



UNIVERSITÀ DI PARMA

Dottorato di Ricerca in Tecnologie dell'Informazione

XXX Ciclo

AZIONAMENTI INTEGRATI PER MOTORI ELETTRICI

Coordinatore:

Chiar.mo Prof. Marco Locatelli

Tutor:

Chiar.mo Prof. Carlo Concari

Dottorando: *Francesco Brugnano*

Anni 2014/2017

Sommario

Introduzione	1
1 Stato dell'arte e aspetti progettuali	5
1.1 Introduzione	5
1.2 Posizionamento del convertitore	7
1.2.1 Superficiale - radiale	7
1.2.2 Superficiale - assiale	8
1.2.3 Integrato con segmentazione	9
1.3 Strategie di raffreddamento	12
1.4 Dispositivi <i>wide-bandgap</i>	14
1.5 Topologie del convertitore	18
1.5.1 Due livelli	18
1.5.2 Tre livelli NPC	19
1.5.3 <i>Matrix converter</i>	21
1.5.4 Multifase	22
1.6 Componenti passivi	23
1.6.1 Condensatori ceramici	24
1.6.2 Condensatori a film	24
1.6.3 Condensatori elettrolitici	24
1.7 Sensori di corrente	25
1.7.1 Resistori di shunt SMD	25
1.7.2 Sensori di campo magnetico	26

1.7.3	Sensori basati sulla legge di Farady	26
2	Studio del mercato e specifiche progettuali	29
2.1	Richieste del mercato e vantaggi IMD	29
2.2	Prodotti sul mercato	33
2.2.1	Taglia e densità di potenza	33
2.2.2	Alimentazione e topologia delle connessioni	35
2.2.3	Sicurezza funzionale	36
2.2.4	Bus di campo	38
2.2.5	Esempi di IMD sul mercato	41
2.3	Specifiche di progetto	49
3	Progettazione dell'IMD <i>IntDrive</i>	53
3.1	Definizione dell'architettura	53
3.1.1	PCB	53
3.1.2	Connettori	54
3.1.3	Stadio di potenza e dissipazione	55
3.1.4	Condensatori di bus	58
3.1.5	Procedura di montaggio	59
3.2	Scheda di logica	62
3.2.1	Alimentazioni	62
3.2.2	Microcontrollore	65
3.3	Scheda di potenza	68
3.3.1	Alimentazioni	68
3.3.2	IPM - <i>Intelligent Power Module</i>	68
3.3.3	Comandi di pilotaggio degli IGBT	72
3.3.4	Isolatori analogici	74
4	Prototipo e risultati sperimentali	81
4.1	Prototipo	81
4.2	Verifiche di base	82
4.3	Controllo del motore	86

Sommario	v
4.4 Confronto sulle implementazioni dei controllori PID	87
4.5 Stima della velocità da encoder incrementale	91
4.6 Risultati sperimentali	94
4.7 Prove termiche	97
5 Conclusioni	103
A Dati di targa del motore elettrico	107
B Schemi elettrici e layout del prototipo	109
B.1 Scheda di logica	109
B.2 Scheda di potenza	121
Bibliografia	129

Elenco delle figure

1.1	Esempio di posizionamento radiale (Lenze [1]).	8
1.2	Esempio di posizionamento assiale (Motor Power Company [2]). . .	9
1.3	Esempio di segmentazione radiale [3].	10
1.4	Esempio di segmentazione assiale [4].	10
1.5	Esempio di riduzione della temperatura massima data da un'integrazione segmentata [5].	11
1.6	Probabilità di guasto in funzione delle ore di funzionamento e della temperatura per avvolgimenti in classe E [6].	13
1.7	Esempio di raffreddamento in serie [4].	14
1.8	Esempio di raffreddamento in parallelo [5].	15
1.9	Confronto tra le caratteristiche di Si, SiC e GaN, da [7].	16
1.10	Convertitore a due livelli, da [8].	19
1.11	Convertitore NPC, da [8].	20
1.12	Convertitore NPC active (singola gamba), da [9].	20
1.13	Convertitore Matrix, da [8].	21
1.14	Convertitore multifase, da [8].	22
1.15	Tipica ripartizione del volume occupato in un convertitore elettronico per trazione, da [10].	23
2.1	Dimensioni del mercato nordamericano per i motori superiori a 0.75 kW e previsione per il periodo 2011-2019 (scale in milioni di unità e di dollari) [11].	30

2.2	Esempio di topologie di connessioni su CNC (foto da [12]): (a) stella, (b) catena. In rosso le connessioni di potenza o ibride e in verde le connessioni encoder.	32
2.3	Esempio di problematica relativa al cablaggio, assente con IMD [13].	33
2.4	Relazione potenza-densità di potenza di alcuni IMD [5].	34
2.5	Esempio di determinazione del SIL necessario [14].	37
2.6	Comportamento in seguito a STO [15].	39
2.7	Suddivisione del mercato dei bus di campo industriali al 2017 [16]. .	40
2.8	VLT ISD150 Size 1 (Danfoss) [17].	42
2.9	iBMD 82 2.7 (Bonfiglioli) [18].	43
2.10	MoternetDC70 (Parker) [19].	44
2.11	TW3A02.50.4 (Phase) [20].	45
2.12	MAC800 (JVL) [21].	46
2.13	Fast Back (AXOR) [22].	47
2.14	Lexium32i (Schnider Electric) [23].	48
2.15	IntDrive (TeMec)	51
3.1	Dettaglio del posizionamento dei connettori.	55
3.2	Schermata del software Melcosim - dati di ingresso alla simulazione.	57
3.3	Profilo del dissipatore utilizzato per le considerazioni termiche preliminari.	58
3.4	Assemblaggio dell'IMD (fine fase 4).	60
3.5	Posizionamento dei PCB all'interno dell'IMD.	61
3.6	Struttura delle alimentazioni sulla scheda di logica.	62
3.7	Schema di applicazione del MAX13256 [24].	63
3.8	Schema di applicazione del TPS54302 [25].	64
3.9	Schema a blocchi funzionale del ADuM5000 [26].	65
3.10	Unità funzionali del MPC5643L [27].	67
3.11	Struttura delle alimentazioni sulla scheda di potenza.	68
3.12	Struttura interna dell'IPM PSS10SA2FT.	70
3.13	Definizione dei tempi di commutazione [28].	73

3.14	Schema del circuito utilizzato per i segnali PWM.	73
3.15	Schema a blocchi funzionali del ADuM4190 [29].	75
3.16	Schema del circuito utilizzato per la misura della tensione di bus. . .	75
3.17	Schema del circuito utilizzato per la misura della corrente di fase. . .	77
3.18	Diagramma di Bode del circuito di condizionamento della corrente. . .	79
4.1	Foto del prototipo realizzato.	81
4.2	Risposta all'impulso del circuito di lettura della corrente; canale 1 (giallo) tensione sullo shunt, canale 2 (rosso) tensione sul convertitore analogico-digitale.	83
4.3	Risposta alla rampa del circuito di lettura della tensione di bus; canale 1 (giallo) tensione di bus, canale 2 (rosso) tensione sul convertitore analogico-digitale.	84
4.4	Percorso del segnale PWM: MCU (1-giallo), buffer (2-rosso), optoisolatori (3-blu), uscita IPM (4-verde).	85
4.5	Tensione dei condensatori di <i>bootstrap</i> (canale 2 - rosso) al massimo dell'indice di modulazione; canale 1 (giallo) tensione in uscita. . . .	86
4.6	Schema di principio del controllo vettoriale implementato sull'IMD. . . .	87
4.7	Modello del sistema controllato [30].	89
4.8	Confronto sperimentale delle prestazioni di tre diverse implementazioni PID [30].	90
4.9	Confronto tra frequenza di conteggio variabile (sinistra) e fissa (destra) per diversi valori di velocità: per a) e b) la frequenza è di 84 MHz, per c) è di 21 MHz, per i restanti è di 2.625 MHz [31].	93
4.10	Stima della velocità (C1, 50 rpm/div) con variazione della frequenza di conteggio (C2, <i>prescaler</i> in potenze di 2, scala 5 unità/div) [31]. C4: un canale encoder [31].	94
4.11	Risposta del controllo di I_q (2 ms/div). A (verde), B (rosso) setpoint e corrente stimata (0.7 A/div); C (blu), tensione V_q (50 V/div). . . .	95
4.12	Risposta del controllo di velocità (1 s/div). A (verde), B (rosso) setpoint e velocità stimata (500 rpm/div); C (blu), corrente I_q (0.7 A/div). . . .	96

4.13	Correnti sul motore elettrico con carico applicato.	96
4.14	Struttura del banco di prova per i test termici.	97
4.15	Andamento del ΔT rispetto alla temperatura ambiente del dissipatore (blu) e dell'aria interna al convertitore (arancione) in condizioni nominali.	98

Elenco delle tabelle

2.1	Caratteristiche VLT ISD150 Size 1 (Danfoss) [17].	42
2.2	Caratteristiche iBMD 82 2.7 (Bonfiglioli) [18].	43
2.3	Caratteristiche MoternetDC70 (Parker) [19].	44
2.4	Caratteristiche TW3A02.50.4 (Phase) [20].	45
2.5	Caratteristiche MAC800 (JVL) [21].	46
2.6	Caratteristiche FBK75M (AXOR) [22].	47
2.7	Caratteristiche BMI0702P (Schneider Electric) [23].	48
2.8	Specifiche IntDrive (TeMec)	51
2.9	Confronto tra i prodotti industriali presentati e <i>IntDrive</i>	52
3.1	Parametri utilizzati nel software Melcosim per il calcolo della potenza dissipata dal IPM.	56
3.2	Caratteristiche del condensatore di bus selezionato [32].	59
3.3	Tempi di commutazione dell'IPM con tensione di bus di 600 V, corrente di 10 A, temperatura di giunzione di 125 °C, tensione gate driver di 15 V [33].	72
4.1	Assorbimenti rilevati sul prototipo di IMD.	82
4.2	ΔT <i>case-ambiente</i> rilevati sui componenti più critici.	100
4.3	Stima delle massime temperature di giunzione dei componenti più critici.	101

Introduzione

Il lavoro presentato in questa tesi è stato svolto nell'ambito di un dottorato industriale finanziato da TeMec Drive, società nata nel 2014 dall'idea di due aziende, TEM e MecVel, che producono dispositivi elettromeccanici, rispettivamente motori elettrici ed attuatori lineari. L'obiettivo principale di TeMec Drive è di progettare e produrre dispositivi elettronici, per lo più convertitori di energia per il controllo di motori elettrici, in grado di affiancare i prodotti delle aziende madre e portare alla costruzione di un gruppo di imprese in grado di offrire al mercato soluzioni meccatroniche complete.

Uno studio sul risparmio energetico redatto dell'ANIE, organizzazione di Confindustria che raccoglie aziende del settore elettrotecnico ed elettronico, illustra una serie di dati relativi all'utilizzo dell'energia elettrica in Europa. Tra le informazioni riportate, si afferma che il settore a cui è stato dovuto il maggiore consumo energetico nell'anno 2010 è quello industriale (36.5%); di questa fetta di energia i due terzi sono da attribuire all'alimentazione di motori elettrici e dei sistemi ad azionamento elettrico.

Il dato più interessante riguarda però il potenziale di risparmio energetico raggiungibile utilizzando azionamenti a velocità variabile dove non ancora presenti: si parla di 72 TWh di risparmio, ovvero 8 miliardi di euro di riduzione dei costi energetici tra settore industriale e terziario.

Oltre al potenziale settore delle applicazioni che fanno leva sul risparmio energetico, esistono richieste costanti da parte del mercato di soluzioni che consentano di ridurre la complessità dei sistemi, i costi di manutenzione e l'occupazione di volu-

me. Inoltre, si sta assistendo all'incremento della domanda di elettrificazione di quei sistemi di azionamento che per ottenere energia meccanica non convertono energia elettrica ma sono basati su altre tipologie di trasformazione energetica, come succede per gli attuatori oleodinamici o pneumatici.

Nel corso degli anni, dalla nascita dell'elettronica a stato solido fino ai giorni nostri, l'evoluzione dei convertitori per motori elettrici ha seguito la tendenza principale dei dispositivi elettronici basati su silicio, portando a soluzioni sempre più compatte, con maggiore densità di potenza e più efficienti. L'elenco dei dispositivi sviluppati in questi anni comprende tiristori, tiristori a spegnimento controllato, transistor a giunzione bipolare, transistor ad effetto di campo fino ad arrivare ai transistor a giunzione bipolare con gate isolato (IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*), che oggi dominano il mercato degli azionamenti elettrici per applicazioni industriali. Attualmente sembra che i limiti della tecnologia basata sul silicio siano stati raggiunti per cui sono allo studio dei centri di ricerca nuove soluzioni, rivolgendo l'attenzione principalmente a nuove tecnologie di semiconduttori. I materiali più promettenti per applicazioni relative alla conversione dell'energia sono i semiconduttori ad ampia banda proibita o *wide-bandgap*, come il carburo di silicio (SiC) o il nitruro di gallio (GaN) che promettono di sancire un vero e proprio salto in avanti su tutti gli aspetti che caratterizzano un convertitore elettronico: densità di potenza, utilizzo alle alte temperature, frequenza di commutazione.

La necessità di convertire energia in modo sempre più efficiente e con la minore occupazione di volume sta diventando un argomento di attualità anche in contesti diversi dal mondo dell'automazione industriale. È del 2014 il concorso promosso da Google in collaborazione con IEEE chiamato *Little Box Challenge* che ha messo in palio un premio di 1 milione di dollari da assegnare a chi fosse riuscito a sviluppare un convertitore con efficienza maggiore del 95%, senza limiti di costo, capace di sviluppare una densità di potenza maggiore di 3 kW L^{-1} con un'occupazione di volume inferiore a 0.66 L. L'applicazione del convertitore è stata pensata in particolare per la conversione DC/AC da fonti rinnovabili e funzioni di tamponamento dalla mancanza di energia dalla rete ma è concettualmente estendibile al campo del controllo dei motori elettrici. Il vincitore non solo ha soddisfatto i criteri di base ma è riuscito

a triplicare la densità di potenza rispetto a quanto richiesto, utilizzando dispositivi *wide-bandgap*.

La progettazione degli azionamenti basati su motori elettrici deve ovviamente tenere conto di queste richieste di compattezza, semplicità di utilizzo, facilità di sostituzione di altre tecnologie, risparmio energetico. È per questo che una delle tendenze principali in questo ambito riguarda lo studio e la realizzazione di dispositivi che integrino in un unico involucro motore elettrico e convertitore elettronico, i cosiddetti azionamenti elettrici integrati o *Integrated Motor Drives - IMD*.

Il lavoro di tesi illustrato nelle pagine successive ha avuto come obiettivo lo sviluppo di un azionamento integrato per motori elettrici. I contenuti presentati sono organizzati come indicato di seguito:

- Capitolo 1: individua ed esamina le caratteristiche fondamentali di un IMD mediante studio della letteratura;
- Capitolo 2: analizza il mercato ed i vantaggi derivanti dall'uso degli IMD, ampliando l'elenco dei punti progettuali agli aspetti puramente applicativi e determinando le specifiche del prodotto;
- Capitolo 3: descrive i passi principali della progettazione, dalla architettura alla scelta dei principali componenti;
- Capitolo 4: mostra il prototipo realizzato e illustra i risultati ottenuti dalle prove sperimentali, con particolare attenzione alla verifica dei vincoli termici;
- Conclusioni: riassume quanto emerso dalle ricerche effettuate e i risultati ottenuti con il prototipo realizzato, elencando le future attività per la prosecuzione del progetto;
- Appendice A: riporta i dati di targa del motore elettrico dell'IMD;
- Appendice B: riporta gli schemi elettrici e i layout del prototipo realizzato.

Capitolo 1

Stato dell'arte e aspetti progettuali

1.1 Introduzione

Uno degli argomenti di ricerca di maggiore interesse nel campo degli azionamenti per i motori elettrici riguarda l'integrazione dell'elettronica (convertitore di potenza e logica di controllo) all'interno della struttura meccanica del motore.

È ormai da più di venti anni che ricercatori e aziende del settore cercano di trovare soluzioni sempre più efficienti ed affidabili che pongano in stretta connessione fisica questi due componenti, nati per funzionare come un unico blocco ma, per tanti aspetti, poco compatibili. I dispositivi risultanti da quest'opera di integrazione sono stati definiti utilizzando diverse denominazioni: azionamenti decentralizzati, motori intelligenti, motori integrati, motori con inverter integrato o *integrated motor drive* (IMD).

I vantaggi derivanti dalla combinazione motore-convertitore in un unico dispositivo sono numerosi e riguardano soprattutto miglioramenti del sistema nel suo complesso che non delle prestazioni dei singoli componenti macchina/convertitore. In primis, grazie all'integrazione di due dispositivi in uno, si ottiene una riduzione degli ingombri ed è più facile sostituire motori poco efficienti o con maggiori costi di manutenzione, utilizzando tecnologie più recenti ed affidabili. Un vantaggio importante è dato dall'eliminazione dei cavi di collegamento tra motore e convertitore che

rende il sistema più robusto del punto di vista della compatibilità elettromagnetica. Inoltre, visto che la macchina elettrica ed il convertitore sono progettati di pari passo da tecnici in stretto contatto, i limiti e le potenzialità dei due dispositivi sono noti ad entrambe le parti per cui i due dispositivi saranno dimensionati e progettati per ottimizzare le prestazioni dell'unico componente finale.

Questo ultimo punto porta a definire meglio cosa si intende per IMD: è il risultato dell'integrazione funzionale e strutturale in un singolo dispositivo del convertitore elettronico di potenza con la macchina elettrica, tenendo in considerazione tutti gli aspetti di reciproca interazione in termini strutturali, di gestione termica ed elettrica e che contemporaneamente hanno ripercussioni sull'intero sistema [8].

Nel caso in cui il convertitore elettronico sia sviluppato da zero per adattarsi ad un motore esistente sul quale non si vuole agire con modifiche troppo invasive, si può parlare semplicemente di inverter integrato o *integrated drive*.

In entrambi i casi l'integrazione di questi due componenti porta ad affrontare delle problematiche complesse che, se sottovalutate, possono condurre a risultati peggiorativi rispetto alla soluzione classica.

Si consideri ad esempio l'ambiente di funzionamento in ambito industriale: gli inverter sono posti in armadi di comando e hanno un grado di protezione minimo IP20, mentre i motori, collocati sulla macchina, solitamente non scendono sotto il grado di protezione IP54. Ciò significa che mentre i primi operano in assenza di polvere e di condensa, i secondi possono essere soggetti a spruzzi d'acqua da tutte le direzioni e alla presenza di detriti e polveri [34]. Sempre in applicazioni industriali, si consideri che molto spesso gli armadi di comando sono ventilati e/o condizionati visto che la gran parte dei dispositivi elettrici/elettronici impiegati (inverter, PLC, alimentatori ecc.) hanno temperature di funzionamento nominali all'interno dei valori 0 °C - 40 °C [35, 36, 37] mentre, allo stesso tempo, a bordo macchina la temperatura non è né garantita né controllata. Le due collocazioni differiscono profondamente anche quando si tratta di considerare le sollecitazioni dovute a shock o vibrazioni meccaniche.

Oltre agli aspetti puramente tecnico-progettuali, chi si occupa di promuovere sul mercato questa tipologia di dispositivi deve superare due ostacoli dal punto di vista commerciale. Il primo consiste nel convincere l'OEM (*original equipment manufactu-*

rer) che il maggiore costo iniziale rispetto alla soluzione classica porta dei vantaggi a livello globale che compensano e superano l'investimento di partenza. In secondo luogo è necessario superare la diffidenza verso una soluzione innovativa che va contro il senso comune: spostare l'elettronica di comando da un ambiente protetto ad uno molto più ostile può dare a molti la sensazione di riduzione dell'affidabilità complessiva.

Analizzando i vari lavori di ricerca presenti in letteratura e i dispositivi sul mercato, si possono individuare un numero limitato di scelte progettuali fondamentali che aiutano a definire le caratteristiche dei motori con inverter integrato.

1.2 Posizionamento del convertitore

Per posizionamento si intende la collocazione del convertitore elettronico rispetto alla struttura della macchina elettrica. L'approccio più comune in ambito industriale consiste nel collocare l'elettronica sulla superficie esterna del motore, realizzando delle soluzioni che sono più simili a degli inverter integrati che non a dei veri e propri IMD; così facendo non si modifica pesantemente la struttura del motore ma allo stesso tempo non si ottengono gradi di integrazione molto spinti. Sono quelle soluzioni in cui si continuano a riconoscere chiaramente i due dispositivi.

In ambito accademico o di ricerca industriale avanzata si intraprendono strade che portano ad un avvicinamento molto più stretto tra componenti elettronici e le parti attive della macchina. In questi casi si raggiungono alte densità di potenza e la presenza dell'elettronica di comando risulta poco visibile.

1.2.1 Superficiale - radiale

È la soluzione più diffusa tra i dispositivi attualmente in commercio e consiste nel posizionare il convertitore di potenza sulla superficie laterale del motore. Tra tutte le possibilità è quella più semplice ed economica, vista la facilità di implementazione ed il basso impatto sulla struttura del motore. Il livello di integrazione raggiungibile con questo approccio non è tra i più elevati ma allo stesso tempo consente di realizzare moduli che potenzialmente possono adattarsi a diversi motori, come mostrato in

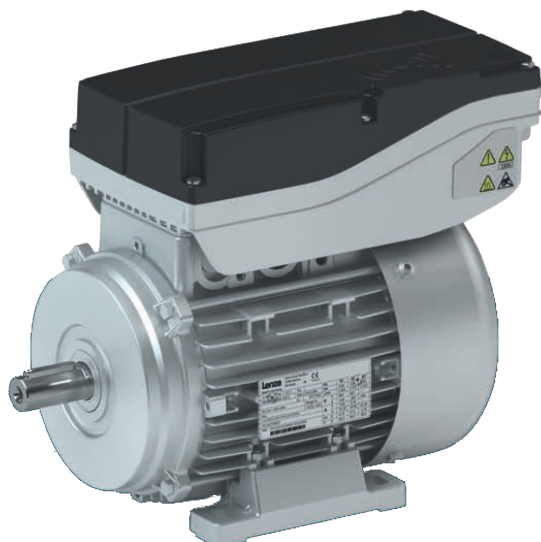


Figura 1.1: Esempio di posizionamento radiale (Lenze [1]).

figura 1.1.

Dal punto di vista dell'integrità strutturale e della resistenza alle vibrazioni questa soluzione fornisce ottime prestazioni vista l'ampia superficie di contatto tra il convertitore e la macchina.

Uno degli svantaggi principali di questa collocazione è dato dal fatto che il calore generato dagli avvolgimenti del motore si diffonde radialmente proprio in direzione del convertitore stesso. A seconda di fattori come il bilancio energetico dei due componenti, la dissipazione termica, il servizio di funzionamento e la necessità di sovraccarico si può decidere se mettere in contatto termico motore e convertitore realizzando un unico scambiatore di calore verso l'ambiente o isolarli, impostando due percorsi di dissipazione separati.

1.2.2 Superficiale - assiale

Al contrario di quanto visto nel paragrafo precedente in questo caso il convertitore si sviluppa in verso longitudinale rispetto alla macchina elettrica, come mostrato in fi-



Figura 1.2: Esempio di posizionamento assiale (Motor Power Company [2]).

gura 1.2. Questo consente di ottenere un migliore isolamento termico dell'elettronica dalle parti attive del motore che possono dissipare calore radialmente e, allo stesso tempo, permette di realizzare una soluzione semplice e stabile meccanicamente.

In applicazioni dove è necessario raffreddare la macchina tramite ventilazione forzata questa tipologia di posizionamento può risultare controproducente visto che il convertitore ostacola il flusso d'aria che si deve muovere assialmente per raffreddare al meglio gli avvolgimenti. In questi casi si deve quindi ricorrere a soluzioni più complesse oppure si deve potenziare la ventilazione, sovradimensionando la ventola o rendendola indipendente dal movimento del motore, specie se questo è adoperato a bassa velocità ed alte coppie.

1.2.3 Integrato con segmentazione

Quando si vogliono raggiungere alte densità di potenza è necessario cercare una maggiore integrazione tra convertitore elettronico e macchina per sfruttare al meglio lo spazio a disposizione. In questi casi l'approccio migliore consiste nel suddividere lo stadio di potenza in più sotto-unità: si parla in questo caso di segmentazione del convertitore o di convertitore modulare.

Nelle figure 1.3 e 1.4 sono mostrati due esempi di segmentazione, rispettivamente in direzione radiale ed in direzione assiale.

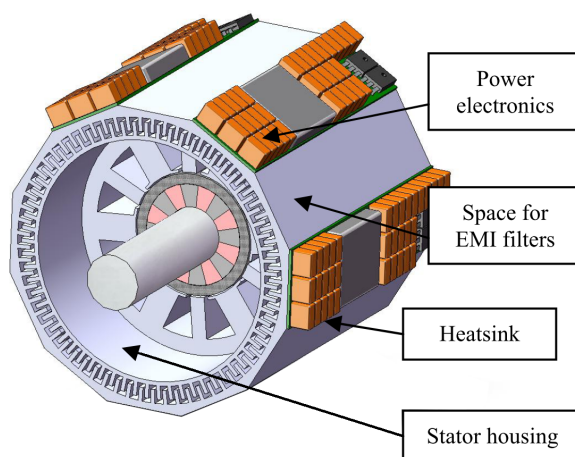


Figura 1.3: Esempio di segmentazione radiale [3].

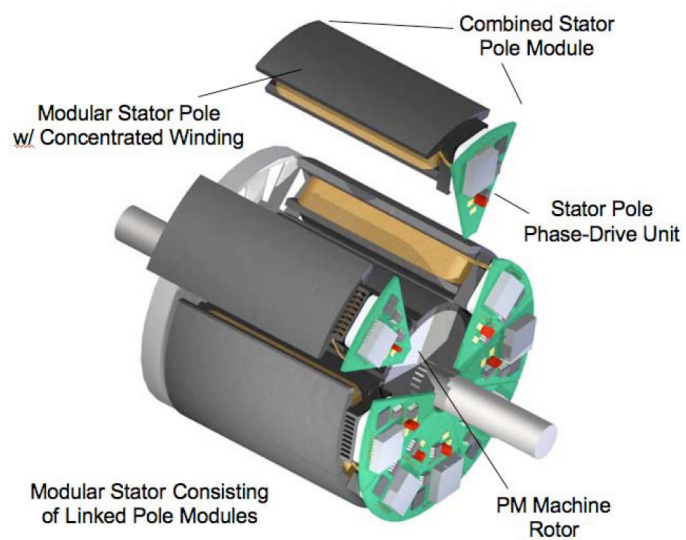


Figura 1.4: Esempio di segmentazione assiale [4].

