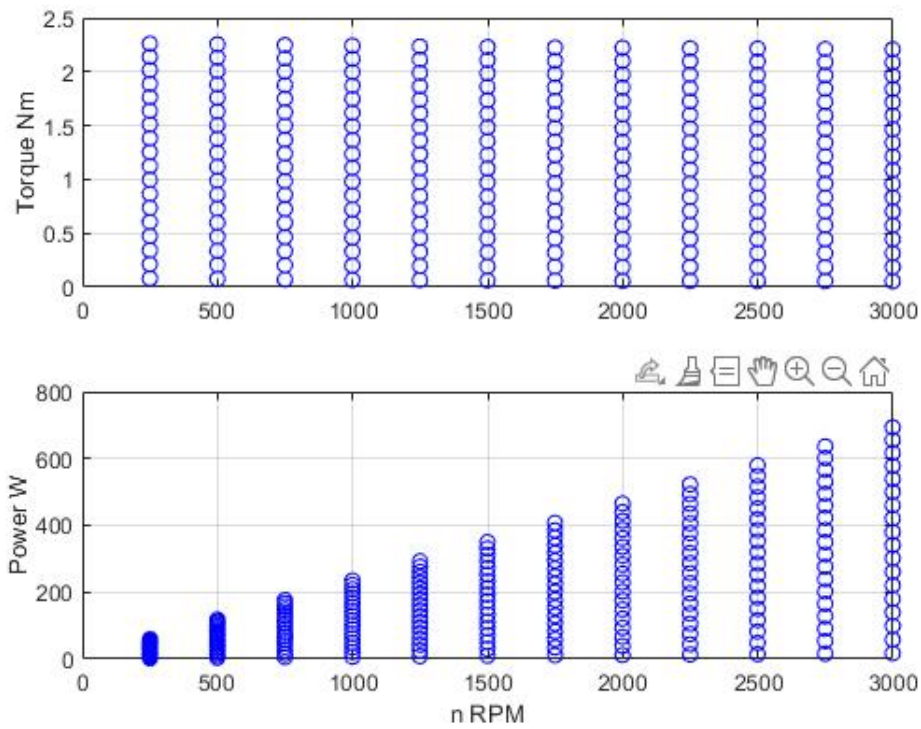


Figura 4.23: immagine punti di lavoro mappatura fine con conseguente aumento della potenza trasmessa

I grafici di fatto conservano i loro andamenti, ma con una maggiore esplorazione di punti viene meglio percepito il comportamento della macchina elettrica.

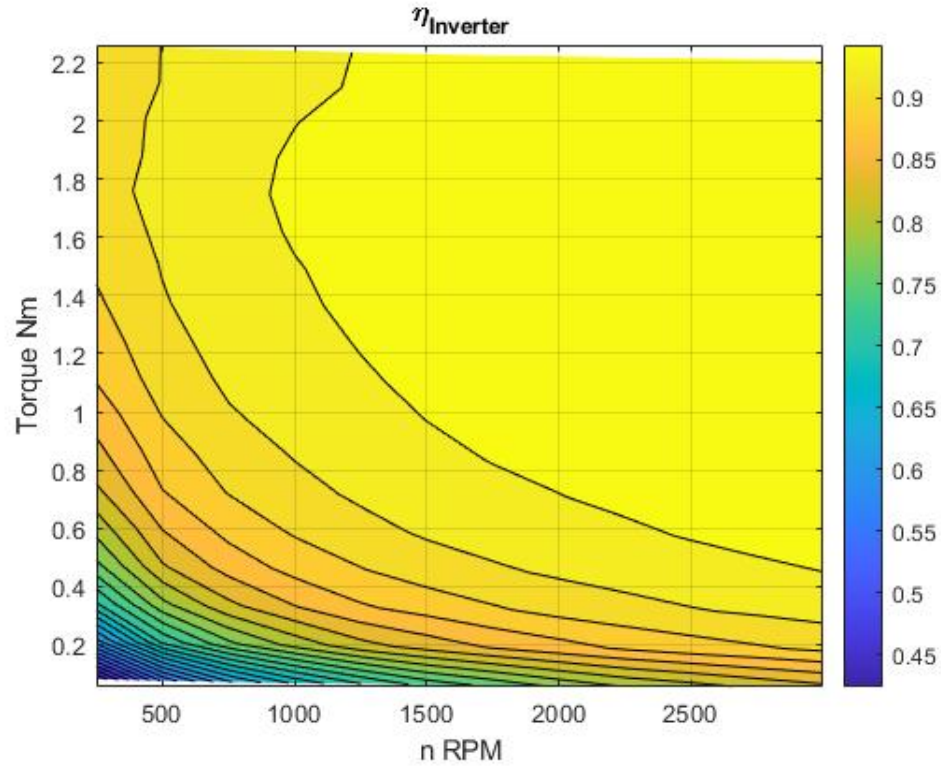


Figura 4.24: Mappatura di efficienza dell'inverter completa.

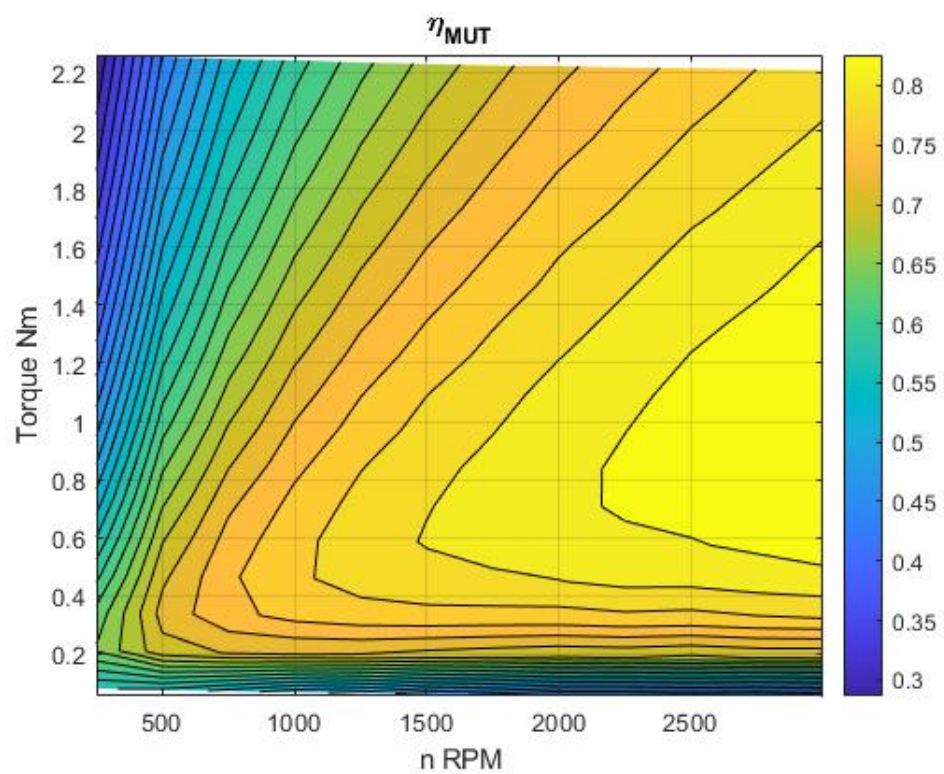


Figura 4.25: Mappatura di efficienza MUT completa.