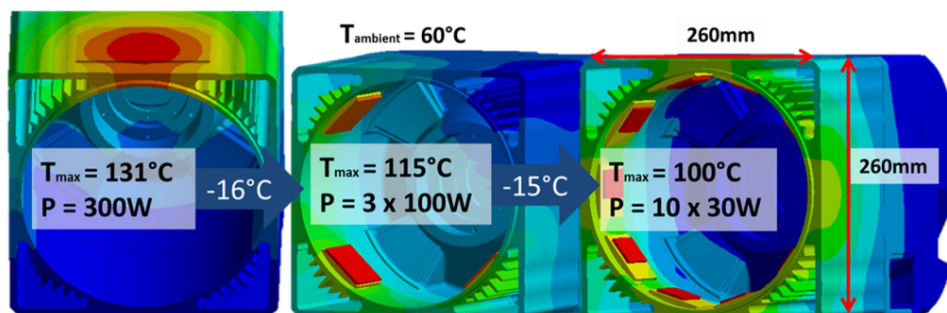


Figura 1.5: Esempio di riduzione della temperatura massima data da un'integrazione segmentata [5].

I vantaggi che ne conseguono sono numerosi: primo fra tutti l'aumento dei gradi di libertà nel posizionamento, avendo a disposizione unità di dimensioni minori; ad esempio i dispositivi più ingombranti, come il condensatore di bus o i filtri EMC, possono essere ridimensionati e collocati in più punti della macchina, permettendo di occupare meglio il volume disponibile. In secondo luogo, la decentralizzazione del convertitore elettronico consente di suddividere la potenza dissipata su una superficie più ampia, realizzando soluzioni termicamente più efficienti per quanto riguarda lo scambio di calore con il fluido refrigerante. Nella figura 1.5 è illustrato quest'ultimo concetto.

L'approccio modulare insieme ad un'adeguata progettazione della macchina elettrica si presta molto bene a realizzare topologie di convertitori più avanzate, con connessioni in serie o in parallelo, portando ad impiegare dispositivi di potenza a corrente o tensione minore con un miglioramento generale in termini di dissipazione del calore. Questo aspetto sarà approfondito nel paragrafo 1.5.4.

Sebbene molto promettente, questa soluzione pone due problemi fondamentali: la stretta vicinanza dei dispositivi elettronici agli avvolgimenti del motore li sottopone a temperature che possono essere localmente molto elevate fino a diventare proibitive, specie se si considerano non solo i dispositivi di potenza ma anche gli elementi preposti a svolgere funzioni logiche, di alimentazione o di comunicazione. In secon-

do luogo i moduli del convertitore elettronico si trovano molto più esposti agli stress meccanici rispetto ad una soluzione concentrata.

Gli svantaggi elencati impongono un maggiore sforzo di progettazione rispetto alle soluzioni precedenti che deve passare da un'analisi preliminare molto accurata, la quale difficilmente può prescindere dall'utilizzo di software di simulazione agli elementi finiti. Attraverso questo approccio e in base alle specifiche dell'applicazione, è possibile scegliere la strategia migliore specie per l'aspetto del raffreddamento, trattato in dettaglio nel paragrafo seguente.

1.3 Strategie di raffreddamento

Come già discusso, la strategia di raffreddamento è uno degli aspetti cruciali per il raggiungimento di un buon livello di integrazione e di affidabilità. Si tratta di un problema molto complesso perché vengono coinvolte due componenti con comportamento termico molto diverso: il motore presenta solitamente un'inerzia molto più elevata rispetto al convertitore e allo stesso tempo può raggiungere localmente temperature decisamente maggiori rispetto a quelle dei dispositivi elettronici (125-150 °C per il silicio e 180 °C per un motore in classe H). Anche la sensibilità ai cicli termici è molto diversa visto che per i dispositivi elettronici di potenza è una delle prime cause di guasto mentre il motore non presenta di queste criticità. Infatti, se si rimane sotto alla temperatura massima di avvolgimento [38], l'aspettativa di vita è legata maggiormente alla temperatura media degli avvolgimenti [6], come mostra la figura 1.6.

È necessario quindi analizzare attentamente sia il comportamento del singolo componente che dell'insieme dei due. Si pongono successivamente alcune scelte progettuali, interconnesse tra loro e con il progetto strutturale del dispositivo.

Una delle decisioni fondamentali consiste nel definire l'accoppiamento termico tra motore e convertitore, ovvero se isolare o porre in contatto le due unità. Realizzare un unico nodo di dissipazione (la carcassa del motore) consente di aumentare l'inerzia termica del convertitore elettronico visto l'incremento della massa di metallo a disposizione, con conseguente aumento della capacità di sovraccarico. In condizioni

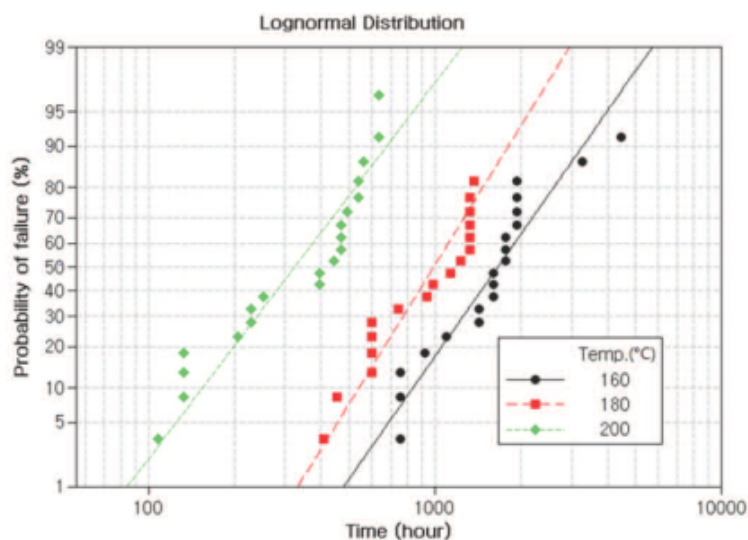


Figura 1.6: Probabilità di guasto in funzione delle ore di funzionamento e della temperatura per avvolgimenti in classe E [6].

nominali, però, se il motore fosse sfruttato al pieno delle sue potenzialità, potrebbe portare il convertitore a lavorare partendo da temperature poco accettabili. Dall'altro lato pensare di isolare termicamente le due parti funzionali potrebbe non essere facile visto le elevate temperature in gioco.

Una seconda scelta progettuale è tra raffreddamento naturale o forzato. È un aspetto fortemente dipendente dall'applicazione finale: se l'IMD è destinato ad esempio ad applicazioni di trazione sicuramente si opterà per un raffreddamento forzato a liquido [39, 40] vista l'alta densità di potenza in gioco mentre per la maggioranza delle applicazioni industriali la tendenza è di preferire raffreddamento ad aria, forzato o naturale. Un sistema di raffreddamento forzato porterebbe a maggiori densità di potenza ma ovviamente aumenterebbe complessità, costi e obblighi di manutenzione. Lasciare invece questo compito alla ventilazione naturale e al dissipatore semplifica la progettazione strutturale ma può obbligare a diversi compromessi: limitare le prestazioni dei dispositivi elettronici o del motore, impiegare componenti ad alta tempe-

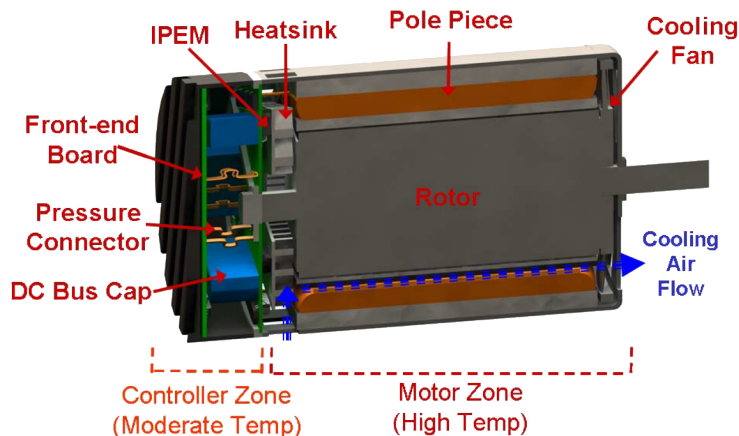


Figura 1.7: Esempio di raffreddamento in serie [4].

ratura, spendere tempo di progettazione per soluzioni che consentano di migliorare l'efficienza.

Nel caso in cui si optasse per un'unica fonte di raffreddamento forzato si potrebbe scegliere se realizzare un circuito serie facendo attraversare al fluido prima il convertitore e poi la macchina (o viceversa) o un circuito parallelo, facendo investire le due parti da un unico flusso refrigerante. Nelle figure 1.7 e 1.8 sono rappresentate le due possibilità.

Un percorso serie è certamente più efficace quando si vuole privilegiare il raffreddamento di uno dei due componenti ma può presentare degli sforzi progettuali maggiori vista la necessità di seguire un certo percorso e può richiedere un sovradimensionamento della pompa/ventola a causa delle perdite di carico che subisce il fluido lungo il tragitto.

1.4 Dispositivi *wide-bandgap*

Nei paragrafi precedenti si è visto come la progettazione dei motori con inverter integrato imponga dei vincoli molto stringenti in termini di efficienza, temperatura di

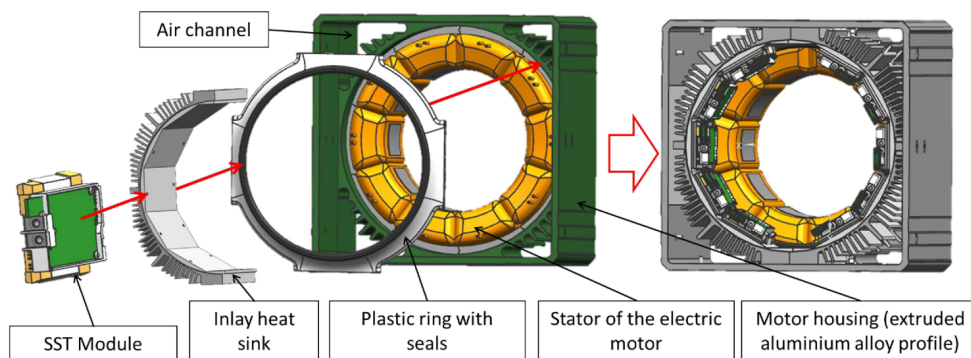


Figura 1.8: Esempio di raffreddamento in parallelo [5].

funzionamento e densità di potenza del convertitore elettronico. La tecnologia al silicio presenta vantaggi molto importanti: oltre ad essere la più nota e testata è anche la più economica tra quelle presenti attualmente sul mercato. L'uso estensivo che ne è stato fatto negli ultimi decenni se da una parte l'ha resa molto attrattiva dall'altra ne ha evidenziato i limiti, che difficilmente potranno essere superati visto che potrebbero richiedere sforzi di investimento superiori ai guadagni realizzabili. Questo vale in particolare se si pensa ad utilizzi poco sperimentati, come nel caso degli IMD dove questi dispositivi vengono impiegati in condizioni ambientali molto gravose.

Negli ultimi anni l'attenzione si sta concentrando sullo studio e sullo sviluppo di tecnologie elettroniche basate su semiconduttori che, rispetto al silicio, siano in grado di sancire un marcato passo in avanti in termini di prestazioni: i dispositivi ad ampia banda proibita o *wide-bandgap*. In particolare, nel campo dei componenti elettronici di potenza, i principali semiconduttori candidati a sostituire il silicio sono il carburo di silicio (SiC) e l'arseniuro di gallio (GaN). Nella figura 1.9 è riportato il confronto tra le caratteristiche salienti dei semiconduttori citati.

È immediato notare come il silicio venga surclassato o quantomeno eguagliato sulla totalità degli aspetti. SiC e GaN assicurano ad esempio prestazioni migliori in termini di compromesso tra tensione di funzionamento, resistenza di conduzione e dimensioni. Questo li rende molto adatti per l'impiego nei IMD dove è richiesta ele-

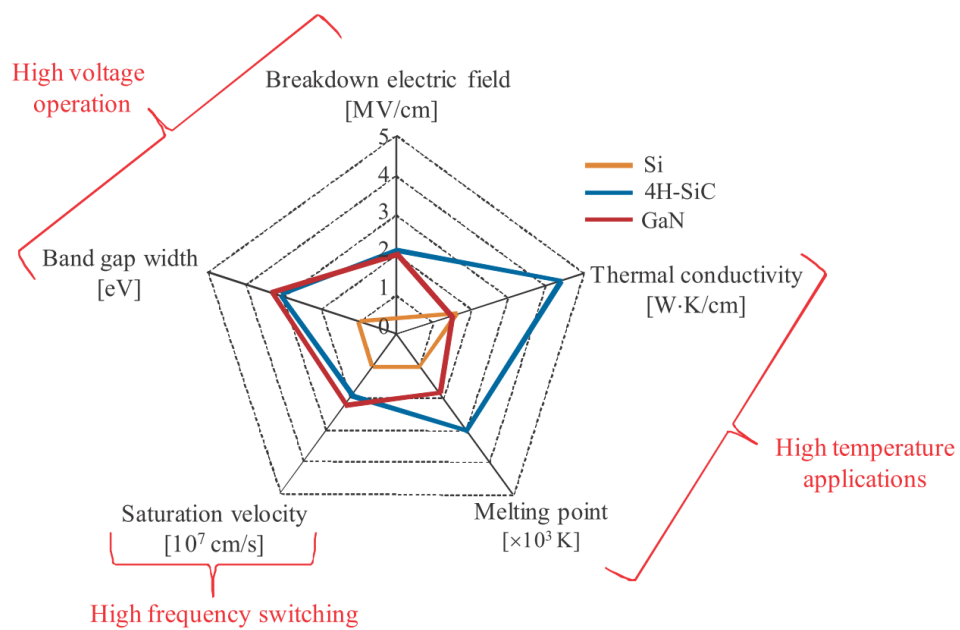


Figura 1.9: Confronto tra le caratteristiche di Si, SiC e GaN, da [7].

vata integrazione e densità di potenza.

A parità di condizioni di funzionamento i dispositivi *wide-bandgap* hanno perdite di commutazione più basse e risultano quindi più efficienti; ciò è dovuto alla maggiore velocità di saturazione dei portatori che consente di commutarli molto più velocemente rispetto ai transistor al silicio. Altro punto a favore dei SiC/GaN rispetto al Si è il loro comportamento termico: possono raggiungere temperature di funzionamento più elevate, arrivando fino a 600 °C contro 225 °C del silicio e, i SiC, conducono molto meglio il calore. Ancora quindi delle caratteristiche ideali per il funzionamento a stretto contatto con i motori elettrici.

Confrontando invece i due tipi di semiconduttori *wide-bandgap* si può affermare che il nitruro di gallio sia più indicato rispetto al carburo di silicio per applicazioni dove è necessario raggiungere alte frequenze di commutazione, vista la maggiore mobilità elettronica. Nel caso degli IMD il principale vantaggio che ne deriverebbe sarebbe una riduzione del volume dei componenti passivi, specie dei condensatori di bus. D'altro canto, i dispositivi SiC presentano una serie di vantaggi che li rendono preferibili in applicazioni di potenza: hanno una conducibilità termica più alta, fondamentale per diffondere al meglio il calore generato, e hanno costi di produzione minori perché nel caso del GaN manca un ossido nativo e ci sono ancora difficoltà nella crescita epitassiale dei wafer su substrati economici.

Le caratteristiche dei dispositivi *wide-bandgap* analizzate, per quanto si è visto nei paragrafi precedenti, rispondono pienamente alle richieste progettuali di un IMD. Sebbene però i dispositivi *wide-bandgap* siano molto promettenti, i loro limiti di impiego sono dovuti fondamentalmente al fatto che restano una tecnologia giovane: essendo stati ancora poco esplorati, sono poco utilizzati in ambito industriale e presentano un livello di sviluppo delle tecnologie produttive ancora troppo acerbo per renderle competitive con i costi del silicio in un ampio spettro di applicazioni, oltre a presentare affidabilità ancora lontane da quella dei dispositivi basati su silicio.

Un ulteriore aspetto da non sottovalutare nell'impiego dei dispositivi SiC e GaN è legato alla capacità di sfruttamento delle loro velocità di commutazione che li rende più efficienti e ideali per il funzionamento alle alte frequenze. Proprio per questo pregio risultano altrettanto pericolosi quando si devono considerare aspetti di EMC,

interazione con i componenti parassiti del sistema che li ospita, integrità dei segnali e preservazione degli avvolgimenti del motore, sensibili agli elevati dV/dt .

1.5 Topologie del convertitore

Insieme alla tecnologia del semiconduttore utilizzato, una scelta progettuale fondamentale per il convertitore elettronico è la definizione della topologia del convertitore stesso. È l'aspetto che maggiormente impatta su tutte le altre decisioni progettuali elencate in questo capitolo: una topologia può garantire minori perdite, può essere più o meno adatta a determinati tipi di integrazione, può consentire una riduzione del volume complessivo, può garantire ridondanza.

Si tratta quindi di una scelta chiave che dipende fortemente dall'applicazione finale ovvero dall'obiettivo privilegiato tra tutti i possibili vantaggi garantiti dagli IMD. Di seguito verranno analizzate rapidamente alcune delle topologie maggiormente utilizzate nell'ambito degli azionamenti integrati.

1.5.1 Due livelli

L'architettura a due livelli (figura 1.10) per un convertitore DC-AC è sicuramente la più diffusa e nota. Così come per il silicio per quanto riguarda le tipologie di semiconduttore, si tratta della scelta più economica (considerando solo il costo del convertitore) e che dà maggiore possibilità di scelta vista l'enorme offerta presente sul mercato. Essendo una topologia ampiamente analizzata esistono innumerevoli studi su tecniche di pilotaggio dei dispositivi e sulla stima delle grandezze fondamentali di funzionamento, oltre al supporto a basso livello per implementare le principali tecniche di modulazione [27].

Il principale svantaggio di questa topologia è l'elevata distorsione armonica che si ha sulla corrente del motore i cui effetti vanno valutati caso per caso a seconda delle caratteristiche della macchina.

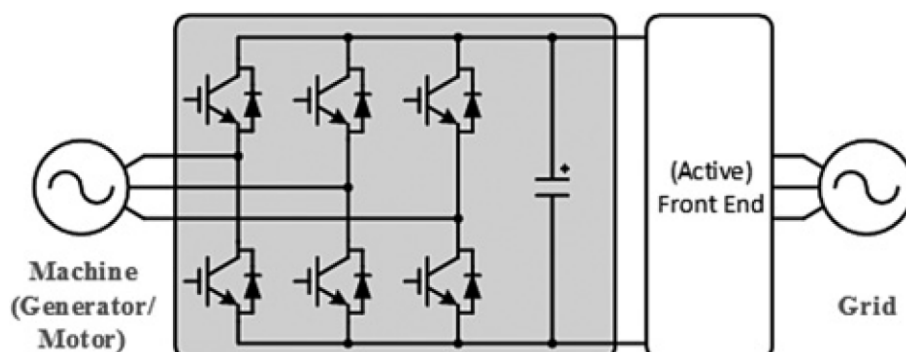


Figura 1.10: Convertitore a due livelli, da [8].

1.5.2 Tre livelli NPC

Tra tutte le architetture a tre livelli quella che si sta affermando maggiormente sul mercato dei moduli di potenza è la *neutral point clamped* (NPC) [41, 42, 43], mostrata in figura 1.11. La topologia prende il nome dalla presenza di due coppie di dispositivi (per gamba del convertitore) che forzano il terminale di uscita ad un punto a potenziale pari alla metà della tensione di bus, il *neutral point*, che costituisce il terzo livello. Questa funzionalità può essere svolta aggiungendo ad un'architettura classica a due livelli due coppie diodi-IGBT, nel caso più semplice, o quattro di queste coppie nel caso in cui si volessero eliminare le perdite di conduzione sui diodi come mostrato in figura 1.12.

In primo luogo il guadagno che si ha rispetto ad un'architettura a due livelli è una riduzione del contenuto armonico delle forme d'onda generate, a parità di frequenza di funzionamento, ed una riduzione del dv/dt con conseguente riduzione dello stress sul carico. L'aumento dei livelli permette inoltre di raggiungere frequenze di commutazione più elevate, requisito fondamentale nel caso di pilotaggio di motori ad alta velocità. Un ulteriore vantaggio consiste nel minore stress a cui si sottopone il singolo dispositivo visto che la commutazione avviene ad una tensione minore, con conseguente riduzione della potenza dissipata o, se si vuole, la possibilità di utilizzare il convertitore a tensioni maggiori.

Gli aspetti positivi succitati sono bilanciati da un aumento di costo e di comples-

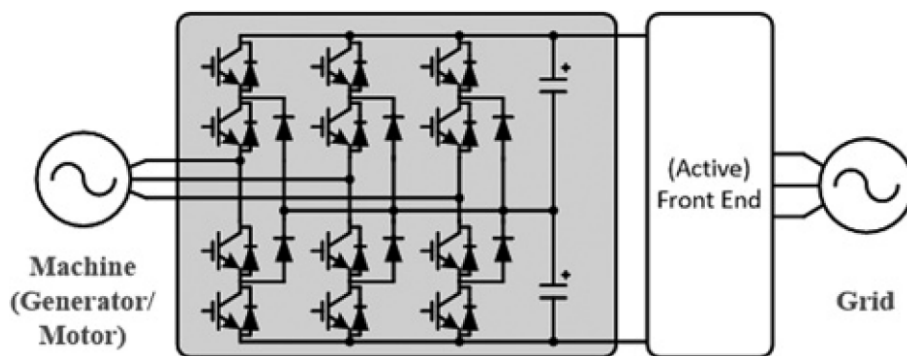


Figura 1.11: Convertitore NPC, da [8].

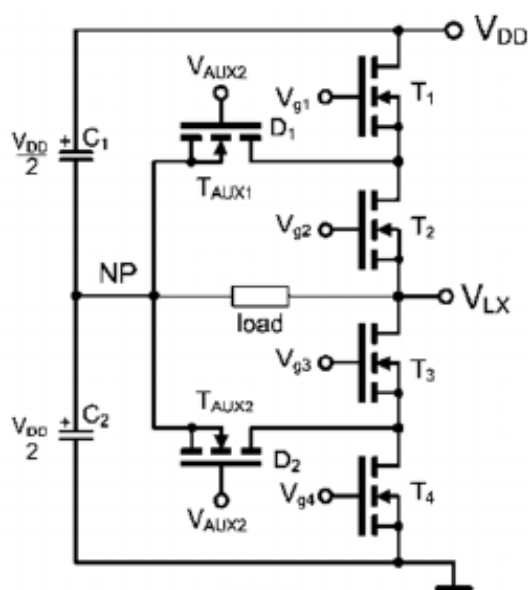


Figura 1.12: Convertitore NPC active (singola gamba), da [9].

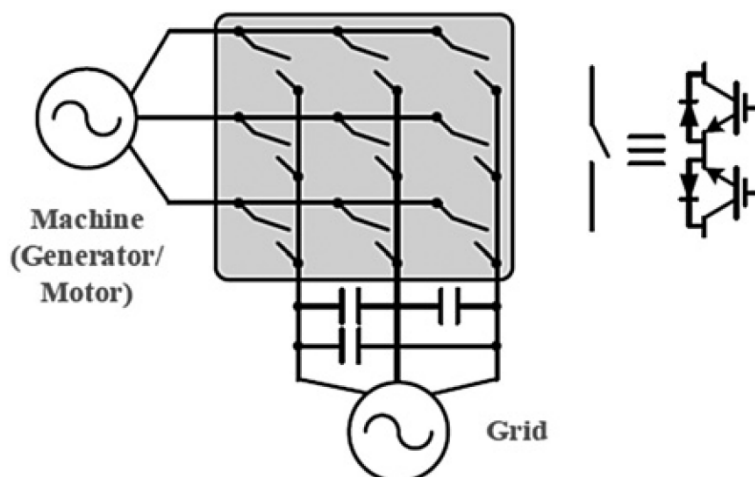


Figura 1.13: Convertitore Matrix, da [8].

sità, visto il gran numero di dispositivi coinvolti, 12 IGBT più 6 diodi contro i soli 9 IGBT di un'architettura a due livelli; inoltre è necessario occuparsi della ripartizione della tensione sui condensatori di bus. Esistono comunque delle soluzioni commerciali che, rinunciando alla ripartizione su più dispositivi della tensione di lavoro, consentono di eliminare due diodi [42, 43].

1.5.3 *Matrix converter*

Tra i convertitori citati è l'unico esempio di topologia che non ha bisogno di uno stadio di rettificazione, essendo in grado di operare una conversione diretta AC-AC. Le sue potenzialità consistono appunto nell'eliminazione del front-end con la rete: si risparmiano gli ingombranti condensatori di bus [44] e si ha comunque un assorbimento di corrente sinusoidale, con fattore di potenza regolabile. Inoltre è possibile stabilire un flusso di energia bidirezionale.

La figura 1.13 riporta lo schema concettuale di tale convertitore.

I molteplici vantaggi del *matrix converter* derivano dall'utilizzo di nove interruttori bidirezionali disposti, appunto, a matrice tra i terminali di ingresso e quelli di uscita e, come è facilmente immaginabile, ne costituiscono anche il limite principale,

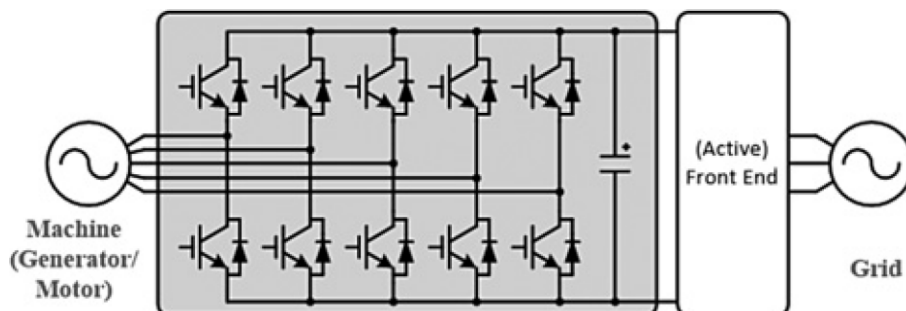


Figura 1.14: Convertitore multifase, da [8].

visto che il numero di dispositivi necessari sale a 18 IGBT più 18 diodi. I condensatori mostrati in figura sono necessari per scopi di filtraggio.

Altri svantaggi di questa topologia sono la limitazione dell'indice di modulazione ad un fattore 0.86, la scarsa resistenza alle discontinuità della tensione di ingresso, vista l'assenza di dispositivi di accumulo di energia, e la difficoltà nel reperire moduli commerciali che permettano di semplificarne l'implementazione.

1.5.4 Multifase

Si tratta dell'estensione dell'architettura a due livelli per un motore multifase, in figura 1.14. I vantaggi immediati derivano dalla ridondanza intrinseca di questo approccio sia a livello di convertitore che di macchina elettrica. L'aumento dei gradi di libertà nella generazione del campo magnetico rotante insieme allo sviluppo di algoritmi dedicati può portare ad una maggiore utilizzo della coppia disponibile rispetto ad una classica macchina a tre fasi [45].

Questa topologia di convertitore è strettamente legata all'architettura di posizionamento a segmentazione citata in 1.2.3. Il suo utilizzo consente di avere una migliore ripartizione della potenza trasformata che è suddivisa su un numero maggiore di dispositivi e quindi una migliore dissipazione, visto che la potenza dissipata può essere distribuita su una superficie più ampia, migliorando l'efficienza dello scambio termico con il fluido refrigerante.

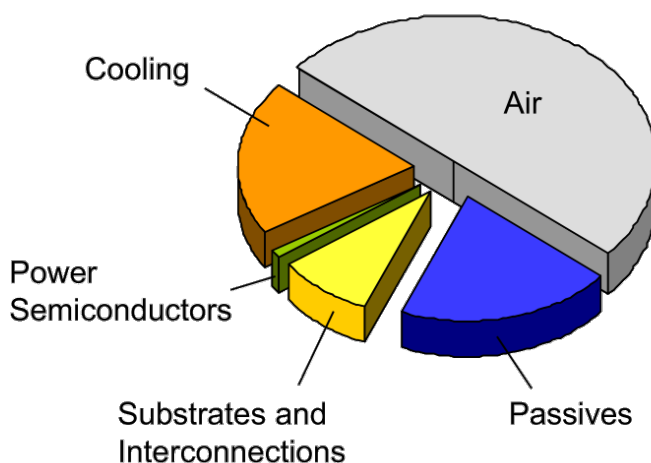


Figura 1.15: Tipica ripartizione del volume occupato in un convertitore elettronico per trazione, da [10].

Il prezzo da pagare è costituito da una maggiore complessità e costo del convertitore rispetto ad una soluzione a due livelli.

1.6 Componenti passivi

In un convertitore elettronico di potenza una grande fetta del volume occupato è dovuto alla presenza dei componenti passivi, come mostrato nella figura 1.15.

Si tratta soprattutto di elementi a cui sono demandati operazioni di filtraggio: filtri EMC sul lato di connessione alla rete, condensatore di stabilizzazione della tensione di bus per conversioni DC/AC, filtro tra uscita e carico. In un azionamento elettrico molto spesso le operazioni di filtraggio in ingresso ed in uscita possono essere affidate a componenti esterni o risultare non necessarie.

Un componente a cui difficilmente si riesce a rinunciare all'interno di un IMD è invece il condensatore per il bus in DC necessario, tra le altre cose, per fornire

al convertitore la corrente alla frequenza di commutazione, per filtrare le oscillazioni dell'alimentazione e per richiudere il percorso delle armoniche di corrente attraverso un condotto a bassa impedenza. Anche in topologie dove questo componente non è richiesto è necessario prevedere condensatori di filtraggio (v. 1.5.3). Verranno di seguito analizzate alcune delle tecnologie più diffuse per la realizzazione di condensatori.

1.6.1 Condensatori ceramici

È la tecnologia meno performante in termini di densità di capacità, tra quelle analizzate. Allo stesso tempo però, può essere utilizzata ad alte temperature (200-250 °C) e ha elevata capacità di sostenere correnti in AC. I contro riguardano la bassa densità di energia che porterebbe ad un aumento considerevole dei costi del convertitore e la sensibilità alle vibrazioni che li rendono poco adatti ad applicazioni in settori come quello della trazione.

1.6.2 Condensatori a film

La tecnologia a film polimerici dà ottime prestazioni per quanto riguarda la resistenza meccanica e le perdite di potenza. Questi condensatori hanno anche ottime proprietà in frequenza, elevate tensioni e temperature di lavoro, fino a 100kV e 170 °C. Inoltre presentano alta durata e capacità di sostenere correnti in AC. Il problema fondamentale del loro utilizzo come condensatore di bus è dovuto alla bassa densità di capacità ed al costo elevato.

1.6.3 Condensatori elettrolitici

I condensatori elettrolitici in alluminio sono i più utilizzati in campo dei convertitori elettronici di potenza quando si tratta di stabilizzare delle forme d'onda rettificate. Questo è dovuto alla loro elevata densità di energia, la più alta tra le tre tipologie analizzate, ed al loro basso costo.

I loro difetti sono dovuti al rapido degrado con la temperatura, fattore che ne limita il valore massimo di funzionamento a 120 °C, e le scarse prestazioni in termini

di massima corrente in AC sostenibile, entrambi fenomeni che innescano reazioni elettrochimiche che ne deteriorano la durata. Inoltre, a causa delle elevate componenti parassite, non sono indicati per applicazioni in alta frequenza.

Si può concludere che, escludendo i condensatori ceramici perché troppo costosi e con bassa densità di capacità, non esiste una scelta universalmente ottima per la tecnologia del condensatore di bus per un IMD ma va valutata di caso in caso in funzione degli aspetti che si vorranno prediligere.

1.7 Sensori di corrente

La misura delle correnti all'interno di un convertitore elettronico è un aspetto chiave, per ragioni di controllo e protezione. I sensori di corrente sono, allo stesso tempo, tra i componenti che possono occupare maggiore spazio in termini percentuali per cui è doveroso elencarne le tipologie principali con relativi pregi e difetti [46, 47].

1.7.1 Resistori di shunt SMD

Rappresentano la soluzione più semplice ed economica oltre ad avere una ridotta occupazione di volume. La banda della misura è limitata dall'induttanza parassita del resistore o dalla banda del circuito di amplificazione, a seconda di come è realizzato il circuito. L'accuratezza e la stabilità in temperatura sono più che accettabili nella gran parte delle applicazioni per convertitori di energia.

Il resistore va inserito lungo il percorso della corrente da misurare per cui la dissipazione di potenza può diventare rilevante. La circuiteria necessaria per amplificare il segnale ed eventualmente isolarlo, in alcuni casi, può aumentare in modo considerevole i costi. Ad esempio, se si vuole limitare la potenza dissipata riducendo il valore di resistenza sarà necessario aumentare il prodotto banda-guadagno dello stadio di amplificazione. Inoltre, se il resistore è posto sul percorso di andata della corrente dovrà essere incrementata l'immunità alle tensioni di modo comune del circuito di condizionamento del segnale ricavato.

1.7.2 Sensori di campo magnetico

Sono sensori che forniscono intrinsecamente l'isolamento galvanico: ad effetto Hall, fluxgate, ad effetto magnetoresistivo. Permettono di misurare sia segnali in continua che in alternata e hanno una buona accuratezza che migliora nel caso in cui si utilizzi la tecnologia ad anello chiuso, che permette di far lavorare il nucleo ferromagnetico in regione di linearità. Quando è utilizzato un nucleo ferromagnetico, per motivi costruttivi o per confinare il campo e aumentare l'immunità ai disturbi esterni, le dimensioni diventano importanti se confrontate con la soluzione a shunt. Un altro difetto in questi casi è la necessità di demagnetizzare il nucleo in seguito a eventi di sovracorrente per eliminare il magnetismo residuo, causa di errori di misura.

In generale, i costi di queste tipologie di sensori non sono trascurabili. Esistono però soluzioni interessanti integrate su chip che non utilizzano nucleo ferromagnetico e che hanno costi contenuti; in questi casi il contributo esterno derivante da campi magnetici di modo comune è ridotto tramite misure differenziali della corrente [48].

1.7.3 Sensori basati sulla legge di Farady

Le tipologie di sensori sono fondamentalmente due: bobina di Rogowski e trasformatore di corrente. Come per i sensori di campo magnetico, si tratta di componenti che garantiscono intrinsecamente l'isolamento elettrico. Il principio alla base del loro funzionamento è l'induzione di una tensione nel circuito di misura in seguito alla variazione del campo magnetico generato dalla corrente da misurare. Proprio per il principio fisico che governa questi sensori, non è possibile ricostruire la componente continua della corrente misurata.

Tra le due tipologie, il trasformatore di corrente ha una migliore sensibilità grazie alla presenza di un nucleo ferromagnetico ma, per lo stesso motivo, la bobina di Rogowski è caratterizzata da una maggiore linearità. Nel caso del trasformatore di corrente è possibile misurare le correnti pulsanti tipiche di un convertitore elettronico, tramite l'utilizzo di soluzioni in grado di evitare la saturazione del nucleo. Inoltre, è possibile ottenere segnali collegabili direttamente ad un convertitore A/D senza bisogno di circuiti di amplificazione.

L'occupazione di volume di questi sensori è elevata a causa della presenza dell'avvolgimento secondario mentre i costi sono più contenuti rispetto ai sensori di campo magnetico, comparabili alla soluzione con resistore di shunt.

Capitolo 2

Studio del mercato e specifiche progettuali

2.1 Richieste del mercato e vantaggi IMD

Il mercato dei motori elettrici è in costante crescita, come mostra la figura 2.1, tratta da [11].

L'utilizzo di convertitori elettronici per il pilotaggio controllato dei motori in velocità o coppia è sempre più richiesto, per motivi che vanno dal risparmio energetico, all'incremento della precisione del movimento fino alla riduzione dello stress sui componenti meccanici. Per avere un'idea delle potenzialità di questo mercato si pensi che, al 2011, ancora l'80% dei motori è azionato direttamente, senza l'uso di elettronica. Inoltre, da gennaio 2017, la normativa IEC 60034-30 [49] impone che i motori a induzione a singola velocità con potenza nominale compresa tra 0,75 e 375 kW immessi sul mercato per la prima volta debbano avere almeno una classe di efficienza IE3 oppure una classe IE2 se azionati mediante convertitore elettronico. Ad esempio, per un motore funzionante a 50 Hz con potenza nominale di 1.5 kW il rendimento minimo richiesto passa da 82.8% a 85.3%.

Oltre che per interessi puramente tecnici, il mercato si muove costantemente verso soluzioni che consentano di ottenere una riduzione dei costi, diretta o indiretta che

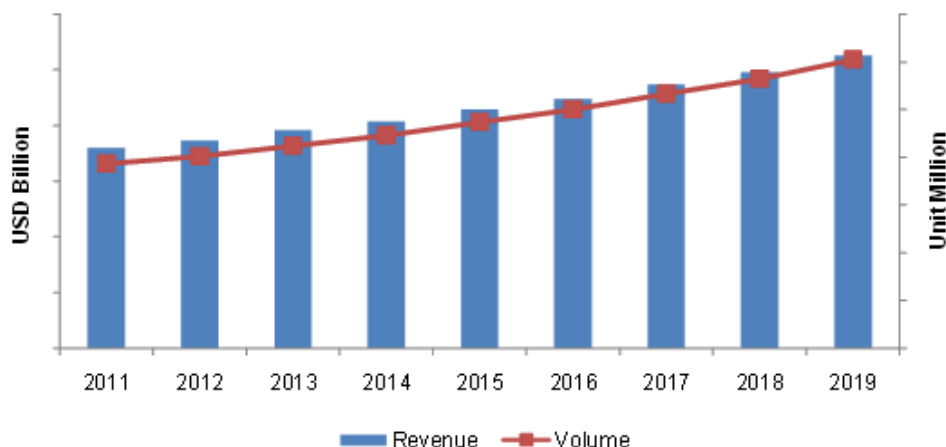


Figura 2.1: Dimensioni del mercato nordamericano per i motori superiori a 0.75 kW e previsione per il periodo 2011-2019 (scale in milioni di unità e di dollari) [11].

sia. Ciò significa che non si fa attenzione soltanto al costo del singolo componente ma vengono premiati quei prodotti che, agli occhi degli OEM, consentano di ottenere dei vantaggi economici anche sotto altri aspetti. Si parla di soluzioni che consentano di ridurre l'occupazione di volume delle apparecchiature di controllo, migliorare l'efficienza, semplificare la progettazione della macchina, alleggerire i processi gestionali.

In questo quadro generale la soluzione degli IMD risulta molto appetibile e proprio per questo è una delle principali tendenze di investimento per le aziende che operano nel settore delle macchine elettriche.

Eliminare l'involucro dell'inverter consente di risparmiare spazio all'interno dell'armadio di comando, quando previsto, oppure di realizzare configurazioni con controllo distribuito, quando per mancanza di spazio non esiste un centro di controllo ma i dispositivi sono posizionati su tutta la macchina, per adattarsi al volume disponibile come nel caso di robot autonomi.

Con l'integrazione dell'elettronica sul motore si possono sostituire macchine poco efficienti con tecnologie più moderne in maniera potenzialmente trasparente per il

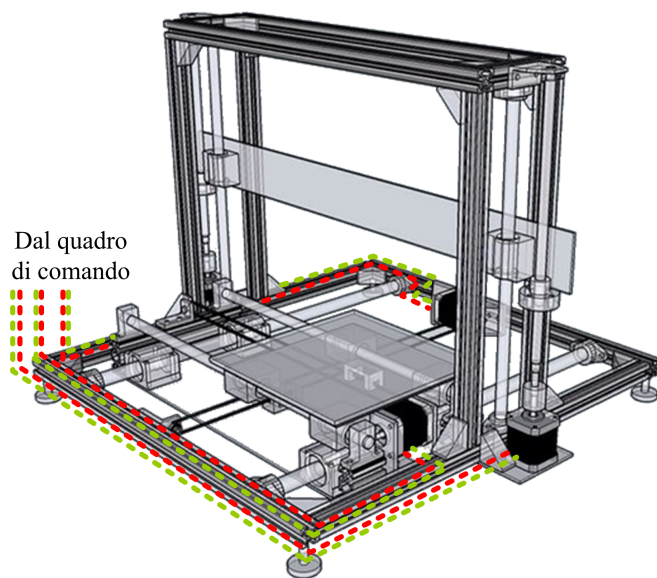
committente, ovvero con nessuna o minime modifiche alla configurazione del sistema preesistente. Si pensi ad esempio ai vantaggi in termini di risparmio energetico dati dalla sostituzione con IMD di un motore a induzione o in corrente continua con avvio diretto; nel secondo caso si abbatterebbero anche i costi di manutenzione dovuti alla sostituzione delle spazzole.

La seconda importante differenza rispetto ad un sistema tradizionale motore/convertitore è l'eliminazione dei cavi di collegamento tra i due componenti, caratteristica che semplifica molto le connessioni, facendo ridurre i costi di manodopera e dell'attività di certificazione EMC sostenuti dall'OEM. Per comprendere meglio questi due aspetti, si consideri ad esempio il confronto tra le figura 2.2a e 2.2b: utilizzando sistemi di connessione a catena mediante cavi ibridi che trasportano sia alimentazione che bus di campo, si possono raggiungere consistenti risparmi di tempo.

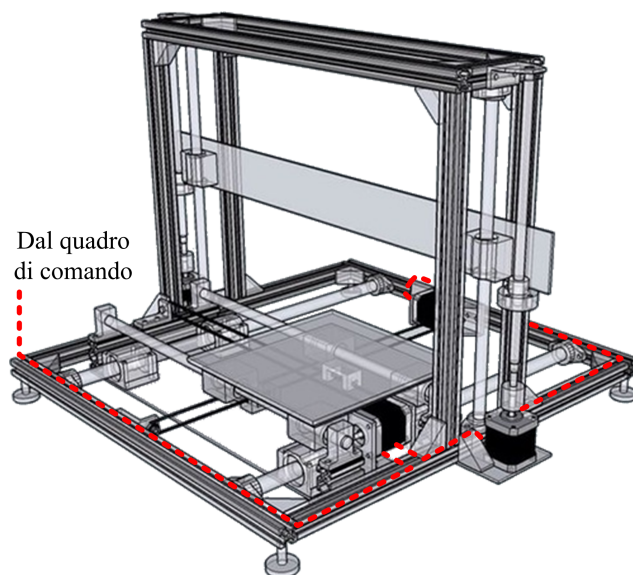
Inoltre, la topologia mostrata nella figura 2.2b risulta più efficiente per quanto riguarda la compatibilità elettromagnetica: i collegamenti di potenza tra il quadro di comando e la macchina vengono realizzati con cavi che trasportano tensioni DC e non segnali che commutando ad alta frequenza; la posa di un cavo unico e la connessione locale tra convertitore e sensore di posizione eliminano alla radice alcune problematiche legate alla posizionamento dei cavi, come quella mostrata in figura 2.3.

Grazie all'eliminazione dei collegamenti motore-convertitore si risolvono alla radice le problematiche causate dalla riflessioni di segnali PWM che si propagano per lunghe distanze; le sovratensioni generate da questi fenomeni riducono l'affidabilità del motore intaccandone l'isolamento e necessiterebbero l'installazione tra i due componenti di apparecchiature di filtraggio costose e ingombranti.

Il terzo aspetto che fa di questi dispositivi delle soluzioni molto appetibili riguarda la progettazione condivisa di macchina elettrica ed elettronica di comando. Sviluppare di pari passo i due componenti tenendo conto delle problematiche condivise e dei limiti delle singole parti conduce a realizzare dispositivi con una maggiore densità di potenza e globalmente più efficienti. Si pensi inoltre alla semplificazione che c'è nella gestione dei rapporti con il cliente finale che si ritrova ad interfacciarsi con un unico interlocutore, sia per la definizione delle specifiche di funzionamento che per



(a) Stella.



(b) Catena.

Figura 2.2: Esempio di topologie di connessioni su CNC (foto da [12]): (a) stella, (b) catena. In rosso le connessioni di potenza o ibride e in verde le connessioni encoder.

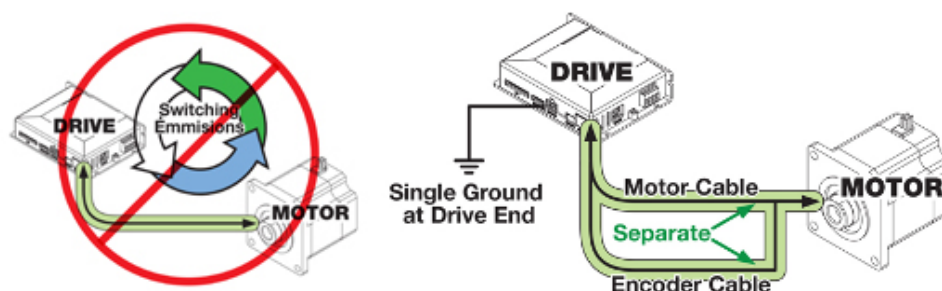


Figura 2.3: Esempio di problematica relativa al cablaggio, assente con IMD [13].

l'assistenza sul campo.

2.2 Prodotti sul mercato

A differenza di quanto descritto nel capitolo precedente dove l'attenzione è stata rivolta prevalentemente verso lavori accademici o di ricerca e sviluppo, lo scopo di questo paragrafo è di studiare le soluzioni presenti sul mercato e quindi già ingegnerizzate. Saranno analizzati una serie di prodotti rappresentativi del mercato dell'automazione industriale che più si avvicinano al concetto di IMD che si vuole sviluppare, definito nel paragrafo 2.3. Oltre agli aspetti progettuali elencati nei paragrafi 1.2 - 1.6.1 per i casi analizzati saranno valutate anche quelle caratteristiche che completano la scheda tecnica di un IMD come i limiti di funzionamento, le topologie di connessione, le funzionalità di sicurezza ed il supporto dei bus di campo.

2.2.1 Taglia e densità di potenza

Sul mercato sono presenti attualmente diversi costruttori di motori con azionamento integrato e di conseguenza un numero elevato di dispositivi. Una regola che unisce la quasi totalità degli IMD riguarda la massima potenza disponibile. Infatti, da quanto si legge dalla documentazione commerciale, si può affermare che esistano due limiti alla potenza del motore entro i quali sono sviluppati questi dispositivi: nel caso di motori asincroni ci si spinge fino a 7.5 kW mentre per gli IMD basati su motori sincroni

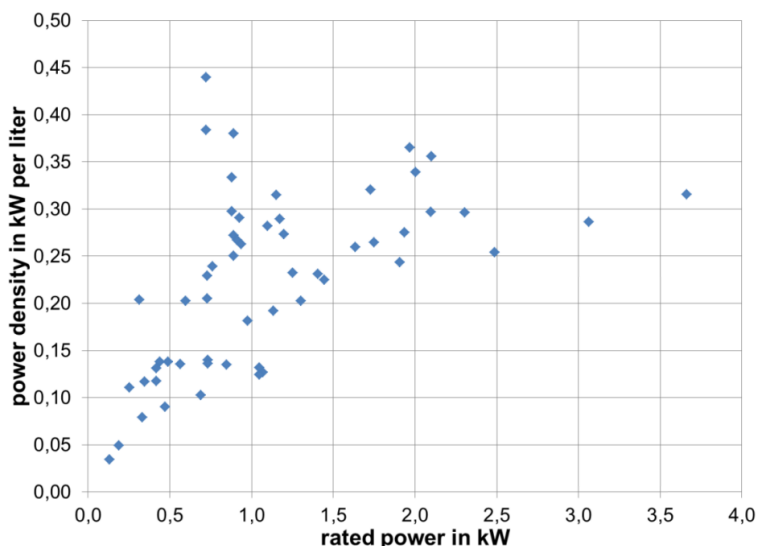


Figura 2.4: Relazione potenza-densità di potenza di alcuni IMD [5].

a magneti permanenti (PMSM) questo limite è intorno ai 3.5 kW. I limiti di potenza sono dovuti al fatto che oltre questi valori, con gli approcci di integrazione tradizionali (v. 1.2.1, 1.2.2), il riscaldamento reciproco tra motore e convertitore renderebbe la realizzazione impraticabile senza consistenti sforzi progettuali, oppure il risultato avrebbe un fattore di forma poco accettabile. Esistono comunque delle eccezioni che si spingono oltre i valori di potenza citati anche in ambito industriale [50] ma per lo più si tratta di prodotti pensati per applicazioni speciali [5, 51].

Per quanto riguarda la tipologia di IMD più interessante per l'automazione industriale, ovvero quella basata su motori brushless a magneti permanenti con raffreddamento ad aria, in [5] è presente una statistica su un discreto numero di IMD che mette in relazione la potenza del dispositivo con la densità di potenza: Si vede come oltre un certo valore di potenza nominale la densità di potenza non si incrementi più in modo lineare ma tenda a stabilizzarsi, proprio per quanto si diceva precedentemente riguardo al limite entro il quale risulta conveniente sviluppare dispositivi di questo tipo. La deviazione di alcuni punti dalla linea di tendenza molto probabilmente è do-

vuta alla presenza di ventilazione forzata o a specifiche di installazione favorevoli allo smaltimento di calore (motore flangiato). Non è semplice infatti comparare tra di loro motori elettrici e ancor di più IMD visto che le condizioni di test non sono univoche e spesso non sono indicate chiaramente nella documentazione.

Nella ricerca di mercato effettuata, con riferimento alla figura 2.4, l'attenzione è stata rivolta agli IMD con potenza nominale intorno a 0.75kW, con motore a 8 poli.

2.2.2 Alimentazione e topologia delle connessioni

Una degli aspetti chiave nella progettazione di un IMD è legata alla tensione di alimentazione. Nelle applicazioni industriali l'alimentazione è ricavata dalla rete, motivo per cui i dispositivi di potenza accettano solitamente tensioni da 230V AC a 400V AC. Questo fa sì che gli inverter per motori elettrici siano quasi sempre costituiti da un primo stadio per conversione AC/DC, che crea il cosiddetto bus DC, seguito dallo stadio di inversione DC/AC.

In una macchina dove sono necessari più azionamenti elettrici, come le macchine a più assi, può essere opportuno separare la funzione di conversione AC/DC in un componente esterno ed alimentare i convertitori direttamente con una tensione DC.

La soluzione con alimentazione in DC comporta una serie di vantaggi:

- fa risparmiare spazio sul singolo convertitore, perché si eliminano i condensatori di filtraggio dell'oscillazione post rettificazione;
- consente di far fluire l'energia rigenerata in frenata sul bus condiviso che può essere sfruttata da un altro convertitore invece che andare dispersa;
- la resistenza di frenatura può essere unica, gestita dal convertitore AC/DC, e dimensionata per una potenza minore, visto il punto precedente;
- migliora l'efficienza complessiva visto che centralizzando la conversione AC/DC si può puntare su soluzioni più performanti, diverse dai semplici ponti rettificatori a diodi.

Visti i punti appena elencati si tratta di una soluzione molto appetibile per applicazioni con azionamento integrato, specie per la riduzione della capacità di bus. Per contro però, si deve tenere in considerazione che si dovrà occupare spazio all'interno dell'armadio di comando e rinunciare alla possibilità di sostituzione uno a uno di motori asincroni alimentati in AC.

Riguardo la topologia delle connessioni la scelta è tra connessioni a stella o a catena (daisy chain). Se per il bus di campo i prodotti presenti sul mercato sono sempre predisposti per una connessione a catena, per l'alimentazione e gli ingressi/uscite la topologia non è scontata. Alimentare una serie di azionamenti integrati con connessioni a catena come in figura 2.2b (paragrafo 2.1) porta importanti vantaggi, specie se si utilizzano cavi ibridi in grado di trasportare sia connessioni di potenza che per il bus di campo. Allo stesso tempo, però, il cavo risulta rigido e poco maneggiabile: sono presenti un elevato numero di conduttori, di cui alcuni con sezione elevata (alimentazione), e altri avvolti da schermi metallici (bus di campo). Come facilmente immaginabile un altro svantaggio è legato al costo del cavo e dei connettori associati. Passando agli ingressi uscite, le connessioni dei dispositivi analizzati sono sempre locali ad eccezione degli ingressi di *Safe Torque Off* - STO (vedi paragrafo 2.2.3) che spesso sono condivisi su bus, consentendo di realizzare arresti in sicurezza multipli, sfruttando il cavo ibrido già citato.