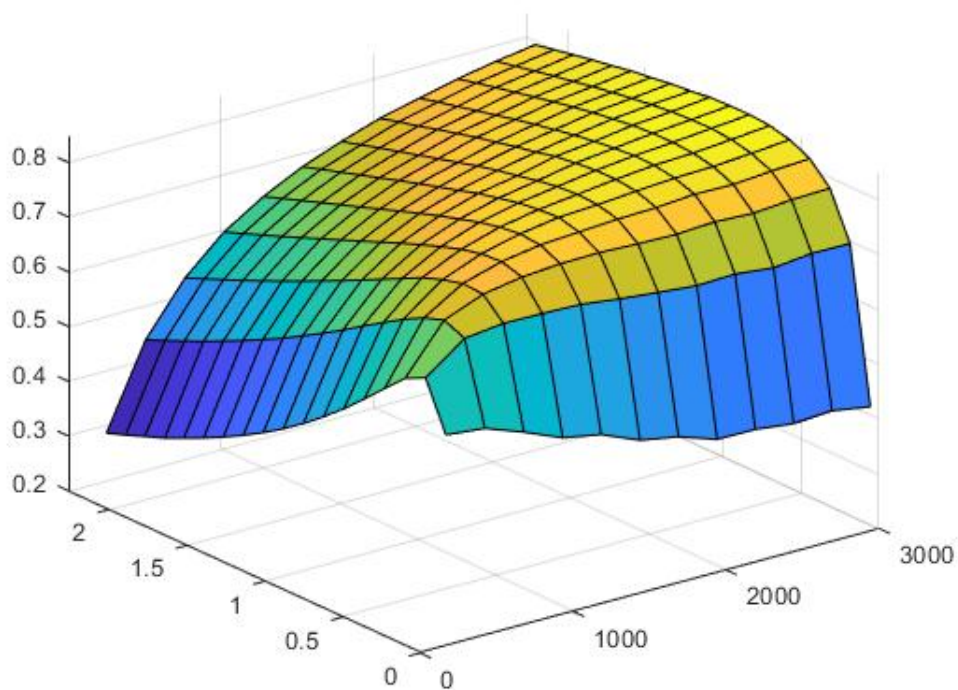


Figura 4.26: Mappatura di efficienza MUT completa 3D

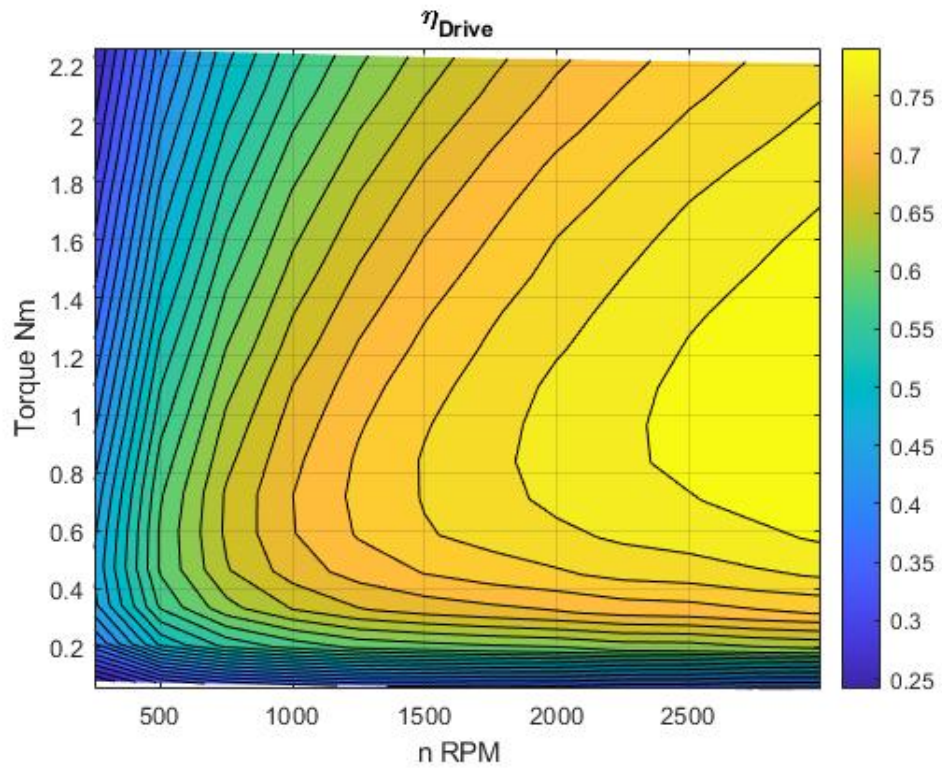


Figura 4.27: Mappatura di efficienza drive completa.

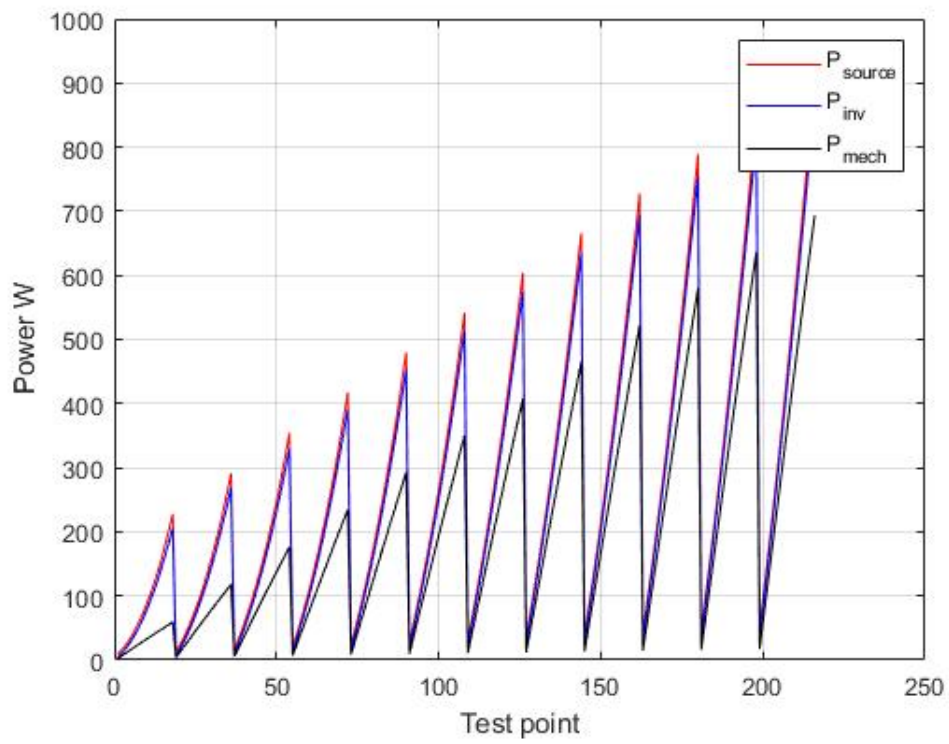


Figura 4.28: grafico delle potenze a confronto

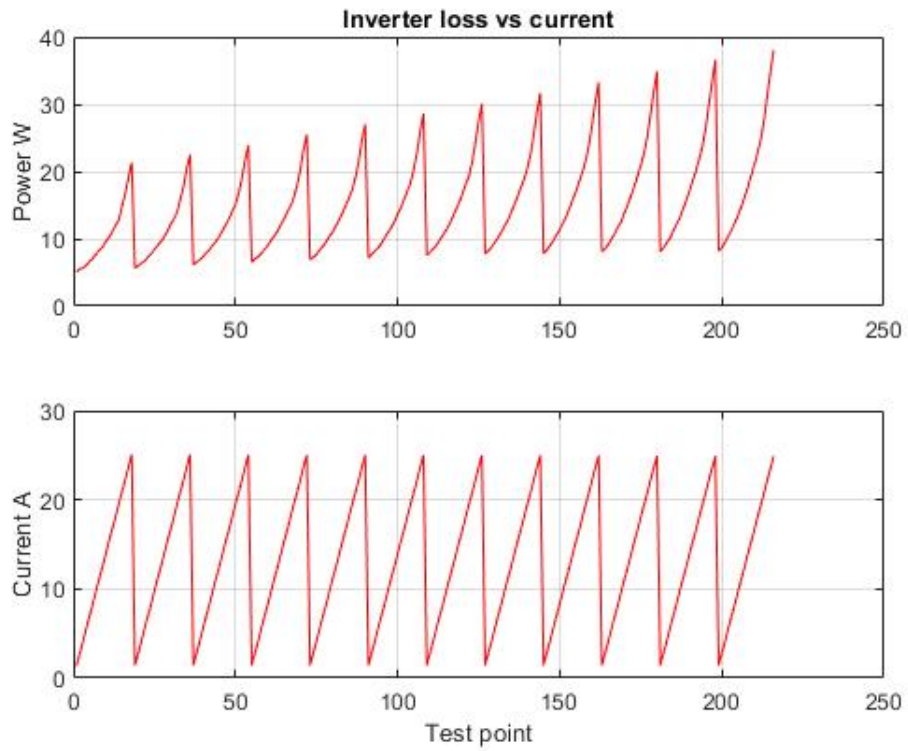


Figura 4.29: grafico perdite dell'inverter comparate alla corrente all'aumentare della velocità

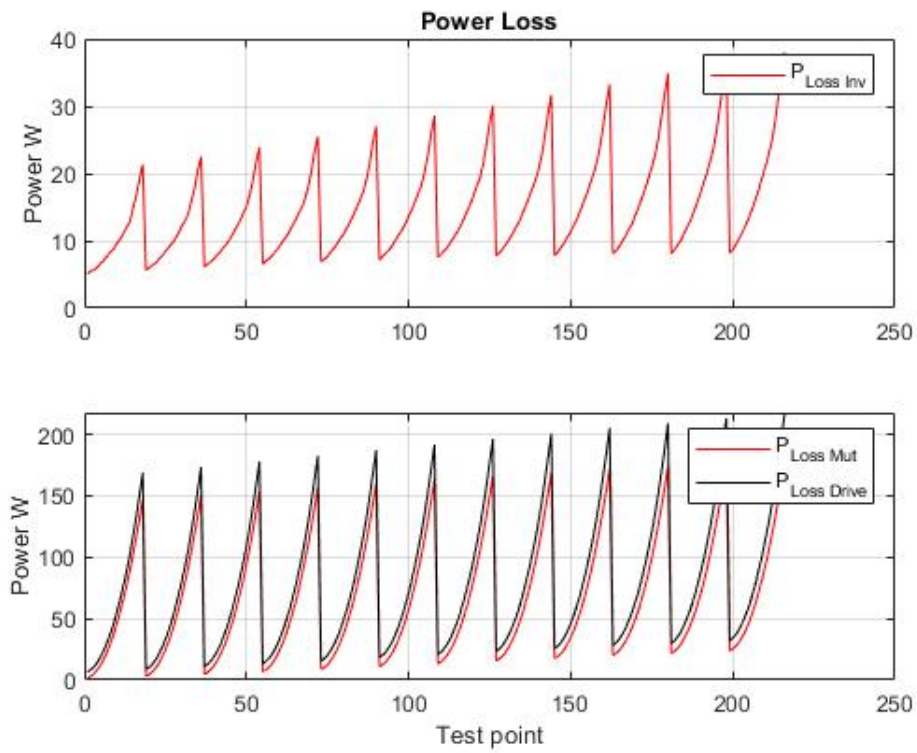


Figura 4.30: grafico di andamento delle perdite al variare dei punti di lavoro della machine under test, dell'iverter e del sistema

Riferimenti bibliografici

[R1] Gianmario Pellegrino, "Lectures of the course of Power Converters and Electrical Drives".

[R2] Eric Giacomo Armando, Iustin Radu Bojoi, Aldo Boglietti, "Evolution and future trend in electrical drives measurements".