2.2.3 Sicurezza funzionale

La sicurezza del macchinario è una condizione imprescindibile per la sua commercializzazione nel mercato comune europeo, visto l'obbligo di soddisfare i requisiti essenziali per la salute e la sicurezza stabiliti dalla Direttiva Macchine. Quasi in nessun caso è possibile azzerare il rischio di incidenti, motivo per cui è più corretto parlare di riduzione del rischio più che di annullamento. Per raggiungere questo scopo i costruttori sono invitati a seguire tre passaggi nella progettazione delle loro macchine:

1. evitare che si configuri il rischio costruendo macchine intrinsecamente sicure;

Frequenza e/o durata Fr		Probabilità che si produca l'evento pericoloso Pr		Possibilità di evitare il rischio Av	
≤ 1 ora	5	frequente	5		
Da > 1 ora a ≤ 1 giorno	5	probabile	4		
Da > 1 giorno a ≤ 2 sett.	4	possibile	3	impossibile	5
Da > 2 sett. a ≤ 1 anno	3	rara	2	possibile	3
> 1 anno	2	trascurabile	1	probabile	1

Effetti	Entità del danno Se	Classe CI = Fr + Pr + Av				
		3-4	5-7	8-10	11-13	14-15
Morte, perdita di un occhio o di un braccio	4	SIL 2	SIL 2	SIL 2	SIL 3	SIL 3
Permanente, perdita delle dita	3			SIL 1	SIL 2	SIL 3
Reversibile, cure mediche	2	altre misure			SIL 1	SIL 2
Reversibile, pronto soccorso	1					SIL 1

Procedimento

1. Determinazione dell'entità del danno Se
2. Determinazione dei punti per frequenza Fr, probabilità Pr e possibilità di evitare il rischio Av:
3. Totale dei punti per $Fr + Pr + Av =$ classe CI
4. Punto di intersezione tra riga per entità del danno Se e colonna CI = SIL richiesto

Figura 2.5: Esempio di determinazione del SIL necessario [14].

2. nel caso in cui questo non fosse possibile, ridurre la probabilità che si possano verificare danni a persone o cose;
3. avvisare e formare il personale sulla presenza del rischio residuo e su come gestirlo correttamente.

In particolare gli OEM possono fare riferimento alle normative armonizzate che danno una serie di raccomandazioni ed indicazioni per rispettare le richieste della Direttiva Macchine e, se rispettate, conferiscono la presunzione di conformità ad essa. Ad esempio, per i sistemi di sicurezza elettrici/elettronici installati sui macchinari, il riferimento europeo è la EN/IEC 62061. Tra le altre cose, questa norma dà gli strumenti per stabilire quale deve essere il livello minimo di integrità della sicurezza (SIL *Safety Integrity Level*) del sistema sotto esame, da SIL1 a SIL3, incrociando la probabile entità del danno con la frequenza dell'esposizione, la probabilità dell'evento e la possibilità di evitarlo, come mostrato nella figura 2.5. Il costruttore deve poi analizzare la soluzione tecnica adottata e valutare se soddisfa o meno il requisito minimo,

tramite un'analisi della probabilità di guasto dei componenti o, più semplicemente, utilizzando componenti già certificati per cui sono disponibili i dati statistici di guasto e il SIL. Se in passato l'aspetto della sicurezza era visto come un obbligo da dover soddisfare o un intralcio alla progettazione della macchina, negli ultimi anni si è riusciti a fare di questo aspetto un plus. Si utilizzano, infatti, le funzionalità di sicurezza avanzate dei singoli componenti per realizzare macchinari riescono ad aumentare la produttività. Si pensi ad esempio al vantaggio che si ha nell'intervenire in sicurezza su una macchina rallentandone la velocità di funzionamento rispetto a doverla fermare e riavviare, magari dovendo anche ripetere procedure di allineamento o taratura prima di rimetterla in funzione. Per quanto riguarda gli azionamenti elettrici a velocità variabile esiste una norma di prodotto dedicata ai requisiti di sicurezza funzionali, la IEC 61800-5-2. Tra le varie funzionalità di sicurezza è descritta quella di *safe torque off* che consiste nel porre il convertitore in uno stato tale da impedire che venga fornita potenza al motore e quindi evitare che questo generi coppia meccanica. L'applicazione per cui è pensata questa funzionalità è principalmente quella di mettere in sicurezza il macchinario per svolgere operazioni di manutenzione o pulizia senza dover togliere energia al convertitore. Nel caso in cui questa modalità di sicurezza venga innescata durante il movimento, si ha un arresto incontrollato, visto che il motore non viene frenato dall'inverter e il suo stato si evolve in funzione di fattori esterni all'azionamento. Si configura in questo caso uno stop di categoria 0 secondo la IEC 60204-1 (normativa sull'equipaggiamento elettrico delle macchine), come mostrato nella figura 2.6. Nella IEC 61800-5-2 sono definite più funzioni di sicurezza riguardanti gli azionamenti che, una volta attivate, possono avere diversi effetti sull'azionamento, come togliere potenza al motore dopo un arresto controllato, evitare che il motore superi una certa velocità o che inverta la direzione di rotazione, tutte funzionalità che possono risultare molto utili nel semplificare l'attività di chi si occupa dell'aspetto di sicurezza funzionale del macchinario.

2.2.4 Bus di campo

Secondo il report annuale per il 2017 di HMS [16], società leader nello sviluppo di dispositivi per la comunicazione in ambito industriale, il mercato dei bus di campo

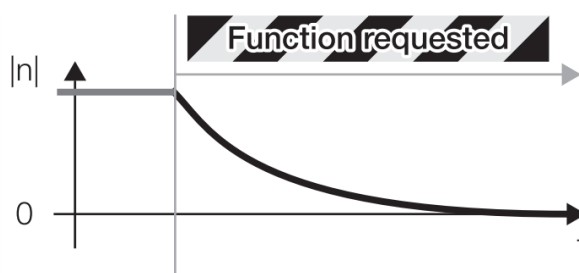


Figura 2.6: Comportamento in seguito a STO [15].

in termini di numero di dispositivi installati è ripartito come mostrato in figura 2.7. Il rapporto evidenzia anche la variazione percentuale rispetto all'anno precedente delle macrocategorie di bus di campo: "classici", basati su ethernet e wireless. Come si può vedere anche se i bus tradizionali detengono la maggioranza del mercato, la fetta di dispositivi che comunicano su base ethernet è in forte aumento e, se la tendenza dovesse rimanere questa, già dall'anno prossimo si potrebbe assistere al sorpasso. In termini di singolo bus di comunicazione si può notare come nelle due categorie principali spicchino il PROFIBUS DP tra i fieldbus (30%) ed EtherNet/IP insieme a PROFINET (24%) tra quelli basati su ethernet. È importante sottolineare anche la crescita dell'EtherCAT (7%) perché nell'ambito degli azionamenti sta acquistando sempre più importanza. Per quanto riguarda l'implementazione, molti dei protocolli definiti a partire dagli anni novanta necessitano di hardware dedicato per sfruttare tutte le funzionalità dei primi due livelli OSI. È il caso, ad esempio, di PROFIBUS e di EtherCAT. Per i dispositivi che vogliono comunicare su questi bus di campo si presentano due strade per la progettazione hardware:

1. utilizzare circuiti integrati dedicati a gestire solo parte degli strati di comunicazione, come il VPC3+C della PROFICHIP, il ET1100-Beckhoff ed il LAN9252-Microchip, che hanno bisogno di essere affiancati da un microprocessore e relativo software, quest'ultimo generalmente fornito dal costruttore del chip;
2. utilizzare chip con processore integrato, come il NETX51 prodotto dalla Hil-

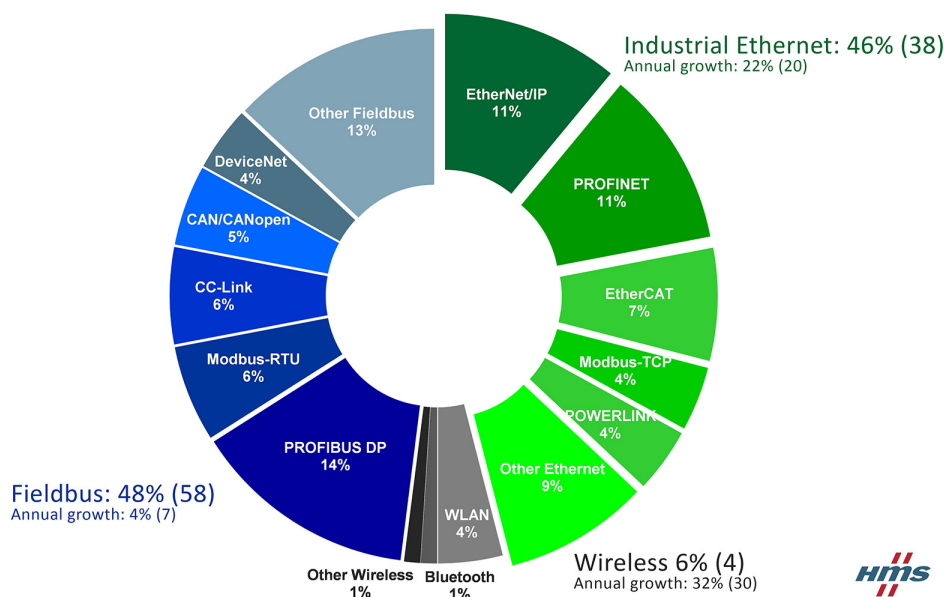


Figura 2.7: Suddivisione del mercato dei bus di campo industriali al 2017 [16].

scher o il CompactCom C40-Anybus, che svolgono tutte le funzioni dello stack e condividono con il microprocessore un'area di memoria per lo scambio dei dati; sono dispositivi in grado di supportare più protocolli, se necessario.

Nel campo degli azionamenti rimangono tutt'ora molto importanti protocolli tradizionali, come il Modbus (6%) e soprattutto il CAN/CANopen (5%). A differenza dei bus di campo citati precedentemente questi due protocolli vista la loro ampia diffusione e relativa semplicità possono essere implementati senza particolari investimenti in termini di dispositivi hardware o stack di comunicazione. Infatti per il primo aspetto è facile trovare microcontrollori dotati di periferica UART o CAN mentre per la parte firmware sono facilmente reperibili implementazioni *open source*.

2.2.5 Esempi di IMD sul mercato

Si riportano di seguito gli esempi più significativi dei dispositivi analizzati durante lo studio di mercato.



Figura 2.8: VLT ISD150 Size 1 (Danfoss) [17].

Danfoss - VLT ISD150 Size 1	
	Convertitore
Posizionamento	Radiale senza segmentazione
Raffreddamento	Aria convezione naturale, senza alette
Topologia e tecnologia	Due livelli, silicio
Tecnologia condensatori	Elettrolitici
Alimentazione	560..680 V DC + 24..48 V DC (logica)
Topologia connessioni	Catena (alimentazione e STO)
Bus di campo	EtherCAT, POWERLINK
Ingressi / uscite	1xDI, 1xDO, 1xAI, encoder ausiliario
Safe torque off	SIL 2 (PL d), canale doppio
Grado IP	67
Dimensioni	236x84x45 mm
Temperatura ambiente	0..40 °C
	Motore
Prestazioni	0.72 kW @4600 rpm, 1.5 N m
Corrente nominale (RMS)	1.4 A
Dimensioni	76x76x225 mm

Tabella 2.1: Caratteristiche VLT ISD150 Size 1 (Danfoss) [17].

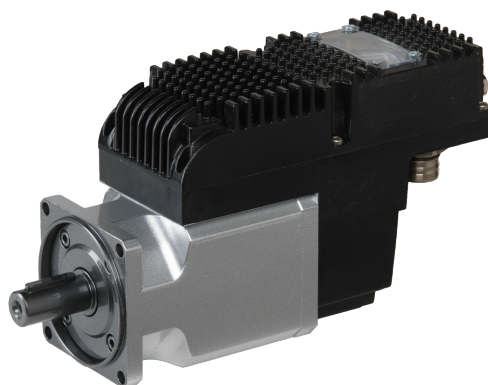


Figura 2.9: iBMD 82 2.7 (Bonfiglioli) [18].

Bonfiglioli - iBMD 82 2.7	
	Convertitore
Posizionamento	Radiale senza segmentazione
Raffreddamento	Aria convezione naturale
Topologia e tecnologia	Due livelli, silicio
Tecnologia condensatori	Film polimerico
Alimentazione	275..730 V DC + 24 V DC (logica)
Topologia connessioni	Stella (alimentazione), catena (STO)
Bus di campo	EtherCAT, CANOpen DS402
Ingressi / uscite	8xDI, 3xDO, 1xAI
Safe torque off	SIL 3 PL d, su bus, canale singolo
Grado IP	65
Dimensioni	202x80x62 mm
Temperatura ambiente	0..40 °C
	Motore
Prestazioni	0.75 kW @3000 rpm, 2.4 Nm
Corrente nominale (RMS)	1.6 A
Dimensioni	82x82x180 mm

Tabella 2.2: Caratteristiche iBMD 82 2.7 (Bonfiglioli) [18].



Figura 2.10: MoternetDC70 (Parker) [19].

Parker Hannifin - MoternetDC70	
	Convertitore
Posizionamento	Radiale senza segmentazione
Raffreddamento	Aria convezione naturale
Topologia e tecnologia	Due livelli, silicio
Tecnologia condensatori	Elettrolitici
Alimentazione	325..750 V DC + 24..48 V DC (logica)
Topologia connessioni	Catena+ibrido (alimentazione), stella (STO)
Bus di campo	EtherCAT, CANOpen DS402
Ingressi / uscite	2xDI, 2xDO, gestione freno
Safe torque off	SIL 2, canale doppio
Grado IP	64
Dimensioni	164x60x50 mm
Temperatura ambiente	0..40 °C
	Motore
Prestazioni	0.63 kW @3000 rpm, 2 Nm
Corrente nominale (RMS)	1.2 A
Dimensioni	70x70x200 mm

Tabella 2.3: Caratteristiche MoternetDC70 (Parker) [19].



Figura 2.11: TW3A02.50.4 (Phase) [20].

Phase - TW3A02.50.4	
	Convertitore
Posizionamento	Radiale senza segmentazione
Raffreddamento	Aria convezione naturale
Topologia e tecnologia	Due livelli, silicio
Tecnologia condensatori	Film polimerico
Alimentazione	250..680 V DC + 24 V DC (logica)
Topologia connessioni	Stella (alimentazione, STO)
Bus di campo	EtherCAT, CANOpen DS402
Ingressi / uscite	1xDI
Safe torque off	SIL 3, canale singolo
Grado IP	67
Dimensioni	133x75x58 mm, ruotabile di 330°
Temperatura ambiente	0..40 °C
	Motore
Prestazioni	0.7 kW @4000 rpm, 1.7 N m
Corrente nominale (RMS)	1.45 A
Dimensioni	75x75x167 mm

Tabella 2.4: Caratteristiche TW3A02.50.4 (Phase) [20].



Figura 2.12: MAC800 (JVL) [21].

JVL - MAC800	
Convertitore	
Posizionamento	Assiale senza segmentazione
Raffreddamento	Aria ventilazione forzata
Topologia e tecnologia	Due livelli, silicio
Tecnologia condensatori	Elettrolitici
Alimentazione	115..230 V AC + 24 V DC (logica)
Topologia connessioni	Stella (alimentazione, STO)
Bus di campo	Schede opzionali
Ingressi / uscite	Res.frenatura, schede opzionali
Safe torque off	SIL 0, canale doppio
Grado IP	55
Dimensioni	120x110x80 mm
Temperatura ambiente	0..40 °C
Motore	
Prestazioni	0.75 kW 3000 rpm, 2.4 Nm
Corrente nominale (RMS)	2.5 A
Dimensioni	80x80x75 mm

Tabella 2.5: Caratteristiche MAC800 (JVL) [21].



Figura 2.13: Fast Back (AXOR) [22].

AXOR Industries - FBK75M	
Convertitore	
Posizionamento	Assiale senza segmentazione
Raffreddamento	Aria ventilazione forzata
Topologia e tecnologia	Due livelli, silicio
Tecnologia condensatori	Elettrolitici
Alimentazione	230 V AC trifase
Topologia connessioni	Stella (alimentazione, STO)
Bus di campo	CANopen DS402
Ingressi / uscite	2xDI, 1xDO, 1xAI
Safe torque off	SIL 0, canale doppio
Grado IP	54
Dimensioni	115x90x75 mm
Temperatura ambiente	0..45 °C
Motore	
Prestazioni	0.74 kW @3000 rpm, 2.38 Nm
Corrente nominale (RMS)	2.8 A
Dimensioni	75x75x150 mm

Tabella 2.6: Caratteristiche FBK75M (AXOR) [22].



Figura 2.14: Lexium32i (Schnider Electric) [23].

Schnider Electric - BMI0702P	
	Convertitore
Posizionamento	Assiale senza segmentazione
Raffreddamento	Aria convezione naturale, senza alette
Topologia e tecnologia	Due livelli, silicio
Tecnologia condensatori	Elettrolitici
Alimentazione	400 V AC trifase
Topologia connessioni	Stella (alimentazione, STO)
Bus di campo	CANopen DS402
Ingressi / uscite	4xDI, 2xDO, encoder ausiliario
Safe torque off	SIL 3 (PL e), canale doppio
Grado IP	65
Dimensioni	160x150x99 mm
Temperatura ambiente	0..40 °C
	Motore
Prestazioni	0.76 kW @3600 rpm, 2 Nm
Corrente nominale (RMS)	1.8 A
Dimensioni	70x70x127 mm

Tabella 2.7: Caratteristiche BMI0702P (Schnider Electric) [23].

2.3 Specifiche di progetto

Il dispositivo sviluppato, descritto nei dettagli nel capitolo successivo, è definibile più correttamente come drive integrato più che IMD visto che il progetto del convertitore elettronico è stato adattato ad un motore esistente. I dati di targa della macchina elettrica sono riportati in appendice A.

In seguito all'analisi dello stato dell'arte in ambito accademico e dei prodotti presenti sul mercato sono state redatte le specifiche di progetto, seguendo tre principali linee guida:

- minimizzazione dei costi e dei tempi di sviluppo;
- allineamento ai prodotti già presenti sul mercato;
- ottimizzazione del prodotto per applicazioni su macchine complesse, con elevata richiesta di automazione.

Il contenimento dei tempi di sviluppo ha condotto verso un'integrazione classica, con posizionamento di tipo radiale e raffreddamento in aria libera, che è la configurazione più semplice e che minimizza le modifiche alla macchina elettrica. La riduzione dei costi e dei tempi di sviluppo ha fatto propendere per l'utilizzo di tecnologie consolidate e facilmente reperibili: la topologia del convertitore è a due livelli basata su dispositivi al silicio, vista anche l'egemonia che questa configurazione ha sul mercato. Stesso discorso per la tecnologia dei condensatori di bus e la misura della corrente. Nonostante siano poco raccomandati nei lavori di ricerca, i condensatori elettrolitici rappresentano ancora la soluzione più utilizzata per soluzioni industriali. Per quanto riguarda il secondo punto, i resistori di shunt sono la soluzione a costo minore e a maggiore capacità di integrazione. Potenza, alimentazione e topologie di connessione sono state definite in base al target di mercato, rappresentato dai costruttori di macchine automatiche multi-asse, dove la semplicità delle connessioni è un fattore commercialmente molto spendibile. La scelta dei protocolli di comunicazione è stata dettata dalle competenze interne già maturate su altri progetti e, almeno in questa prima versione, non comprenderanno bus di campo basati su ethernet. L'aspetto di

sicurezza funzionale è stato al momento messo in secondo piano ma per facilitare la futura introduzione della funzionalità di *safe torque off*, si è deciso di impostare il progetto su microcontrollore *dual-core*, predisposto per facilitare l'integrazione di sicurezza mediante ridondanza hardware a livello logico. Nella tabella 2.8 è riportata l'idea del prodotto finale con riassunto delle specifiche mentre la tabella 2.9 sintetizza il confronto con le soluzioni industriali presentate.

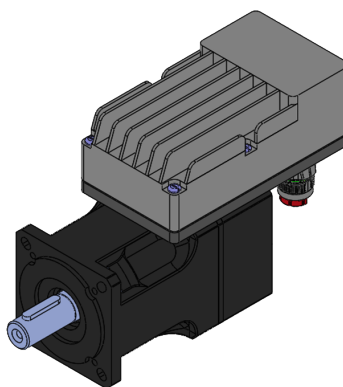


Figura 2.15: IntDrive (TeMec)

TeMec Drive - IntDrive	
Convertitore	
Posizionamento	Radiale senza segmentazione
Raffreddamento	Aria convezione naturale
Topologia e tecnologia	Due livelli, silicio
Tecnologia condensatori	Elettrolitici
Alimentazione	450..680 V DC + 24 V DC (logica)
Topologia connessioni	Catena (alimentazione)
Bus di campo	CANopen DS402, Modbus RTU
Ingressi / uscite	4xDI, 4xDO, 1xAI
Safe torque off	-
Grado IP	67
Dimensioni	150x82x60 mm
Temperatura ambiente	0..40 °C
Motore	
Prestazioni	0.75 kW @3000 rpm, 2.4 N m
Corrente nominale (RMS)	1.6 A
Dimensioni	82x82x176 mm

Tabella 2.8: Specifiche IntDrive (TeMec)

PRODUTTORE	TeMec	Danfoss	Bonfiglioli	Parker	Phase	JVL	AXOR	Schneider
CODICE	IntDrive	VLT ISD1.50 Size 1	iBMD 82 2.7	Motemet DC70	TW3A02. 50.4	MAC800	FBK75M	BMI0702P
CONVERTITORE								
Posizionamento	Radiale	Radiale	Radiale	Radiale	Radiale	Assiale	Assiale	Assiale
Raffreddamento	Conv. nat.	Conv. nat.	Conv. nat.	Conv. nat.	Conv. nat.	Forzato	Forzato	Conv. nat.
Condensatori	Elettrolitici	Elettrolitici	Film	Elettrolitici	Film	Elettrolitici	Elettrolitici	Elettrolitici
Alimentazione	560 V DC	560 V DC	560 V DC	560 V DC	560 V DC	230 V AC	230 V AC	400 V AC
Connessione alimentazione / STO	Catena / -	Catena / catena	Stella / catena	Catena / stella	Stella / stella	Stella / stella	Stella / stella	Stella / stella
Bus di campo	CAN, Modbus	EtherCAT, Powerlink	EtherCAT, CAN	EtherCAT, CAN	EtherCAT, CAN	Schede opzionali	CAN	CAN
Ingressi / uscite	4xDI, 4xDO, 1xAI	1xDI, 1xDO, 1xAI, encoder aus.	8xDI, 3xDO, 1xAI	2xDI, 2xDO, freno	1xDI	Res.frenatura, schede opzionali	2xDI, 1xDO, 1xAI	4xDI, 2xDO, encoder aus.
Safe torque off	-	SIL 2 (PLd), canale doppio	SIL 3 (PLd), su bus, canale singolo	SIL 2, canale doppio	SIL 3, canale singolo	SIL 0, canale doppio	SIL 0, canale doppio	SIL 3 (PLe), canale doppio
Grado IP	67	67	65	64	67	55	54	65
Dimensioni [mm]	150x82x60	236x84x45	202x80x62	164x60x50	133x75x58	120x110x80	115x90x75	160x150x99
Temperatura ambiente [°C]	0..40	0..40	0..40	0..40	0..40	0..40	0..45	0..40
MOTORE								
Prestazioni	0.75 kW @3000 rpm, 2.4 N m	0.72 kW @4600 rpm, 1.5 N m	0.75 kW @3000 rpm, 2.4 N m	0.63 kW @3000 rpm, 2 N m	0.7 kW @4000 rpm, 1.7 N m	0.75 kW @3000 rpm, 2.4 N m	0.74 kW @3000 rpm, 2.38 N m	0.76 kW @3600 rpm, 2 N m
Corrente nominale RMS [A]	1.6	1.4	1.6	1.2	1.45	2.5	2.8	1.8
Dimensioni [mm]	82x82x176	76x76x225	82x82x180	70x70x200	75x75x167	80x80x75	75x75x150	70x70x127

Tabella 2.9: Confronto tra i prodotti industriali presentati e *IntDrive*.

Capitolo 3

Progettazione dell'IMD *IntDrive*

3.1 Definizione dell'architettura

Una volta determinate le specifiche progettuali, la fase successiva ha riguardato la definizione dell'architettura del dispositivo. Per architettura si intende la disposizione dei componenti fondamentali del IMD e delle loro interconnessioni (elettriche, termiche e meccaniche) al fine di ottimizzare spazi, prestazioni e tempi di montaggio. Questa attività ha comportato l'analisi e la definizione dei seguenti punti progettuali:

- numero e contorno dei PCB;
- posizionamento dei componenti più ingombranti;
- connessioni tra PCB e tra PCB e l'esterno;
- costruzione del contenitore e del dissipatore;
- procedura di montaggio.

3.1.1 PCB

Per semplificare lo svolgimento di questa complessa fase progettuale sono state utilizzate le specifiche ed i vincoli progettuali elencati nel paragrafo 2.3: date le dimensioni

della scatola del convertitore, considerando l'ingombro medio di un modulo di potenza in classe 1200 V e l'elevato numero di funzioni da svolgere, è stato necessario utilizzare due PCB, divisi funzionalmente in scheda di logica o di controllo e scheda di potenza.

La scheda di potenza è stata posizionata sul lato esterno della scatola (figura 3.5), in modo da isolare il più possibile i dispositivi elettronici di potenza dalla carcassa del motore. Questa scelta è stata operata per semplificare la progettazione, visto che si separano i contributi di dissipazione del motore da quello del convertitore, incidendo al minimo sul funzionamento della macchina. Nella costruzione meccanica è stato quindi previsto l'utilizzo di un materiale isolante da interporre tra i due componenti lungo la superficie di contatto (figura 3.4-(a)).

3.1.2 Connettori

I connettori con l'esterno sono stati posizionati in corrispondenza della parte posteriore del motore, rivolti verso il basso come si può vedere dalla figura 3.1.

Per le connessioni di potenza e bus di campo è stato scelto un connettore ibrido M23 (Phoenix Contact) mentre per i segnali logici due connettori M12. Per le connessioni elettriche di questi componenti alle due schede sono state intrapresi approcci diversi:

- connettori M23: le connessioni di alimentazione (tensione di bus e di logica) verranno saldate direttamente sul PCB di potenza dove saranno previste anche le connessioni per collegare il connettore di ingresso con quello di uscita e permettere così la topologia di connessione *daisy-chain*; il bus di campo sarà collegato sulla scheda di logica tramite dei connettori;
- connettori M12: essendo destinati a trasportare solo segnali logici, per semplificare le operazioni di assemblaggio verranno montati direttamente sul PCB di logica.

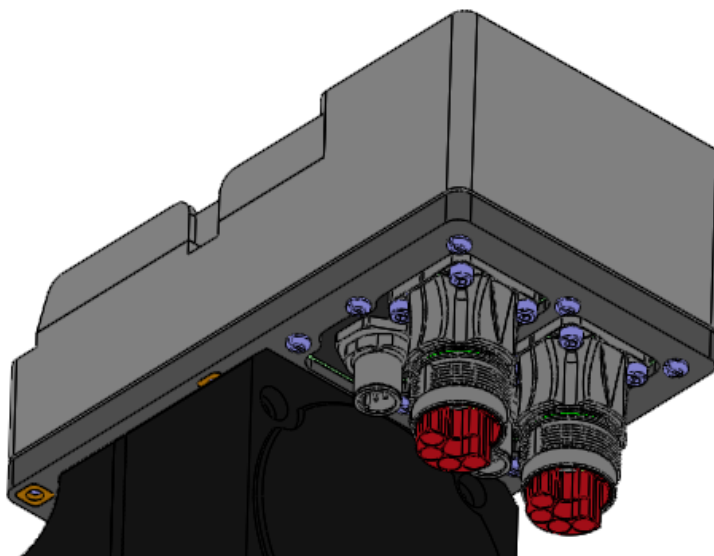


Figura 3.1: Dettaglio del posizionamento dei connettori.

Per consentire il montaggio con questa disposizione dei connettori è stato necessario ridurre le dimensioni della scheda di logica (74x103mm) rispetto a quella di potenza (74x138mm).

Le connessioni interne al IMD sono state organizzate come segue:

- PCB: le due schede sono collegate tra loro sul lato corto, nella direzione opposta ai connettori esterni;
- encoder: è collegato sulla scheda di logica con un connettore a basso profilo (serie Picoblade, Molex);
- motore: è connesso sulla scheda di potenza tramite morsettiera con terminali a molla (serie 739-203, Wago).

3.1.3 Stadio di potenza e dissipazione

Per avere una prima indicazione sulla forma e quindi sulle prestazioni del dissipatore è stato fatto un calcolo preliminare della potenza dissipata dal convertitore e suc-

Parametro	Valore
Tensione di bus	560 V
Corrente efficace sul motore	1.5 A
Fattore di potenza	0.8
Indice di modulazione	1
Frequenza di commutazione	10 kHz
Frequenza di uscita	200 Hz
Temperatura del dissipatore	100 °C
Modulazione	<i>space vector</i> PWM

Tabella 3.1: Parametri utilizzati nel software Melcosim per il calcolo della potenza dissipata dal IPM.

cessivamente è stato cercato un profilo commerciale in grado di soddisfare i vincoli termici.

Tra i vari costruttori di moduli in classe 1200V la scelta è caduta su Mitsubishi Electric vista l'ampia gamma di moduli intelligenti (IPM - *Intelligent Power Module*) a dimensioni contenute. Utilizzando il software fornito dal produttore (Melcosim) è stato individuato il modulo che meglio risponde ai requisiti di ingombri ridotti, costi contenuti e buona efficienza, tenendo conto condizioni operative riportate in tabella 3.1. In figura 3.2 è riportata la schermata di immissione dei parametri di calcolo.

La stima del software per la potenza dissipata dal modulo è di 25 W, per il codice PSS10SA2FT che, nelle condizioni di simulazione, è tale da mantenere i dispositivi al di sotto della massima temperatura di funzionamento, ovvero circa 106 °C rispetto al massimo operativo consigliato di 125 °C. Il vincolo che si ottiene da questa simulazione riguarda la temperatura massima dell'involucro del IPM, che deve rimanere sotto i 100 °C. È necessario quindi un dissipatore con resistenza termica massima calcolata con la relazione 3.1.

$$R_{TH-MAX} = \frac{T_{DISS-MAX} - T_{AMB-MAX}}{P_{DISS}} = \frac{100 - 40}{25} = 2.4K W^{-1} \quad (3.1)$$

Successivamente è stato individuato un profilo di dissipatore commerciale con

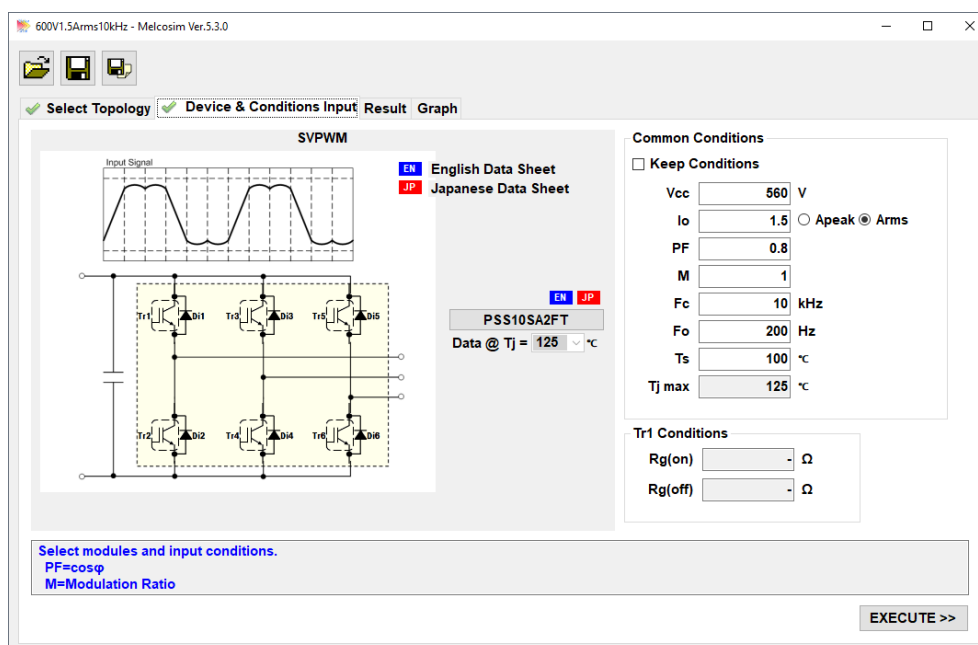


Figura 3.2: Schermata del software Melcosim - dati di ingresso alla simulazione.

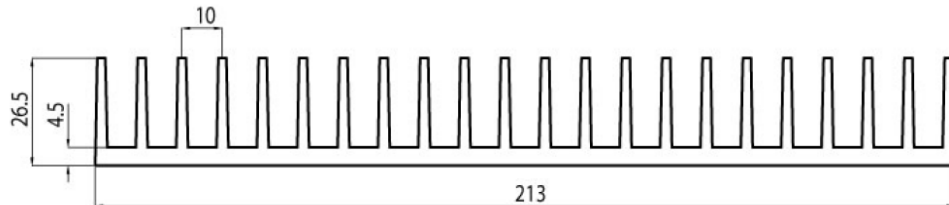


Figura 3.3: Profilo del dissipatore utilizzato per le considerazioni termiche preliminari.

una resistenza termica simile a quella richiesta (codice 8112 - Pada) il cui profilo è riportato in figura 3.3. Il costruttore dichiara una resistenza termica di 0.71 K W^{-1} [52] per una lunghezza di 200 mm che nella relazione 3.2 è riportata alle dimensioni della scatola dettate dalla specifica. Il dissipatore risulta quindi compatibile sia per prestazioni che per dimensioni con la prima idea di involucro del convertitore elettronico.

$$R_{th} \approx 0.71 \frac{213}{82} \frac{200}{150} = 2.46 \text{ K W}^{-1} \quad (3.2)$$

3.1.4 Condensatori di bus

I condensatori di bus sono un altro elemento ad elevata occupazione di volume, il cui posizionamento è stato deciso in questa fase. Per questi componenti è stata prevista nella scatola del convertitore una cavità di dimensioni $45 \times 80 \times 35 \text{ mm}$; oltre ad ospitare i condensatori, questa nicchia potrà essere rivestita di materiale termicamente isolante nel caso fosse necessario, visto l'utilizzo di condensatori elettrolitici, molto sensibili alle elevate temperature.

Il dimensionamento del condensatore di bus è stato effettuato in due passi, come descritto in [32]. Prima è stato scelto un valore di capacità in grado di evitare l'eccitazione di fenomeni di risonanza con l'induttanza parassita del cavo di collegamento. Successivamente, con l'aiuto di simulazioni in MATLAB - Simulink, è stata determinata la corrente efficace della capacità di bus. La simulazione ha consentito di valutare

Condensatore di bus	
Costruttore	Nichicon
Codice	UCY2G560MHD
Capacità	56 μ F
Corrente RMS	1.08 A @ 10 kHz
Dimensioni (dxh)	18 mm x 21.5 mm

Tabella 3.2: Caratteristiche del condensatore di bus selezionato [32].

questa grandezza in diverse configurazioni del bus di alimentazione, variando anche il numero di dispositivi collegati. Gli elementi base presenti nella simulazione sono: una modello semplificato del convertitore, con relativa capacità di bus, il modello del cavo di collegamento e un front-end costituito da un raddrizzatore a diodi. Calcolando la FFT della corrente dei condensatori di bus è stata individuata la condizione di caso peggiore, che ha portato alla scelta del componente con caratteristiche riportate in tabella 3.1.

3.1.5 Procedura di montaggio

Per completare la definizione dell'architettura del IMD si elencano i passi della procedura di assemblaggio, con riferimento alle parti indicate in figura 3.4:

1. fissaggio del coperchio della scatola (a) alla carcassa del motore;
2. montaggio dei connettori ibridi (b) sulla piastra di supporto e saldatura dei conduttori di alimentazione alla scheda di potenza;
3. montaggio della scheda di potenza sul dissipatore (c);
4. collegamento al PCB di logica del bus di campo e montaggio della scheda di logica (d) sulla scheda di potenza tramite il connettore (e); fissaggio dei connettori M12 (f) alla piastra di supporto (g);
5. collegamento del cavo encoder al connettore (h) e delle fasi del motore alla morsettiera (i);

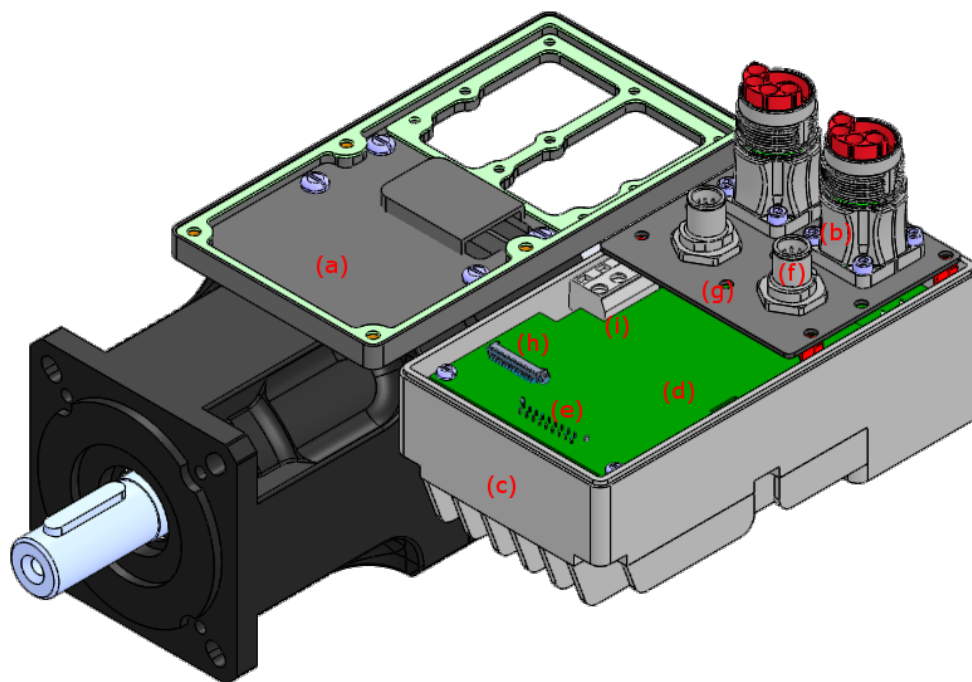


Figura 3.4: Assemblaggio dell'IMD (fine fase 4).

6. chiusura della scatola e fissaggio della piastra di supporto dei connettori.

Il risultato finale è riportato in figura 3.5, dove si può vedere meglio il posizionamento dei PCB all'interno della scatola del convertitore.

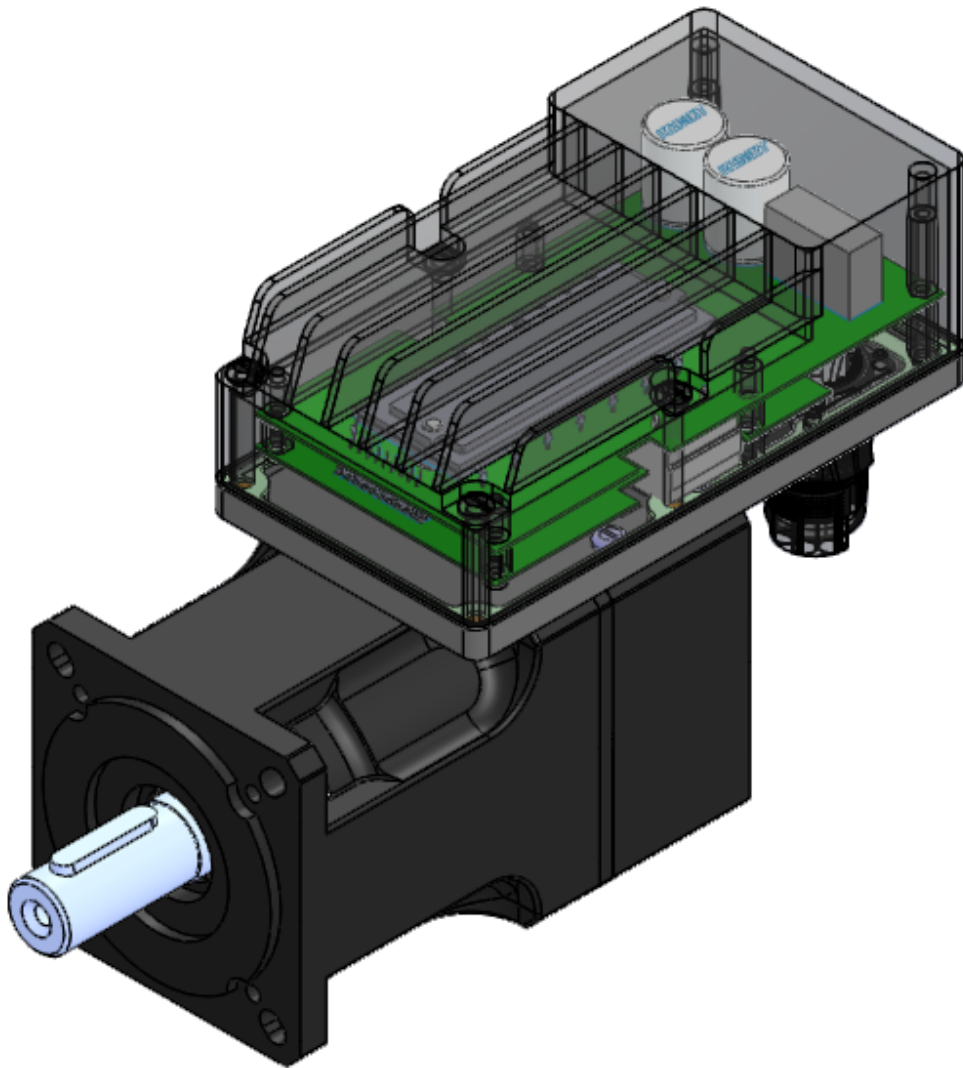


Figura 3.5: Posizionamento dei PCB all'interno dell'IMD.

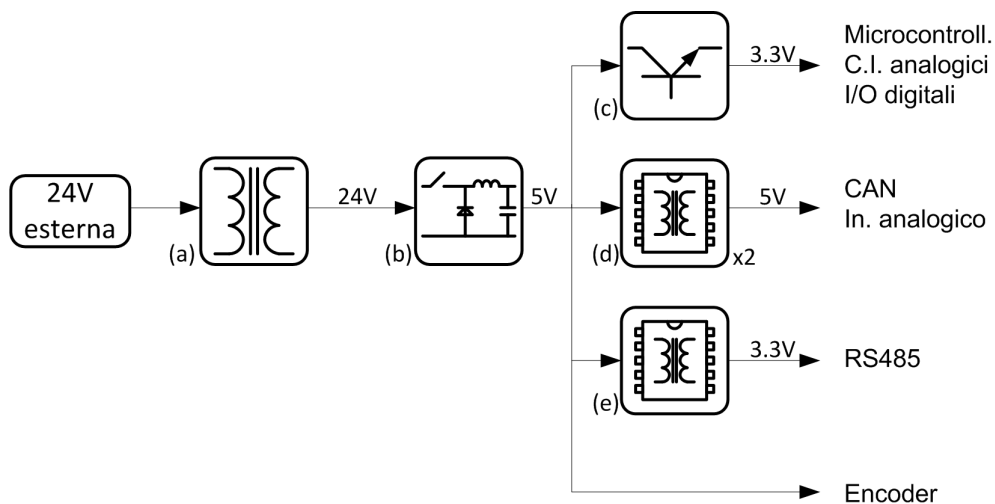


Figura 3.6: Struttura delle alimentazioni sulla scheda di logica.

3.2 Scheda di logica

Lo schema generale del PCB di logica è riportato in appendice B.1 da cui si possono identificare otto sezioni funzionali dedicate a:

- | | |
|---------------------------------|------------------------|
| 1. alimentazione; | 5. RS485; |
| 2. microcontrollore (MCU); | 6. ingressi digitali; |
| 3. encoder ottico incrementale; | 7. ingressi analogici; |
| 4. CAN; | 8. uscite digitali. |

Di seguito verranno illustrati gli aspetti più significativi riguardanti la realizzazione degli schemi elettrici.

3.2.1 Alimentazioni

Lo schema delle alimentazioni con i rispettivi carichi è riportato in figura 3.6. La scelta dei componenti è stata guidata da criteri di occupazione di spazio ed efficienza; in

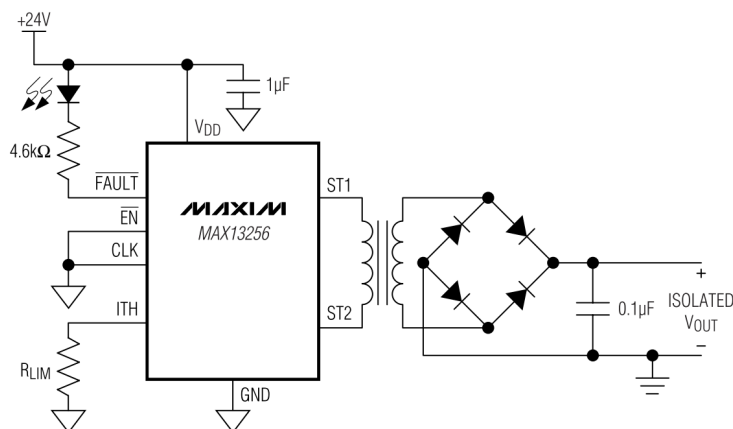


Figura 3.7: Schema di applicazione del MAX13256 [24].

alcuni casi, quando si è ritenuto che non impattasse troppo sull'aspetto termico, sono state adottate soluzioni *non-switching* per cercare di contenere i costi del prodotto.

Come si può vedere dalla figura 3.6-(a), la tensione ausiliaria a 24 V è isolata galvanicamente con rapporto 1:1 tramite uno stadio formato da un trasformatore e da un ponte H. In particolare lo schema di principio di questa alimentazione è riportato in figura 3.7: il circuito integrato MAX13256 della Maxim Integrated commuta ad alta frequenza (425 kHz) la tensione in ingresso sul primario del trasformatore HALO TGMR-511V6LF; ai terminali dell'avvolgimento secondario è collegato un ponte di Graetz ed un condensatore per raddrizzare e filtrare la forma d'onda. La semplicità di questo schema consente di contenere gli ingombri e limitare i dimensionamenti ad una sola resistenza (R_{LIM}) che stabilisce il valore della soglia di corrente superata la quale interviene la protezione del circuito. Nel caso in esame la resistenza è stata dimensionata per avere una massima corrente di uscita di 650 mA.

I diodi selezionati, suggeriti anche in [24], sono dei MBRS140, diodi Schottky da 40 V di massima tensione inversa e 1 A di corrente rettificata media.

Altre caratteristiche di questo circuito sono le prestazioni in termini di potenza e temperatura di utilizzo: il trasformatore riesce ad erogare 0.3 A a 85 °C di temperatura ambiente che, con una tensione in uscita di 24 V, equivalgono a circa 7 W. In queste

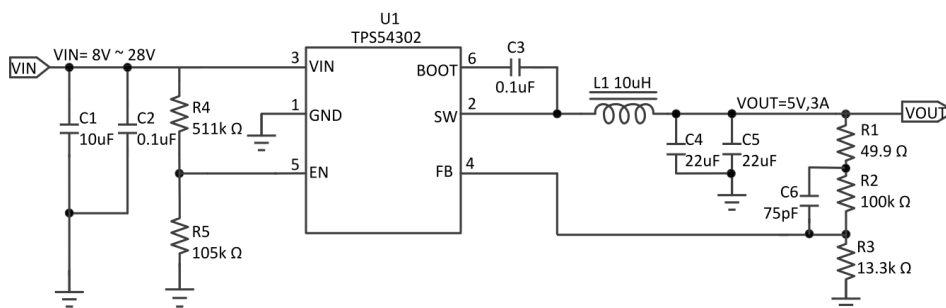


Figura 3.8: Schema di applicazione del TPS54302 [25].

condizioni il circuito di pilotaggio ha un'efficienza del 90% [24].

Per proteggere da eventuali sovratensioni transitorie lo stadio successivo è stato previsto un diodo Zener in parallelo alle capacità di stabilizzazione della tensione.

A valle dello stadio di isolamento della 24 V è stato utilizzato un convertitore in discesa basato su controllore TPS54302 della Texas Instruments, per convertire la tensione da 24 V a 5 V, indicato in figura 3.6 con (b). Anche in questo caso si è scelta una soluzione a ridotto consumo di area, con efficienza superiore al 90% all'interno delle specifiche di utilizzo: 24 V in ingresso, 5 V in uscita, corrente tra 0.5-1 A [25]. Il dimensionamento di questo convertitore è stato effettuato con l'aiuto di WEBENCH Power Designer, strumento online ideato da Texas Instruments che, a partire dalle specifiche di funzionamento, fornisce diverse soluzioni circuitali dettagliatamente caratterizzate e ottimizzate a seconda delle esigenze per costo, occupazione d'area o efficienza.

Per alimentare le sezioni isolate di interfaccia con l'esterno (comunicazione e I/O) è stata selezionato un convertitore DC/DC integrato su chip, l'ADuM5000 (figura 3.6-(d,e)). In figura 3.9 si riporta lo schema concettuale del circuito integrato. È una soluzione particolarmente vantaggiosa in termini di occupazione di spazio: 11x11mm per una potenza di uscita massima di 500 mW. Il difetto principale è la bassa efficienza, che non supera il 37%. Questo non comporta particolari problematiche visto che questi convertitori alimentano sezioni a basso consumo di potenza (CAN, RS485 e ingresso analogico).

- doppio core con esecuzione parallela delle operazioni (*lockstep mode*) e confronto in hardware dei risultati, con conseguente segnalazione di guasto in caso di differenze;
- controllo di errore sulle memorie interne, sia flash che SRAM, per limitare gli effetti causati da danni transitori o permanenti ai dati immagazzinati;
- monitoraggio della generazione e distribuzione dei segnali di clock;
- modulo di autotest hardware (BIST) per rilevare i guasti latenti ovvero i guasti che da soli non causano errori nell'elaborazione ma sono rischiosi se in combinazione con altri malfunzionamenti;
- unità dedicata alla raccolta e gestione dei guasti (FCCU).

Nella figura 3.10 è rappresentata la struttura delle unità funzionali del microcontrollore [27]. In particolare per le funzionalità elencate nel paragrafo 2.3 e per quelle di controllo motore si evidenziano i seguenti blocchi:

- 2 unità per la generazione di segnali in PWM (eFlexPWM), ognuno composto da 4 moduli;
- 2 convertitori analogico-digitali (ADC) a 12 bit per un totale di 16 ingressi;
- *cross triggering unit* per sincronizzare il campionamento del convertitore analogico-digitale con l'unità PWM;
- 3 moduli timer a 6 canali (eTIMER) con modalità di conteggio in quadratura;
- 2 moduli per la comunicazione via CAN (FlexCAN);
- 1 modulo per la comunicazione seriale (LINFlexD).

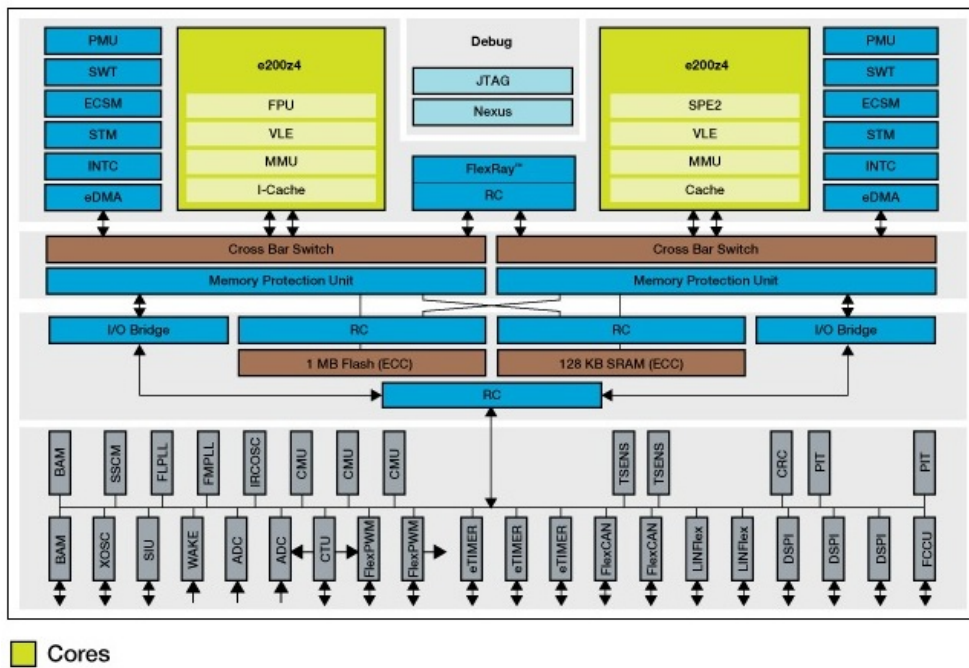


Figura 3.10: Unità funzionali del MPC5643L [27].

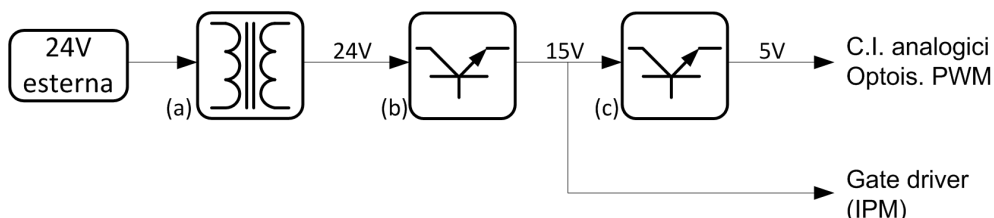


Figura 3.11: Struttura delle alimentazioni sulla scheda di potenza.

3.3 Scheda di potenza

La scheda di potenza è organizzata nelle seguenti sezioni:

1. alimentazione;
2. modulo di potenza intelligente;
3. segnali di pilotaggio PWM;
4. misura delle correnti del motore;
5. misura della tensione di bus.

3.3.1 Alimentazioni

La struttura delle alimentazioni della scheda di potenza è mostrata in figura 3.11. Il primo stadio di isolamento della 24 V è identico a quello descritto nel paragrafo 3.2.1 (3.11-(a)). Le due tensioni utilizzate sul circuito sono ricavate tramite due regolatori lineari in cascata (LM2940 e LP2950, in figura 3.11-(b,c)) visto che l'assorbimento di potenza dei rispettivi carichi è tale da rendere accettabile la dissipazione di potenza dei due regolatori.

3.3.2 IPM - *Intelligent Power Module*

Come anticipato nel paragrafo 3.1, lo stadio di potenza è basato sul modulo intelligente Mitsubishi PSS10SA2FT, a IGBT in classe 1200 V. L'aggettivo intelligente è

dovuto all'integrazione all'interno dello stesso involucro dei dispositivi di potenza, di elementi addetti a svolgere funzioni logiche [33]:

- gate driver per il pilotaggio degli IGBT, con ingressi a 5 V;
- protezione dalle sovracorrenti degli IGBT sul lato basso del ponte trifase;
- protezione da cali di tensione dell'alimentazione dei gate driver;
- uscita in tensione proporzionale alla temperatura del modulo;
- segnalazione di guasto.

Il maggiore costo di un modulo intelligente rispetto ad un uno tradizionale è ripagato dal risparmio di spazio e dalla semplificazione del layout del PCB, entrambi aspetti fondamentali nel caso in esame.

3.3.2.1 Schema applicativo

In figura 3.12 è riportato lo schema di utilizzo dell'IPM. Si fa notare la presenza di condensatori di *bootstrap* per l'alimentazione dei circuiti di pilotaggio degli IGBT del lato alto e l'integrazione all'interno del modulo di resistori e diodi per la carica di tali condensatori. Il valore di dimensionamento di questa capacità non è immediato poiché valori estremi porterebbero all'intervento della protezione per bassa tensione quando sono richiesti indici di modulazione vicini al 100%: in un caso si rallenterebbe troppo il transitorio di carica (aumento della costante di tempo RC) nell'altro si rischierebbe di non immagazzinare abbastanza carica per alimentare il circuito tra una carica e l'altra. Allo stesso tempo non si può ridurre troppo la resistenza posta in serie per aumentare la corrente di carica perché si potrebbe falsare la lettura di corrente o il rilevamento di cortocircuiti. Per mantenere un grado di libertà in più nel dimensionamento di questo condensatore sono stati previsti un diodo e un resistore esterni, in parallelo a quelli integrati nell'IPM. Il dimensionamento è stato validato per via sperimentale (paragrafo 4.2, figura 4.5).

3.3.2.2 Meccanismi di protezione

Sempre dallo schema riportato in figura 3.12 è possibile identificare il funzionamento della protezione da sovracorrenti per gli IGBT bassi: per ognuno di questi è previsto un secondo emettitore la cui corrente è una copia ridotta di un fattore 4000:1 della corrente del transistor, resa disponibile sul pin V_{SC} . Attraverso un resistore di rilevamento seguito da un filtro RC si può tarare il livello di protezione desiderato sia in termini di ampiezza che di tempo di intervento. In caso di rilevamento di una sovracorrente il modulo disattiva il pilotaggio dei transistor bassi e commuta l'uscita di guasto al pin Fo, rimanendo in questo stato per un tempo determinato dalla capacità posta sul pin C_{FO} . Il ripristino del funzionamento avviene dopo il tempo impostato da C_{FO} alla prima commutazione di uno dei comandi PWM dei dispositivi bassi.

Il valore di questi passivi è stato dimensionato per avere una soglia di protezione a 17 A con un tempo di intervento di 2 μ s.

Per quanto riguarda la protezione termica, il modulo fornisce un segnale di uscita al pin V_{OT} proporzionale alla temperatura della sezione di pilotaggio degli IGBT bassi (LVIC nella figura 3.12). Attraverso un comparatore a soglia viene generato un segnale digitale che, dopo essere opportunamente isolato, viene posto in ingresso al MCU. La protezione è stata impostata seguendo la procedura presente in [28] dove è indicata la relazione tra temperatura dei circuiti di comando, temperatura del modulo e temperatura di giunzione. Il valore di confronto del comparatore è fissato a 2.7 V il che significa allarme attivo quando la temperatura di giunzione supera i 125 °C, come valore tipico all'interno di un intervallo che va da 106 °C a 147 °C circa.

Vista l'ampia variabilità della caratteristica tensione-temperatura fornita dell'IPM [28] è stato aggiunto un sensore a variazione di resistenza sul dissipatore per avere una misura più accurata della temperatura esterna del modulo.

3.3.2.3 Caratteristiche di commutazione

Una delle limitazioni di utilizzo del modulo intelligente selezionato riguarda l'impossibilità di agire sulla velocità di commutazione dei dispositivi di potenza visto che i componenti di comando sono integrati nel modulo stesso. Il costruttore indica quali

Sigla	Valori			Unità
	min.	tip.	max.	
t_{on}	1.10	1.80	2.50	μs
$t_{C(on)}$	-	0.50	0.80	μs
t_{off}	-	2.60	3.60	μs
$t_{C(off)}$	-	0.50	0.90	μs
t_{rr}	-	0.50	-	μs

Tabella 3.3: Tempi di commutazione dell'IPM con tensione di bus di 600 V, corrente di 10 A, temperatura di giunzione di 125 °C, tensione gate driver di 15 V [33].

sono i valori dei tempi che governano le transizioni di accensione e spegnimento dei dispositivi all'interno della documentazione del prodotto [33]. Questi sono riportati nella tabella 3.3 e fanno riferimento alle grandezze evidenziate nella figura 3.13.

Il costruttore, inoltre, raccomanda di utilizzare un intervallo di tempo morto tra le commutazioni dei dispositivi della stessa fase di almeno 3 μs .

3.3.3 Comandi di pilotaggio degli IGBT

I segnali PWM per il comando dei transistor del modulo sono condizionati secondo lo schema di figura 3.14: i segnali vengono generati dal MCU, amplificati da un buffer invertente e, una volta passati sulla scheda di potenza, isolati otticamente e filtrati prima di essere collegati agli ingressi dell'IPM.

L'uso dello stadio di amplificazione è giustificato dalla necessità di aumentare la corrente in ingresso agli optoisolatori senza sovraccaricare le uscite del MCU; avere una corrente più elevata consente di generare segnali con fronti più ripidi e maggiormente immuni ai disturbi.

Sulla documentazione dell'optoisolatore (TLP2361 - Toshiba [54]) è indicata una corrente di funzionamento raccomandata per il fotodiodo tra i 2 e i 6 mA ed una caduta di tensione tipica V_F di 1.5 V. Considerando che il buffer riesce a fornire in uscita dei livelli di tensione pieni a meno di qualche decina di millivolt, volendo far

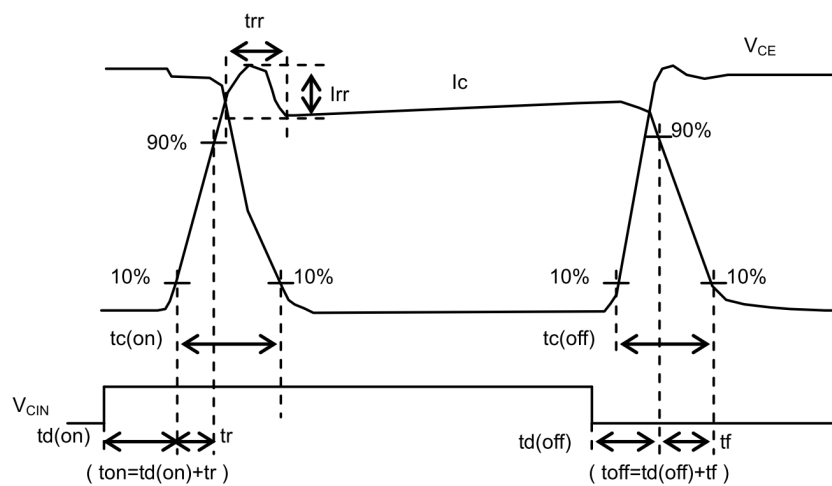


Figura 3.13: Definizione dei tempi di commutazione [28].

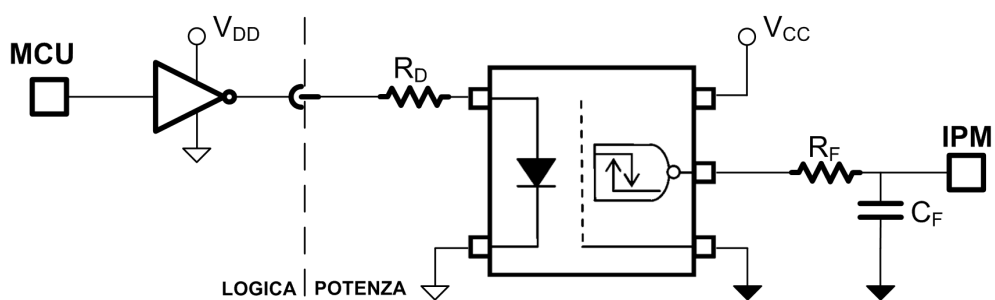


Figura 3.14: Schema del circuito utilizzato per i segnali PWM.

scorrere una corrente di 5 mA sul fotodiodo si può dimensionare la resistenza R_D come segue:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_F}{I_D} = \frac{3.3 - 1.5}{0.005} = 360 \Omega \quad (3.3)$$

Il filtro RC in serie è stato dimensionato per avere una frequenza di taglio cento volte superiore alla massima frequenza PWM utilizzabile (10 kHz).

3.3.4 Isolatori analogici

Sulla scheda di potenza sono presenti tre misure analogiche isolate: una per la tensione di alimentazione del modulo di potenza (V_{BUS}) e due per le correnti del motore elettrico.

Per queste misure è stato impiegato il circuito integrato ADuM4190 prodotto dalla Analog Devices, che consiste in un amplificatore operazionale isolato ad alta stabilità in temperatura. Lo schema di principio che illustra il funzionamento di questo dispositivo è riportato in figura 3.15: il fulcro del sistema è costituito da due amplificatori operazionali posti uno sul primario e uno sul secondario di un trasformatore digitale di isolamento. Il segnale generato al pin COMP (uscita del primo amplificatore) viene codificato dal trasmettitore, posto sul primario del trasformatore e decodificato sul secondario dal ricevitore per poi diventare l'uscita EA_{OUT} . Il guadagno di questa conversione è molto prossimo all'unità (1.025), per questo si parla di amplificatore operazionale isolato mentre l'escursione dell'uscita EA_{OUT} va da 0.4 a 2.4 V.

I blocchi REG e UVLO sono rispettivamente dei regolatori di tensione per generare l'alimentazione di funzionamento del circuito integrato a partire dai pin V_{DD1-2} e il modulo di controllo per gestire eventuali abbassamenti di tensione. Sui pin REF al primario e secondario è presente un riferimento di tensione a 1.225 V.

La misura della tensione di bus è ricavata utilizzando un partitore resistivo e collegando l'amplificatore al primario in configurazione inseguitore di tensione, come mostrato in figura 3.16. Il partitore è stato dimensionato utilizzando questi vincoli:

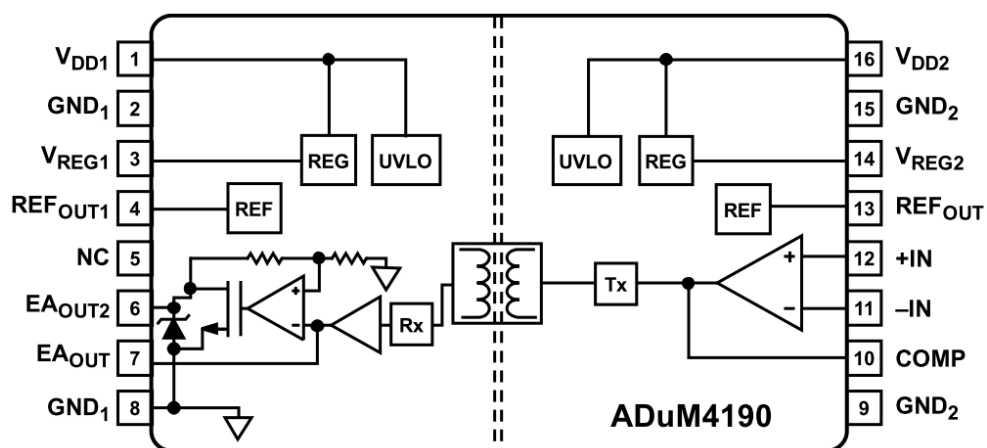


Figura 3.15: Schema a blocchi funzionali del ADuM4190 [29].

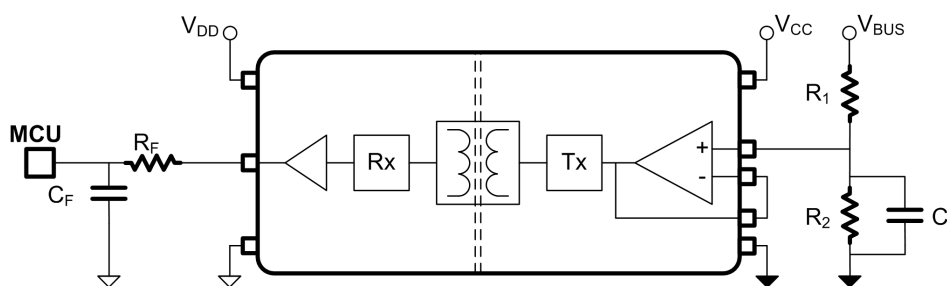


Figura 3.16: Schema del circuito utilizzato per la misura della tensione di bus.

- resistenze in formato 0805 e dissipazione massima su ognuna di 50 mW;
- corrente del partitore minima 0.5 mA;
- massima tensione misurabile 800 V;
- tensione massima in uscita da ADuM4190 pari a 2.4 V.

Visto che il partitore sarà molto sbilanciato si calcola prima il valore di resistenza dominante. Dai vincoli sulla corrente, massima tensione di bus e massima potenza dissipabile si ottiene il numero di resistori che comporranno R_1 :

$$N_{R1} = \frac{V_{BUS-MAX} \times I_{MAX}}{P_{MAX}} = \frac{(800)(0.5 \times 10^{-3})}{50 \times 10^{-3}} \approx 8 \quad (3.4)$$

Il valore del singolo resistore è calcolato come segue:

$$R_{1(8)} = \frac{V_{BUS-MAX}}{I_{MAX} N_{R1}} = \frac{800}{(0.5 \times 10^{-3})(8)} \approx 220 \text{ k}\Omega \quad (3.5)$$

Dalla relazione del partitore di tensione si ricava la seconda resistenza:

$$V_{+IN-MAX} = V_{BUS-MAX} \times \frac{R_2}{R_{1(8)} \times N_{R1} + R_2} \rightarrow R_2 \approx 5.1 \text{ k}\Omega \quad (3.6)$$

Il valore massimo di tensione misurabile considerando le approssimazioni diventa circa 830 V.

Le correnti del motore elettrico sono ricavate mediante lettura della corrente di due IGBT bassi del modulo di potenza, tramite dei resistori di shunt collegati tra l'emettitore ed il riferimento di massa. La corrente di questi transistor coincide con quella della relativa fase del motore durante l'intervallo di accensione del transistor stesso. Il vantaggio di questa soluzione è la semplicità e la minimizzazione della tensione di modo comune all'ingresso dell'amplificatore utilizzato, il che consente di utilizzare componentistica con prestazioni standard e quindi costi contenuti, come visto nel paragrafo 1.7.1.

Il circuito utilizzato è mostrato in figura 3.17, in cui l'amplificatore operazione di ingresso del ADuM4190 è utilizzato in configurazione differenziale con l'aggiunta

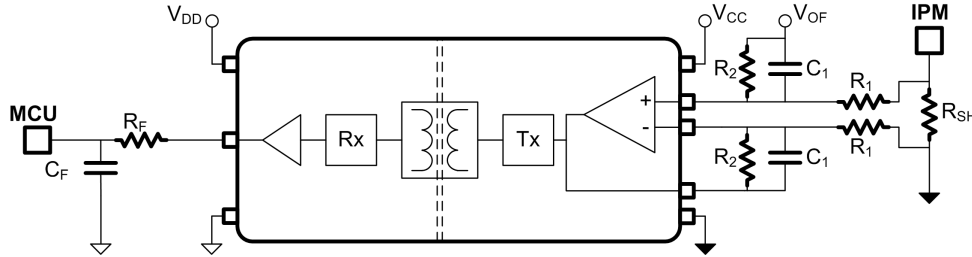


Figura 3.17: Schema del circuito utilizzato per la misura della corrente di fase.

di un offset. La relazione ingresso-uscita è data da 3.7, dove la caduta di tensione sul resistore di shunt è amplificata e traslata.

$$V_{MCU} = (R_{SH} I_{IPM}) \times \frac{R_2}{R_1} + V_{OF} \quad (3.7)$$

Il dimensionamento di questo stadio di condizionamento è stato fatto a partire dalle seguenti considerazioni:

- fattore di sovraccarico 4 rispetto alla corrente nominale;
- massima potenza dissipabile sul resistore di shunt (formato 6332) pari a 0.5 W;
- tensione di uscita da ADuM4190 tra 0.4 V e 2.4 V.

Dal primo punto si determina il valore di picco dell'intervallo da misurare:

$$I_{PK} = \sqrt{2} k_{OL} I_N = \sqrt{2} (4) (1.5) \approx 8.5 \text{ A} \quad (3.8)$$

Da quanto appena ottenuto insieme al vincolo sulla potenza si trova il massimo valore di resistenza utilizzabile:

$$R_{SH} = \frac{P_{SH-MAX}}{(k_{OL} \times I_{SH-RMS})^2} = \frac{P_{SH-MAX}}{(k_{OL} \times \frac{I_N}{\sqrt{2}})^2} = \frac{0.5}{((4) \times \frac{1.5}{\sqrt{2}})^2} \approx 30 \text{ m}\Omega \quad (3.9)$$

Si fa notare che in 3.9 è stata utilizzata la relazione 3.10 tra le correnti efficaci del motore e del resistore di shunt.

$$I_{SH-RMS} = \frac{I_N}{\sqrt{2}} \quad (3.10)$$

La tensione di offset è posta a metà dell'intervallo della tensione di uscita, per avere un'escursione simmetrica per correnti positive e negative, quindi $V_{OF}=1.2\text{ V}$.

Dalla 3.7 si calcola il guadagno:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{MCU-MAX} - V_{OF}}{R_{SH}I_{PK}} = \frac{2.4 - 1.2}{(30 \times 10^{-3})(8.5)} \approx 4.7 \quad (3.11)$$

Fissando R_2 a $47\text{ k}\Omega$ dalla 3.11 si ricava $R_1=10\text{ k}\Omega$.

Le due frequenze di taglio dei filtri presenti nel circuito sono dimensionate per essere due decadi oltre la massima frequenza PWM (10 kHz).

La figura 3.18 mostra il diagramma di Bode della funzione di trasferimento complessiva tra corrente sul resistore di shunt e la corrente misurata, tenendo conto del guadagno in anello aperto del ADuM4190 [29]. La banda a 3 dB è pari a 220 kHz circa.

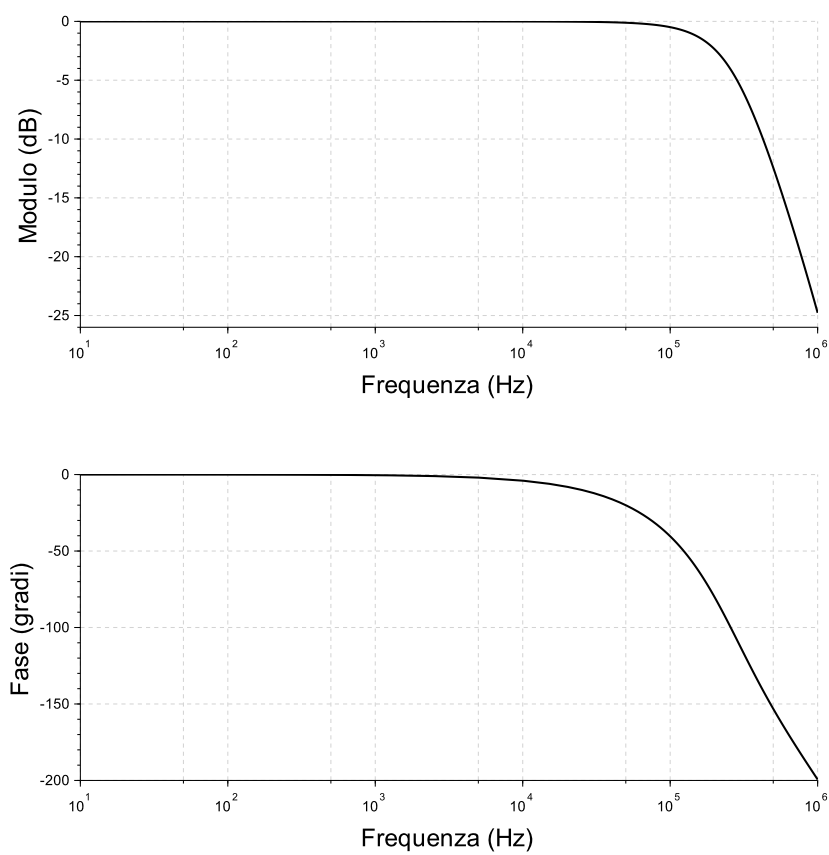


Figura 3.18: Diagramma di Bode del circuito di condizionamento della corrente.

Capitolo 4

Prototipo e risultati sperimentali

4.1 Prototipo

In figura 4.1 è mostrato il prototipo realizzato in versione assemblata.

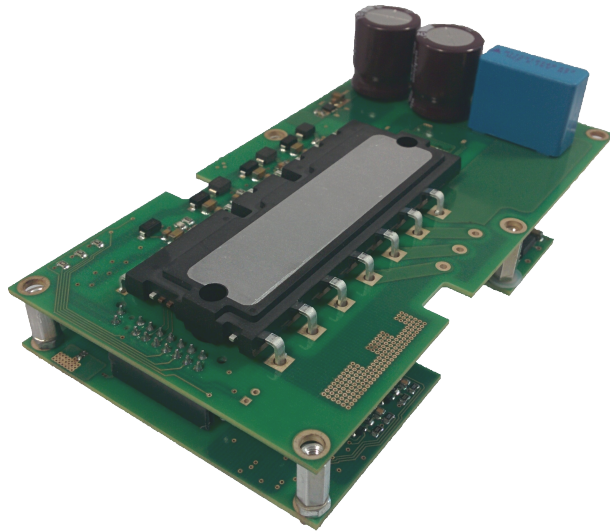


Figura 4.1: Foto del prototipo realizzato.

Scheda di logica	
Tensione [V]	Assorbimento [mA]
24	0.18
5	0.58
3.3	0.31
Scheda di potenza	
Tensione [V]	Assorbimento [mA]
24	0.06
15	0.05
5	0.04

Tabella 4.1: Assorbimenti rilevati sul prototipo di IMD.

4.2 Verifiche di base

I primi test effettuati sui prototipi hanno riguardato la misura delle correnti di alimentazione dagli stadi principali di ognuna delle due schede (si vedano i paragrafi 3.2.1 e 3.3.1). I risultati delle misurazioni sono riportati nella tabella 4.1, tutti all'interno dei valori massimi preventivati. Si noti che la potenza in uscita da un singolo stadio comprende anche la potenza fornita agli eventuali stadi collegati in cascata.

Sono stati verificati successivamente i condizionamenti delle grandezze analogiche per la stima delle correnti e della tensione di bus (paragrafo 3.3.4), indispensabili per il funzionamento base.

In figura 4.2 è riportata la risposta del circuito di isolamento e amplificazione della caduta di tensione sul resistore di shunt (figura 3.17). In particolare è mostrato il comportamento in corrispondenza dell'impulso di durata minima ($5\ \mu\text{s}$) misurabile. Si vede come sia presente un certo tempo di propagazione del segnale, dovuto ai tempi di elaborazione dalla logica interna al circuito integrato utilizzato (ADuM4190).

Analogamente, in figura 4.3 si può vedere il comportamento del circuito di lettura ed isolamento della tensione di bus.

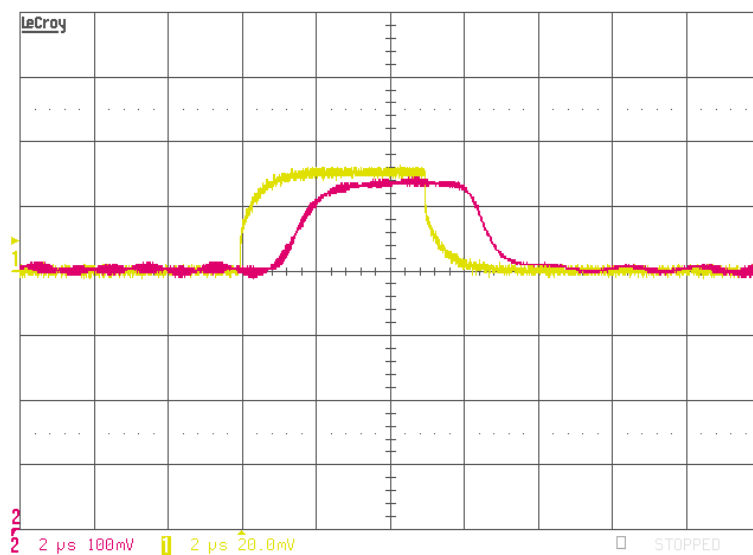


Figura 4.2: Risposta all'impulso del circuito di lettura della corrente; canale 1 (giallo) tensione sullo shunt, canale 2 (rosso) tensione sul convertitore analogico-digitale.

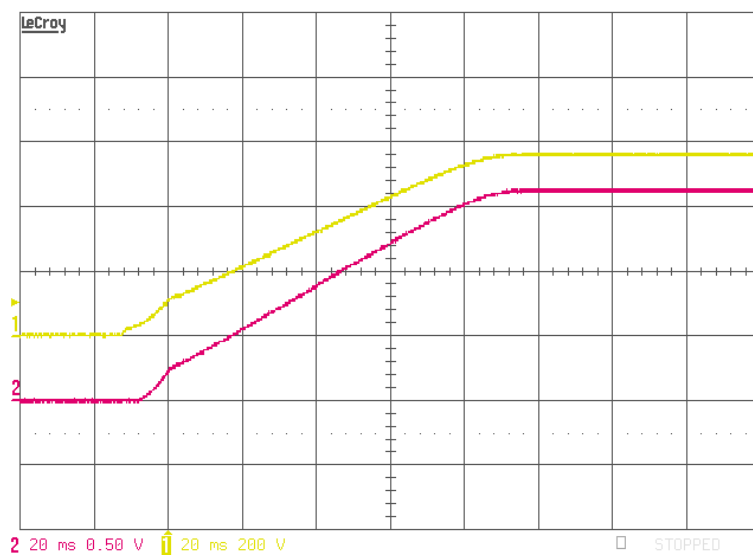


Figura 4.3: Risposta alla rampa del circuito di lettura della tensione di bus; canale 1 (giallo) tensione di bus, canale 2 (rosso) tensione sul convertitore analogico-digitale.

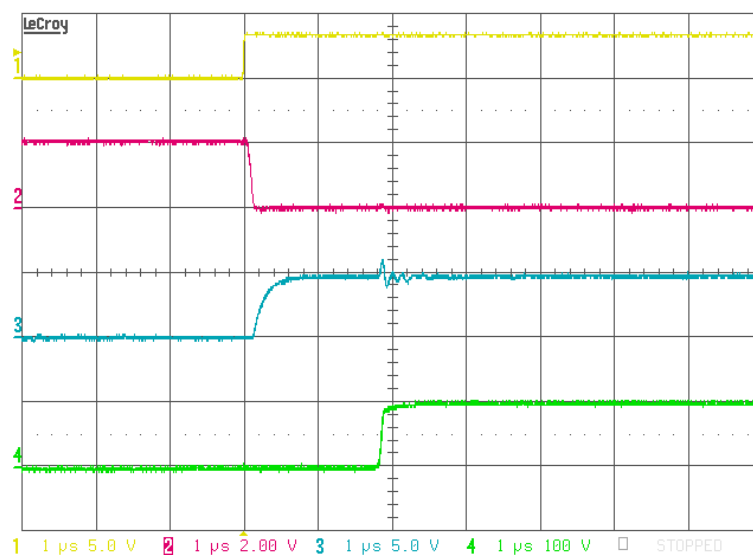


Figura 4.4: Percorso del segnale PWM: MCU (1-giallo), buffer (2-rosso), optoisolatori (3-blu), uscita IPM (4-verde).

In figura 4.4 è riportato un segnale PWM, dal pin del MCU fino alla fase di uscita del convertitore, passando per il buffer invertente e lo stadio di isolamento (figura 3.14). Come si può vedere il ritardo complessivo tra la prima e l'ultima commutazione si aggira sui $1.8 \mu\text{s}$, in linea con quanto riportato nel paragrafo 3.1.3. Questo ritardo introdotto dall'IPM, insieme ai tempi morti ed al tempo di stabilizzazione del circuito di condizionamento della corrente è stato considerato in fase di stesura del firmware per sincronizzare al meglio PWM e convertitore analogico-digitale tramite la CTU (paragrafo 3.2.2).

I tempi morti tra le commutazioni degli IGBT sono stati impostati cautelativamente a $3.3 \mu\text{s}$, visto che nel manuale applicativo del IPM [28] si richiede un minimo di $3 \mu\text{s}$. Il limite massimo di modulazione è stato fissato al 95% ad una frequenza di commutazione di 10 kHz perché è stato considerato un impulso minimo di PWM di durata pari a $5 \mu\text{s}$ per la ricarica dei condensatori di *bootstrap* (paragrafo

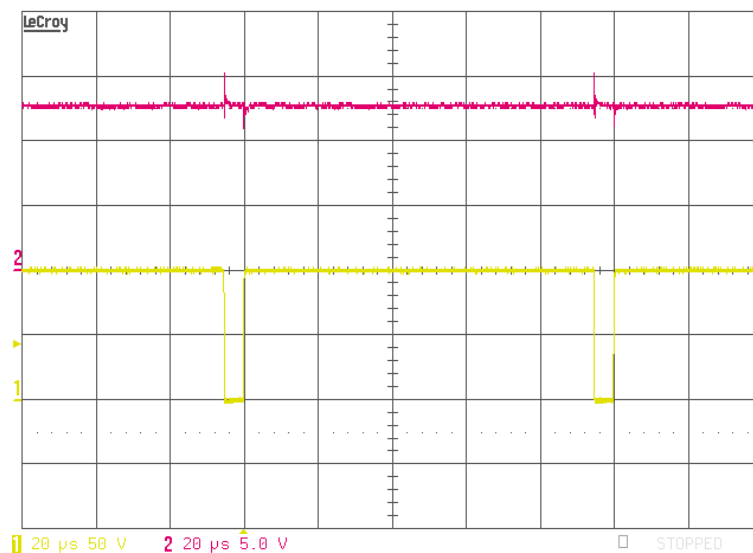


Figura 4.5: Tensione dei condensatori di *bootstrap* (canale 2 - rosso) al massimo dell'indice di modulazione; canale 1 (giallo) tensione in uscita.

3.3.2). In figura 4.5 si può vedere che anche in queste condizioni la tensione di questi condensatori sia al di sopra della soglia minima di (12 V) riportata in [33].

4.3 Controllo del motore

Lo schema di controllo implementato sull'IMD è riportato in figura 4.6. Si tratta di un controllo di velocità ad orientamento di campo su assi rotanti, con anello interno per la regolazione della corrente.

I blocchi fondamentali di questo schema sono rappresentati da:

- controllori proporzionali-integrativi-derivativi (PID);
- matrici di trasformazione del sistema di riferimento di Park e Clarke ($A(\theta)$ e B);
- stima delle correnti;

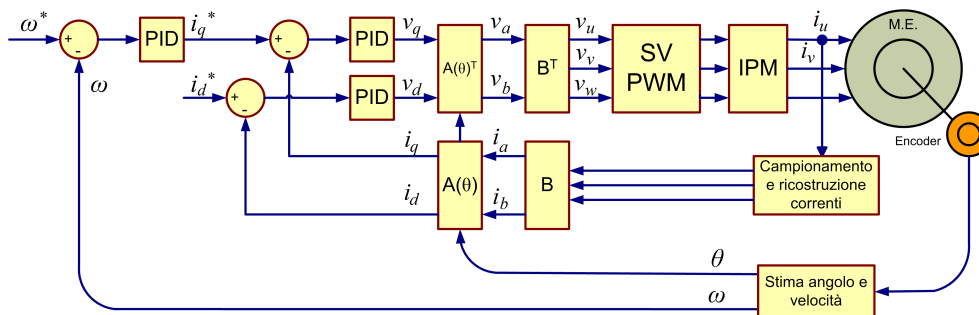


Figura 4.6: Schema di principio del controllo vettoriale implementato sull'IMD.

- stima della posizione e della velocità del rotore da encoder incrementale;
- modulatore *space vector* PWM.

Durante l'implementazione del codice finalizzata a realizzare lo schema di controllo riportato, sono stati approfonditi alcuni aspetti che hanno portato alla pubblicazione di due articoli scientifici, uno sul confronto tra le tecniche di discretizzazione dei controllori PID [30] e uno che propone una nuova tecnica per la stima della velocità da encoder incrementale [31].

Nei paragrafi seguenti si riportano le sintesi dei due articoli citati.

4.4 Confronto sulle implementazioni dei controllori PID

L'utilizzo dei controllori PID all'interno dei sistemi retroazionati tutt'oggi è ancora molto diffuso, come si può vedere anche dalla figura 4.6. È fondamentale quindi avere una conoscenza approfondita di questo strumento e delle sue possibili implementazioni all'interno dei dispositivi di elaborazione digitale quali microcontrollori e DSP, alla base dei moderni convertitori elettronici di potenza. In [30] sono confrontate tre diverse tecniche di implementazione dell'algoritmo di calcolo di un controllore PID: librerie standard (ARM-CMSIS), generazione automatica del codice e realizzazione proprietaria. Le tre versioni sono state prima analizzate dal punto di vista teorico,

valutandone la stabilità; successivamente è stato fatto un confronto in ambiente di simulazione e infine sono state confrontate su un sistema sperimentale.

La funzione di trasferimento presa in considerazione è riportata in 4.1: si tratta di un controllore PID a cui è stato aggiunto alla parte derivativa un filtro passa-basso del primo ordine, di banda N , obbligatorio nel caso di implementazione in tempo continuo, per limitare gli effetti dovuti alle discontinuità.

$$C_f(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d s}{1 + sN} \quad (4.1)$$

Le tre implementazioni differiscono per il metodo di approssimazione utilizzato:

- ARM-CMSIS: utilizza il metodo di Eulero all'indietro;
- MATLAB (codice generato): utilizza il metodo di Eulero in avanti;
- realizzazione proprietaria: usa l'approssimazione di Tustin (o trasformata bilineare).

Calcolando i poli della funzione di trasferimento 4.1 discretizzata con i tre metodi, si può verificare che la stabilità è sempre garantita con Tustin ed Eulero all'indietro mentre nel caso del codice generato deve essere soddisfatta la condizione $N < 2/T_s$ ovvero è posto un limite alla banda del filtro applicato alla componente derivativa; in termini pratici il vincolo è sempre rispettato.

I tre diversi approcci sono stati confrontati mediante simulazioni effettuate con MATLAB-Simulink. Il sistema controllato è mostrato in figura 4.7 ed è costituito da un carico RL con ingresso in tensione e uscita in corrente, equivalente elettrico di un motore brushless a rotore bloccato lungo l'asse in quadratura. Il criterio di confronto è stata la risposta ad un setpoint a gradino: i tre algoritmi hanno dato risultati molto simili, mostrando come l'implementazione con trasformata bilineare fornisca una risposta sempre compresa tra i due metodi di Eulero che presentano approssimazione per eccesso o per difetto del contributo integrale.

Successivamente, utilizzando un hardware di prova basato su microcontrollore ARM, è stata ripetuta la stessa prova fatta in ambiente di simulazione, restituendo dei

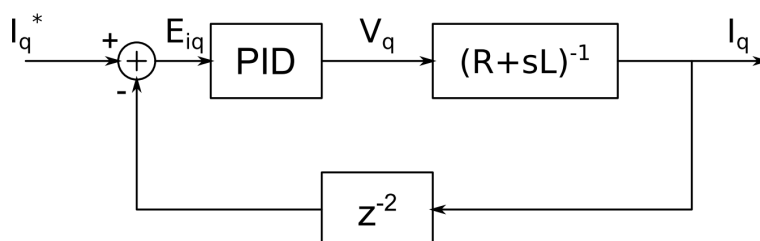


Figura 4.7: Modello del sistema controllato [30].

risultati comparabili con quelli ottenuti in MATLAB-Simulink. Le implementazioni sono state confrontate in termini di velocità di esecuzione, occupazione di memoria, numero di istruzioni per quanto riguarda gli aspetti quantitativi. In figura 4.8 si può vedere il risultati normalizzati di questo confronto per le tre caratteristiche valutate.

Se si considerano aspetti non strettamente legati alla funzione da realizzare, le due implementazioni a ridotto tempo di sviluppo presentano delle limitazioni riguardanti l'usabilità e la configurabilità. La versione ARM-CMSIS non comprende il filtro per la componente derivativa e non è indipendente dal tempo di campionamento, inglobando all'interno delle costanti del controllore questo parametro. L'implementazione generata in automatico allo stesso modo, non consente di cambiare durante l'esecuzione il tempo di campionamento e di ricalcolare i parametri del controllore.

Ne è emerso che non esiste una soluzione ottima ma a seconda dell'aspetto che si vuole prediligere è necessario sceglierne una in particolare. La versione proprietaria consente di ottenere buone prestazioni e ottima capacità di configurazione, da pagare con tempi di sviluppo e di test maggiori. L'implementazione ARM-CMSIS è semplice, veloce da utilizzare e ampiamente testata, il che permette di ridurre drasticamente i tempi di mercato a patto di accettarne i limiti di funzionamento e la difficile possibilità di modifica. Infine, il codice generato in automatico dà buoni risultati in termini di affidabilità e velocità di realizzazione anche se non è ottimizzato come il codice generato manualmente e non riesce a implementare tutte le funzionalità desiderate.

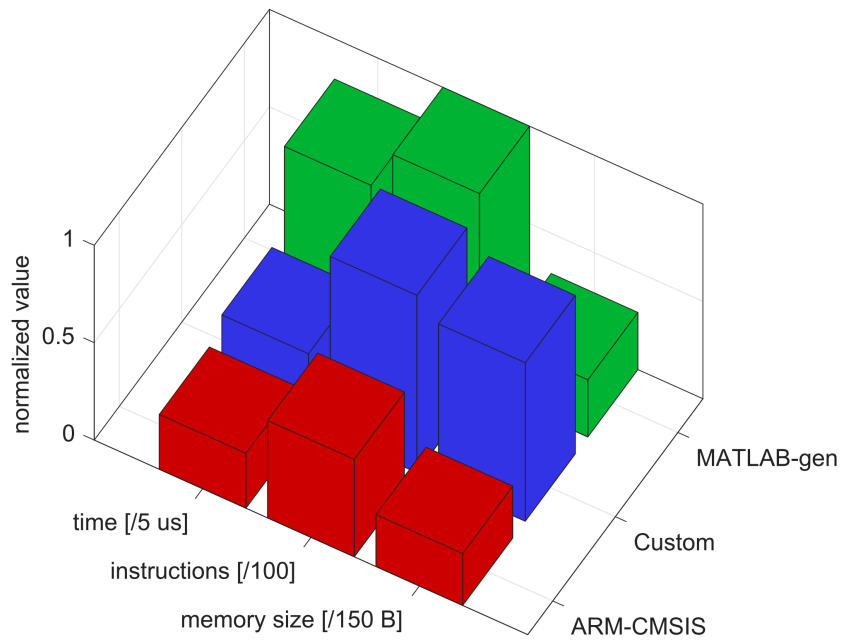


Figura 4.8: Confronto sperimentale delle prestazioni di tre diverse implementazioni PID [30].

4.5 Stima della velocità da encoder incrementale

Gli encoder incrementali sono ampiamente diffusi in ambito industriale come sensori di posizione e di velocità, specie in applicazioni dove è necessaria un'elevata precisione. Essi garantiscono un ottimo rapporto costo/prestazioni e sono la scelta ideale quando l'ambiente di utilizzo non è troppo aggressivo (elevate vibrazioni o shock meccanici). Nascono fondamentalmente come sensori di posizione, per cui la velocità deve essere stimata attraverso un algoritmo dedicato. Come fatto per i controllori PID è stato approfondito anche questo aspetto fondamentale dello schema di controllo del motore brushless riportato in figura 4.6.

In genere si utilizzano due metodi per stimare la velocità partendo dai segnali di un encoder incrementale: le misure a spazio fissato, ovvero la misura della durata del singolo impulso, o quelle a tempo fisso, ovvero la misura della frequenza degli impulsi in un determinato intervallo di tempo. I due metodi presentano un errore intrinseco di misura, dato rispettivamente dalla 4.2 per la misura di frequenza e dalla 4.3 per la misura di periodo, dipendente da parametri quali il numero di impulsi giro dell'encoder (N_p), la frequenza del contatore utilizzato per la misura di tempo (T_{hf}) o l'ampiezza della finestra per la misura di frequenza (T_{SC}).

$$e_\omega = \frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{2\pi}{\omega N_p T_{SC}} \quad (4.2)$$

$$e_\omega = \frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\omega N_p T_{hf}}{2\pi} \quad (4.3)$$

Confrontando le due espressioni è immediato notare che la dipendenza dalla velocità è opposta, per cui ai bassi regimi la misura di tempo è più precisa mentre ad alte velocità è la misura di frequenza a dare risultati meno affetti da errore. Eguagliando le due equazioni è possibile identificare il valore della velocità di transizione; ad esempio, per un'applicazione a basso costo, con risoluzione dell'encoder di 1024 impulsi giro, periodo di aggiornamento della misura di velocità di 1 ms e frequenza del contatore di 84 MHz si ha una velocità di circa 17000 rpm. Questo dato è molto distante dai 6000 rpm che è un limite di velocità ragionevole per la gran parte delle applicazioni industriali per cui la stima della velocità tramite misura di periodo risulta

essere sempre preferibile. Allo stesso tempo però, questa tecnica pone un limite alla minima velocità misurabile, legato alla dimensione del contatore hardware utilizzato per la misura di periodo. Ridurre la frequenza di conteggio però comporta un aumento dell'errore, secondo la 4.3. Da qui l'idea per lo sviluppo di un algoritmo capace di superare questa limitazione grazie alla variazione dinamica della base dei tempi utilizzata per la misura ma che fosse allo stesso tempo di semplice implementazione, in modo da poter essere applicato anche nei casi di ridotte risorse hardware.

L'algoritmo proposto funziona come di seguito: quando il contatore si avvicina al limite di *overflow* viene ridotta la frequenza di conteggio, ottenendo così una velocità minima più bassa e mantenendo una buona accuratezza alle alte velocità, rispetto al funzionamento a frequenza fissa.

Il metodo descritto è stato implementato in ambiente di simulazione con MATLAB-Simulink per confermare la correttezza dell'approccio teorico e soprattutto per poter confrontare delle misure con errori percentuali molto vicini allo zero. Lo schema a blocchi Simulink ha cercato di ricalcare il più possibile la struttura tipica di un microcontrollore con le periferiche di temporizzazione, generazione dei segnali di conteggio e relativi blocchi per la divisione di frequenza. Affianco a questa struttura è stato posta la sorgente del segnale di velocità ideale, indispensabile per il calcolo dell'errore, da cui sono stati ricavati i canali encoder necessari per il funzionamento dell'algoritmo, anch'esso riportato in forma di schemi a blocchi.

La figura 4.9 riporta il risultato del confronto tra algoritmo classico a frequenza fissa e il metodo proposto. Nel secondo caso, per evitare di saturare il contatore alle velocità più basse, è stato obbligatorio impostare una frequenza di conteggio più bassa, con conseguente aumento dell'errore di misura a velocità più alte. Questo fenomeno non si verifica nel caso di algoritmo a frequenza variabile che riesce, nei casi a) b) e c), a ottenere una misura più precisa.

L'algoritmo presentato è stato infine validato tramite misure sperimentali, utilizzando una piattaforma hardware basata su microcontrollore ARM Cortex M4F. La figura 4.10 mostra come si comporta l'algoritmo durante una rampa di accelerazione partendo da velocità nulla: inizialmente il *prescaler* del contatore è settato al massimo valore (frequenza minima) e con l'aumentare della velocità viene ridotto in tre

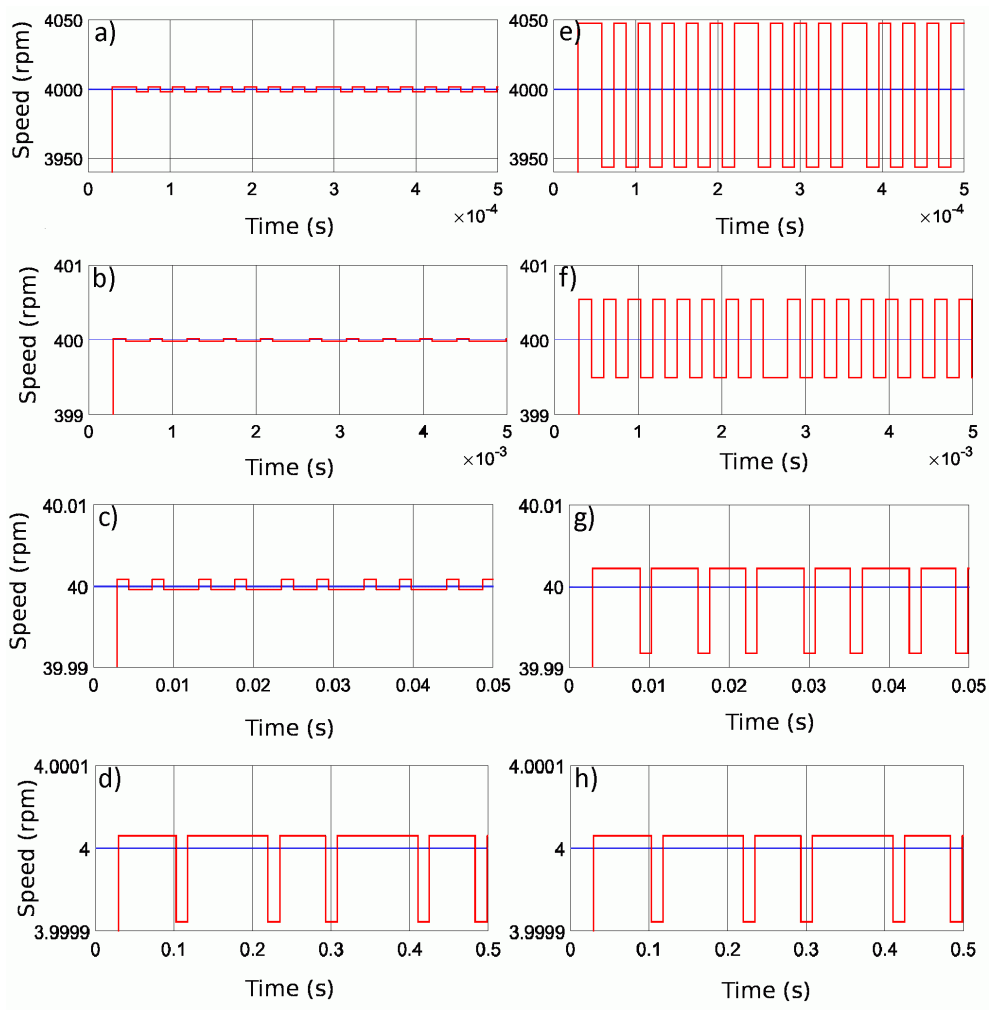


Figura 4.9: Confronto tra frequenza di conteggio variabile (sinistra) e fissa (destra) per diversi valori di velocità: per a) e b) la frequenza è di 84 MHz, per c) è di 21 MHz, per i restanti è di 2.625 MHz [31].

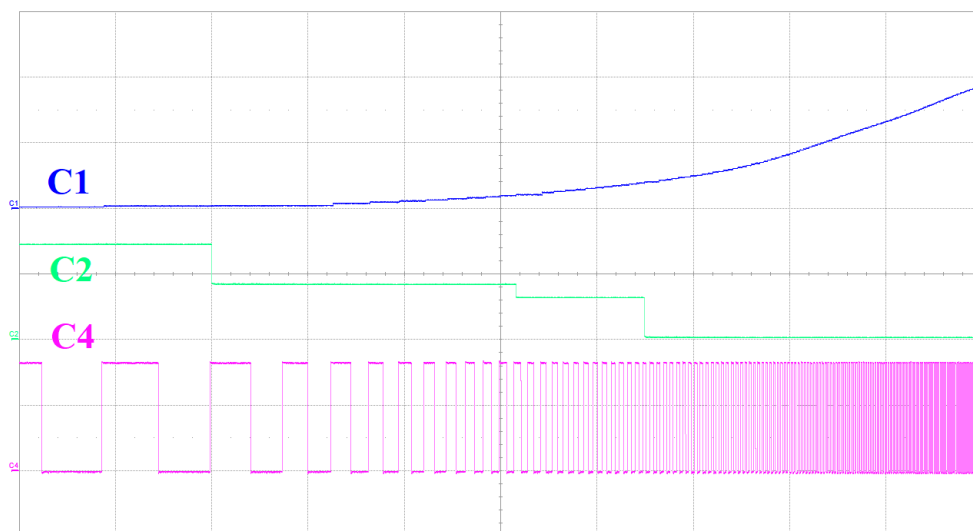


Figura 4.10: Stima della velocità (C1, 50 rpm/div) con variazione della frequenza di conteggio (C2, *prescaler* in potenze di 2, scala 5 unità/div) [31]. C4: un canale encoder [31].

passi fino al valore minimo (massima frequenza).

4.6 Risultati sperimentali

In figura 4.11 è riportata la risposta dell'anello di corrente su asse q ad uno stimolo ad onda quadra, utilizzato per la taratura dei parametri del controllore PID. La banda risultante è di circa 400 Hz.

Dopo aver calibrato i parametri del controllore di corrente è stata eseguita la stessa procedura per il controllo di velocità, la cui risposta in assenza di carico è riportata in figura 4.12. La banda risultante è di circa 0.8 Hz.

In figura 4.13 sono rappresentate le tre correnti del motore elettrico in condizioni di funzionamento nominali del convertitore: tensione di bus pari a 560 V e corrente efficace di uscita di 1.5 A.

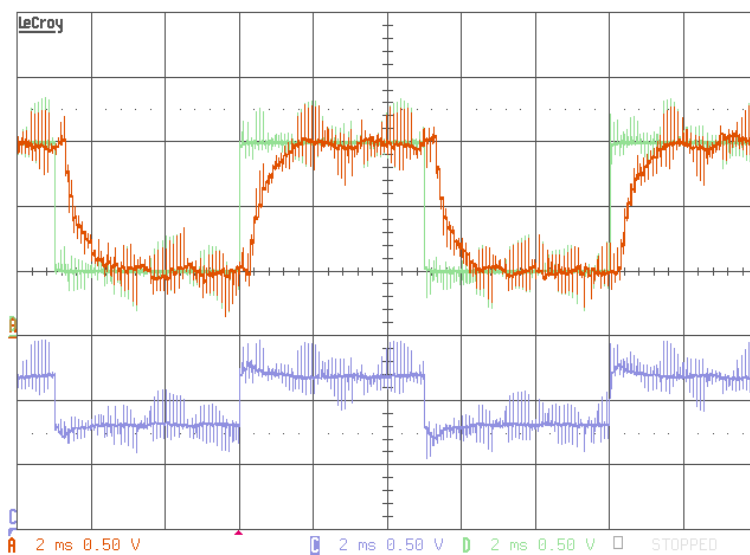


Figura 4.11: Risposta del controllo di I_q (2 ms/div). A (verde), B (rosso) setpoint e corrente stimata (0.7 A/div); C (blu), tensione V_q (50 V/div).

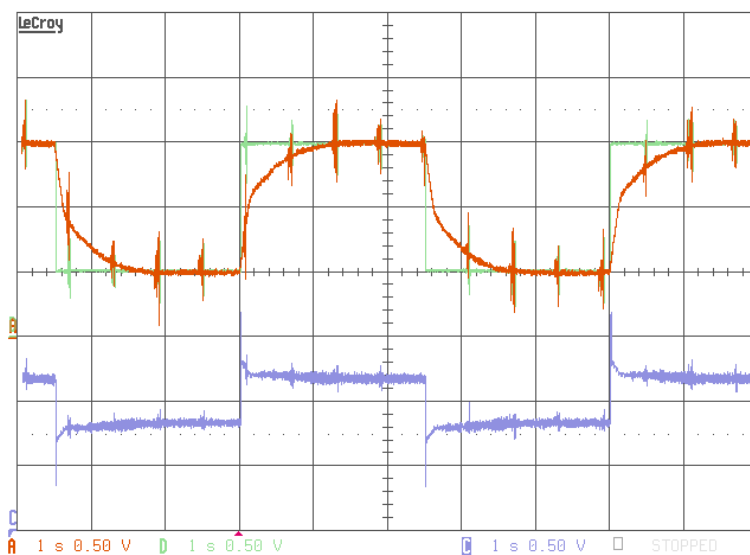


Figura 4.12: Risposta del controllo di velocità (1 s/div). A (verde), B (rosso) setpoint e velocità stimata (500 rpm/div); C (blu), corrente I_q (0.7 A/div).

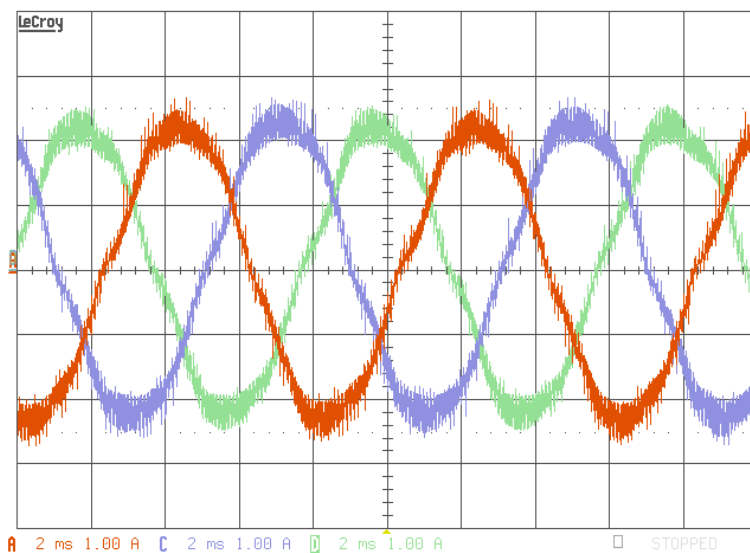


Figura 4.13: Correnti sul motore elettrico con carico applicato.

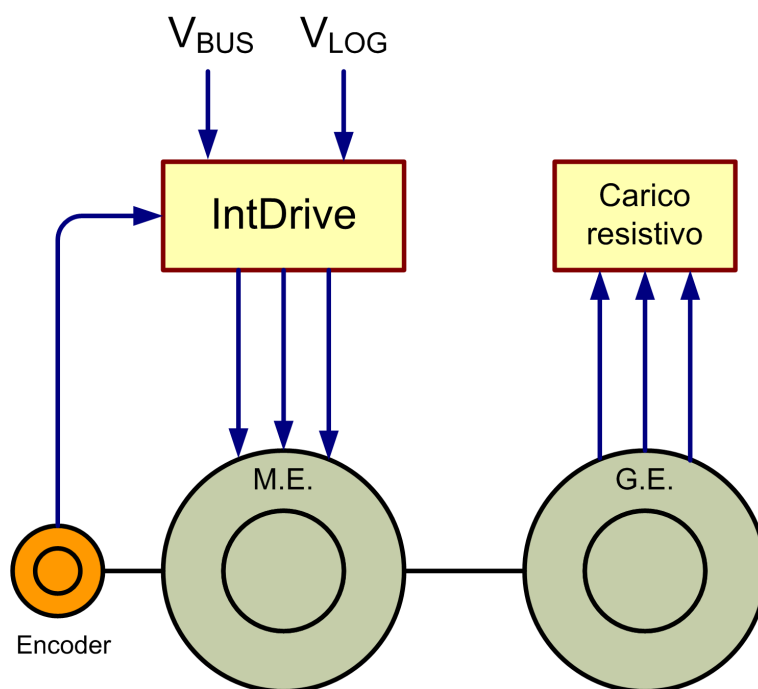


Figura 4.14: Struttura del banco di prova per i test termici.

4.7 Prove termiche

Le prime prove termiche effettuate sul prototipo del convertitore sono state svolte nella configurazione rappresentata in figura 4.14: il motore elettrico ed il convertitore sono stati fisicamente separati, vista l'intenzione di focalizzarsi sul comportamento termico del secondo mentre il carico meccanico è stato realizzato con una coppia generatore-resistore trifase. Il generatore utilizzato è un motore identico a quello pilotato dal convertitore.

Le condizioni di prova sono state imposte per avvicinarsi il più possibile alle condizioni di funzionamento nominali:

- tensione di bus di 560 V;
- frequenza di commutazione di 10 kHz;

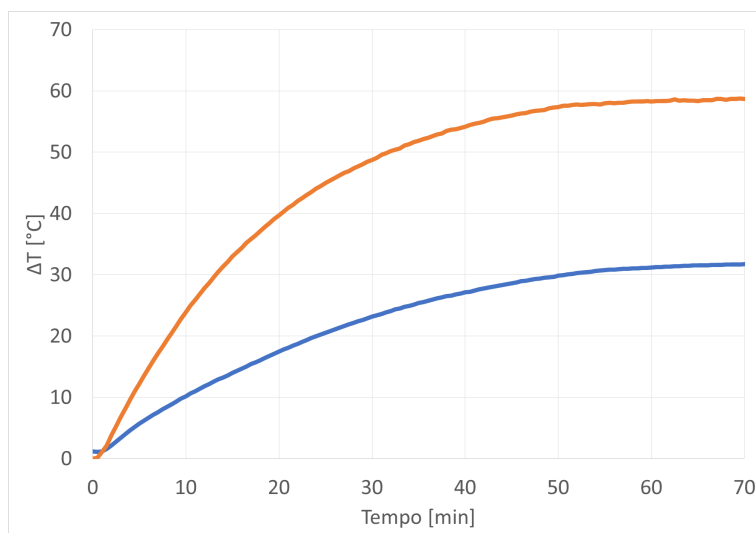


Figura 4.15: Andamento del ΔT rispetto alla temperatura ambiente del dissipatore (blu) e dell'aria interna al convertitore (arancione) in condizioni nominali.

- temperatura ambiente di 25 °C;
- corrente efficace sul motore di 1.5 A;
- velocità del motore di 2500 rpm;
- profilo del dissipatore come riportato in figura 3.3 e adattato ad un contenitore metallico di dimensioni 150x82x60 mm (dissipatore escluso).

In figura 4.15 sono riportati gli andamenti del salto di temperatura rispetto alla temperatura ambiente del dissipatore (rilevata sotto l'IPM, in posizione centrale) e della temperatura dell'aria interna al contenitore. In condizioni stazionarie i valori di ΔT sono rispettivamente di 59 °C e 32 °C, confermando quanto preventivato nel paragrafo 3.1, dove si era stimato per la massima temperatura del dissipatore 100 °C a $T_{AMB}=40$ °C.

La seconda importante indicazione ricavata da questa prova è sulla massima temperatura dell'aria interna alla scatola che sarà di circa 70 °C. Per verificare che in

queste condizioni i componenti del convertitore non superino la loro massima temperatura di funzionamento è stato misurato il ΔT tra la superficie dei componenti (*case*) e ambiente. La prova della figura 4.15 è stata quindi ripetuta nelle stesse condizioni elencate precedentemente ma con i due PCB accessibili, posizionati fuori dal contenitore metallico.

In tabella 4.2 sono riportati i valori di ΔT_{C-A} per i casi più critici. Per i circuiti integrati è stata calcolata la temperatura di lavoro tramite la relazione 4.4, stimando la potenza dissipata e recuperando dai datasheet la resistenza termica giunzione-case. I risultati sono frutto di considerazioni di caso peggiore e sono mostrati nella tabella 4.3: si può vedere che per tutti i dispositivi la temperatura massima di giunzione è inferiore ai 125 °C, limite operativo consigliato in tutti i datasheet, escluso l'MCU che si può spingere fino a 150 °C.

$$T_{J-MAX} = T_{A-MAX} + \Delta T_{C-A} + P_{DISS}R_{J-C} \quad (4.4)$$

Per quanto riguarda i componenti passivi riportati in tabella 4.2 sono state fatte le seguenti considerazioni:

- SRR6038 (induttore del convertitore buck): da datasheet può operare fino a 125 °C di temperatura ambiente con corrente efficace di 3.5 A;
- TMGR-511V6 (trasformatore isolamento 24 V): in accoppiata con il MAX13256, ha come limite massimo di funzionamento una temperatura ambiente di 85 °C con corrente di 0.3 A, vincoli largamente soddisfatti;
- UCY2G560MHD (condensatori di bus): hanno una vita utile di 12000 ore ad una temperatura 105 °C con una corrente efficace di 1 A a 10 kHz. La temperatura massima del condensatore sarà di 83 °C, visto quanto riportato in tabella 4.2. Dalle indicazioni fornite dal costruttore [55] si può ricavare una stima dell'aspettativa di vita secondo la relazione 4.5, basata sulla legge di Arrhenius (raddoppio della vita ogni dieci gradi in meno di temperatura):

$$L = L_0 2^{\frac{T_1 - T_2}{10}} \quad (4.5)$$

dove:

Scheda di logica			
Sigla	Codice	Funzione	ΔT_{C-A} [°C]
L5	SRR6038	Induttore buck	50
U2	LF33ABDT	Regolatore lineare 3.3V	41
U1	TPS54302	Controllore buck	40
Q1	BCP68	BJT 1.2V (MCU)	29
U7	MPC5643L	MCU	22
T1	TMGR-511V6	Trasformatore 24V	20
U3	MAX13256	Driver per trasformatore	20
Scheda di potenza			
Sigla	Codice	Funzione	ΔT_{C-A} [°C]
U25	LM2940	Regolatore lineare 15V	28
U6	LP2950	Regolatore lineare 5V	28
T1	TMGR-511V6	Trasformatore 24V	20
U26	MAX13256	Driver per trasformatore	20
C42	UCY2G560MHD	Condensatore di bus	13
C42	UCY2G560MHD	Condensatore di bus	13

Tabella 4.2: ΔT case-ambiente rilevati sui componenti più critici.

Scheda di logica						
Sigla	Codice	Funzione	ΔT_{C-A} [°C]	P_{DISS} [W]	R_{J-C} [°C W ⁻¹]	T_{J-MAX} [°C]
U2	LF33ABDT	Reg. lin. 3.3V	41	0.53	8	115
U1	TPS54302	Reg. buck	40	0.23	36	118
Q1	BCP68	BJT 1.2V	29	0.63	16	109
U7	MPC5643L	MCU	22	1	8	100
U3	MAX13256	Driver trasf.	20	0.43	9	94
Scheda di potenza						
Sigla	Codice	Funzione	ΔT_{C-A} [°C]	P_{DISS} [W]	R_{J-C} [°C W ⁻¹]	T_{J-MAX} [°C]
U25	LM2940	Reg. lin. 15V	28	0.45	44	118
U6	LP2950	Reg. lin. 5V	28	0.40	6	100
U26	MAX13256	Driver trasf.	20	0.3	9	93

Tabella 4.3: Stima delle massime temperature di giunzione dei componenti più critici.

- L_0 : è la vita del condensatore in condizioni nominali;
- T_1 è la massima temperatura al centro del condensatore alla temperatura ambiente considerata; da [55] per $T_{AMB}=70\text{ °C}$ è pari a 93 °C ;
- T_2 è la temperatura al centro del condensatore nelle condizioni operative, ricavabile dalla misura della temperatura esterna tramite un coefficiente correttivo sul ΔT rilevato; il risultato è $T_2=87\text{ °C}$.

Sostituendo i dati nella 4.5 si ottiene circa 18000 ore, ovvero 2 anni se si considera un servizio h24 7/7 o 9 anni con un servizio basato su 8 ore giornaliere e 250 giorni lavorativi/anno.

Capitolo 5

Conclusioni

In questo lavoro di tesi è stato sviluppato un prototipo di azionamento integrato per motori elettrici. L'importanza di dotarsi di soluzioni mecatroniche integrate è dimostrata dalla crescente diffusione di questi dispositivi sul mercato per cui diventa necessario aggiungerli all'offerta di prodotti. Inoltre, lo sviluppo di dispositivi che mettano in stretta relazione componenti meccanici ed elettronici rappresenta uno dei punti fondanti di TeMec Drive vista la sua struttura societaria.

Attraverso l'analisi dello stato dell'arte nel mondo accademico sono stati individuati i principali aspetti progettuali che aiutano a definire questa tipologia di dispositivi, denominati anche *Integrated Motor Drives*. In particolare sono stati affrontati quei punti che maggiormente incidono sulla progettazione del convertitore elettronico, inteso nel senso stretto di stadio di trasformazione dell'energia elettrica e gli aspetti che riguardano la sua interazione con la macchina elettrica. Per ognuno di questi criteri di progettazione sono stati analizzati pregi e limiti, attingendo da esempi di IMD presenti in letteratura.

Spostando lo sguardo sul mercato sono stati studiati gli aspetti che rendono gli IMD delle soluzioni molto richieste dai costruttori di macchine automatiche. L'elenco degli aspetti progettuali è stato esteso con quelle caratteristiche che solitamente non vengono trattate a livello accademico ma che sono fondamentali per l'utilizzo in ambito industriale. Quest'analisi è stata completata riportando alcuni esempi di azio-

namenti integrati attualmente presenti sul mercato, organizzandone le caratteristiche in base ai criteri elencati.

Nonostante la fervente attività di ricerca che anima il mondo accademico è stato dimostrato che esiste ancora un grosso divario tra soluzioni prettamente di ricerca, che puntano maggiormente all'utilizzo di tecnologie innovative, e soluzioni già ingegnerizzate e commercializzate. Avendo lo scopo di ridurre al minimo i tempi di sviluppo, la specifica delle caratteristiche del prodotto è stata compilata con tutte quelle soluzioni che garantiscono semplicità di implementazione e affidabilità, con l'idea di allineare la prima versione agli esempi di dispositivi commerciali analizzati.

Successivamente è stato progettato il prototipo ponendo particolare attenzione alla definizione dell'architettura di sistema e ad alcune sezioni funzionali del circuito, come alimentazione, isolamento dei segnali e stadio di potenza. Durante lo sviluppo del convertitore sono stati redatti due articoli, presentati a conferenze internazionali, che illustrano le innovazioni nate da questo lavoro.

I test effettuati sul prototipo hanno confermato le stime di progettazione dimostrando che le specifiche di progetto sono raggiungibili mantenendo un buon margine di sicurezza sulle massime temperature di funzionamento dei dispositivi.

Le attività programmate a breve termine riguardano:

- la caratterizzazione termica del sistema complessivo costituito da motore + convertitore;
- lo studio dettagliato dell'affidabilità del convertitore elettronico;
- la stima accurata dei costi di produzione.

Per quanto concerne gli sviluppi futuri, in un arco temporale più lungo verranno affrontati i seguenti punti:

- l'integrazione di ulteriori bus di campo come EtherCAT e PROFINET;
- lo sviluppo di un convertitore AC/DC capace di generare e gestire il bus ad alta tensione, integrando le funzionalità di filtro EMC;

- la valutazione di soluzioni a maggiore integrazione, monitorando e prendendo spunto dal mondo accademico.

Appendice A

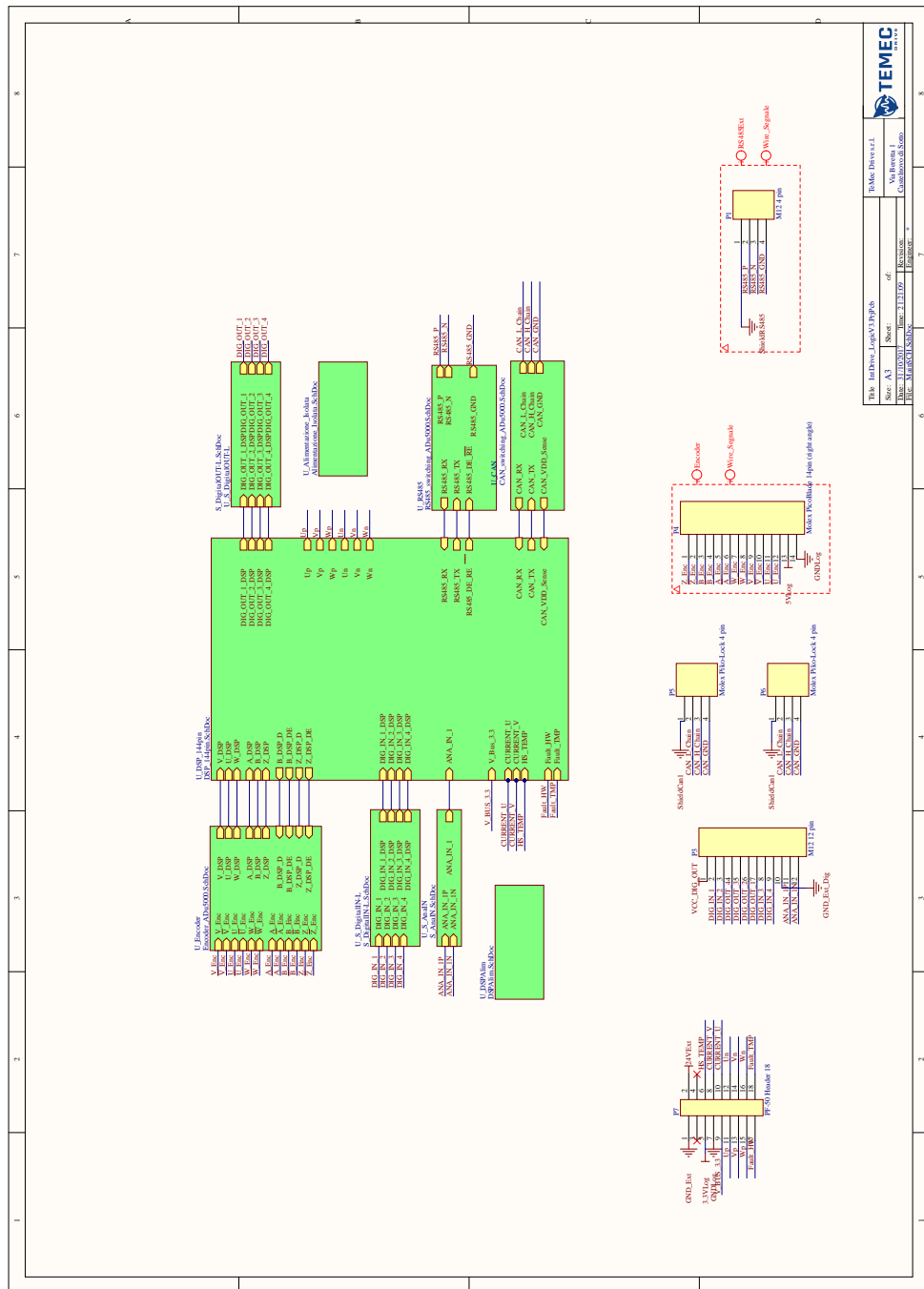
Dati di targa del motore elettrico

DATA TEST: 06.02.2013		TEM ELECTRIC MOTORS s.r.l		M.06.05 REV.0
DATI SERVOMOTORE Motor ratings		SIMBOLI Symbol	UNITA' Units	BPEM 3040
COPPIA ROTORE BLOCCATO ΔT 100°C IN ARIA Continuous stall torque in air ΔT 100°C		T ₁₀₀	Nm	3.6
COPPIA ROTORE BLOCCATO ΔT 100°C SU FLANGIA ALL. 254x254x6.35 Continuous stall torque with aluminium flange 254x254x6.35 ΔT 100°C		Tf ₁₀₀	Nm	5.0
COPPIA ALLA VELOCITA' NOMINALE ΔT 100°C IN ARIA Torque at rated speed in air ΔT 100°C		T ₀₁₀₀	Nm	2.4
COPPIA ALLA VELOCITA' NOM. ΔT 100°C SU FLANGIA AL. 254x254x6.35 Torque at rated speed with aluminium flange 254x254x6.35 ΔT 100°C		Tf ₀₁₀₀	Nm	4.0
COPPIA DI PICCO Peak torque		T _{pk}	Nm	15
VELOCITA' NOMINALE Rated speed		ω _{0n}	RPM	3000
VELOCITA' MAX. Max speed		ω _{max}	RPM	4000
POTENZA NOMINALE IN ARIA ΔT 100°C Nominal power in air ΔT 100°C		P _{n100}	W	750
POTENZA NOMINALE ΔT 100°C SU FLANGIA AL. 254x254x6.35 Nominal power with aluminium flange 254x254x6.35 ΔT 100°C		Pf ₁₀₀	W	1250
CORRENTE A ROTORE BLOCCATO ΔT 100°C IN ARIA Stall current in air ΔT 100°C		I _{n0100}	Arms	2.4
CORRENTE A ROTORE BLOCC. ΔT 100°C SU FLANGIA AL. 254x254x6.35 Stall current with aluminium flange 254x254x6.35 ΔT 100°C		I _{n0100}	Arms	3.2
CORRENTE A VELOCITA' NOM. ΔT 100°C IN ARIA Current at rated speed in air ΔT 100°C		I _{n100}	Arms	1.6
CORRENTE A VELOCITA' NOM. ΔT 100°C SU FLANGIA AL. 254x254x6.35 Current at rated speed with aluminium flange 254x254x6.35 ΔT 100°C		I _{n105}	Arms	2.6
CORRENTE DI PICCO Peak current		I _{pk}	Arms	9.7
CORRENTE DI SMAGNETIZZAZIONE, 130°C Demagnetization current, 130°C		I _{dm}	Apk	21.5
DATI FISICI Physical data				
MOMENTO D' INERZIA ROTORICO Rotor inertia		J	Kgm ² x10 ⁻⁴	3.35
ACCELERAZIONE IN COPPIA DI PICCO Acceleration at peak torque		α _{pk}	rad/sec ²	45000
COSTANTE DI TEMPO TERMICA Thermal time constant		T _t	min	180
ISOLAMENTO Insulation		-	-	CLASS F
PROTEZIONE STANDARD Standard protection		-	-	IP54
MASSIMO CARICO ASSIALE Max axial load		-	N	70
MASSIMO CARICO RADIALE Max radial load		-	N	480
PESO Weight		G	Kg	4.15
TEMPERATURA AMBIENTE Ambient temperature		-	°C	20
TOLLERANZE		-	%	+/- 5
DATI ELETTRICI Electric data				
F.E.M CONCATENATA Back E.M.F between phases		K _e	Vs	0.885
COSTANTE DI COPPIA Torque constant		K _t	Nm/A	1.533
RESISTENZA CONCATENATA Winding resistance		R _w	Ω	5.3
INDUTTANZA CONCATENATA Winding inductance		L _w	mH	18
FREQUENZA Frequency		f _n	Hz	200
RENDIMENTO A POTENZA NOM. ΔT 100°C Efficiency at rated power ΔT 100°C		η	%	93
N° POLI N° poles		PN	-	8

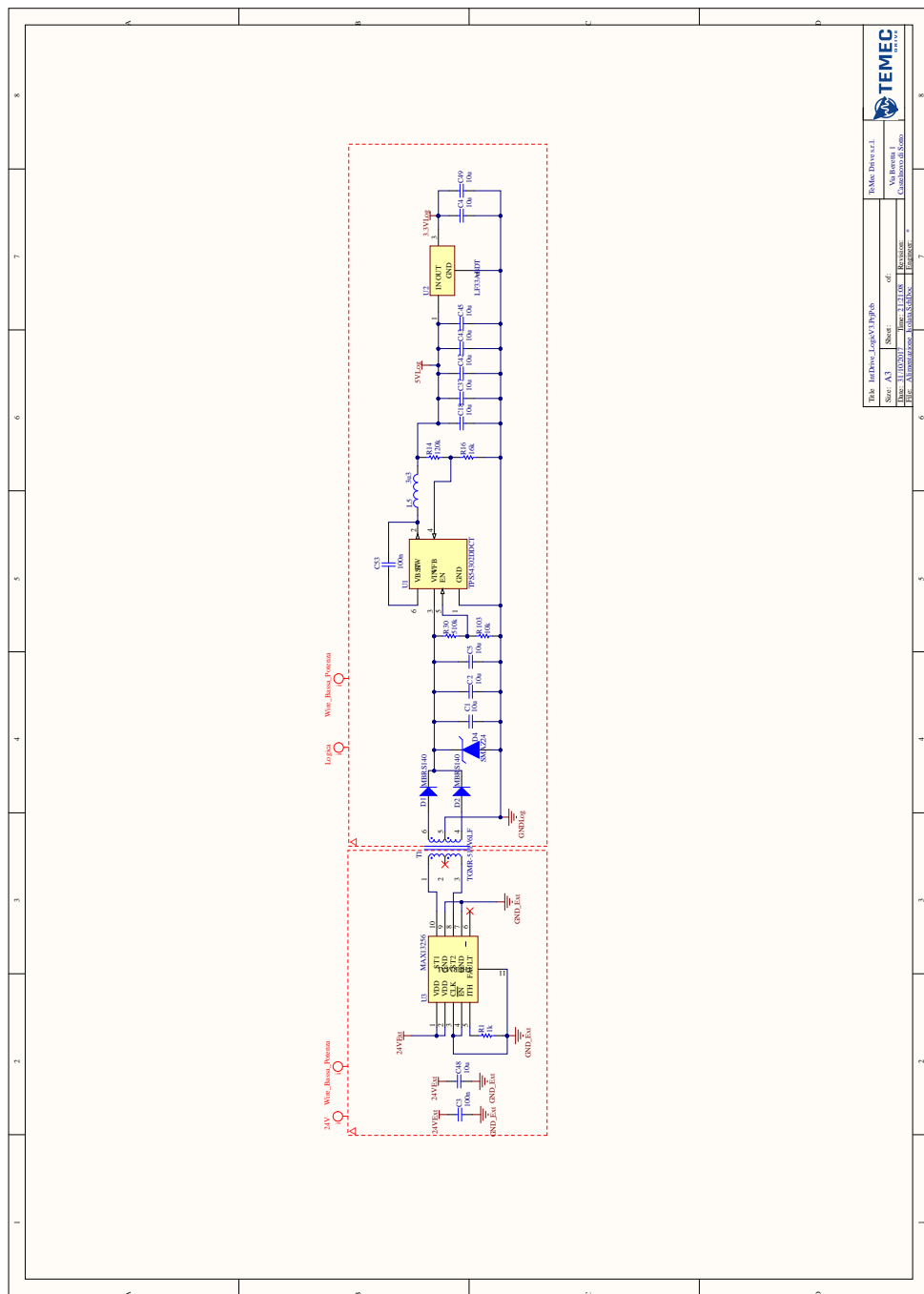
Appendice B

Schemi elettrici e layout del prototipo

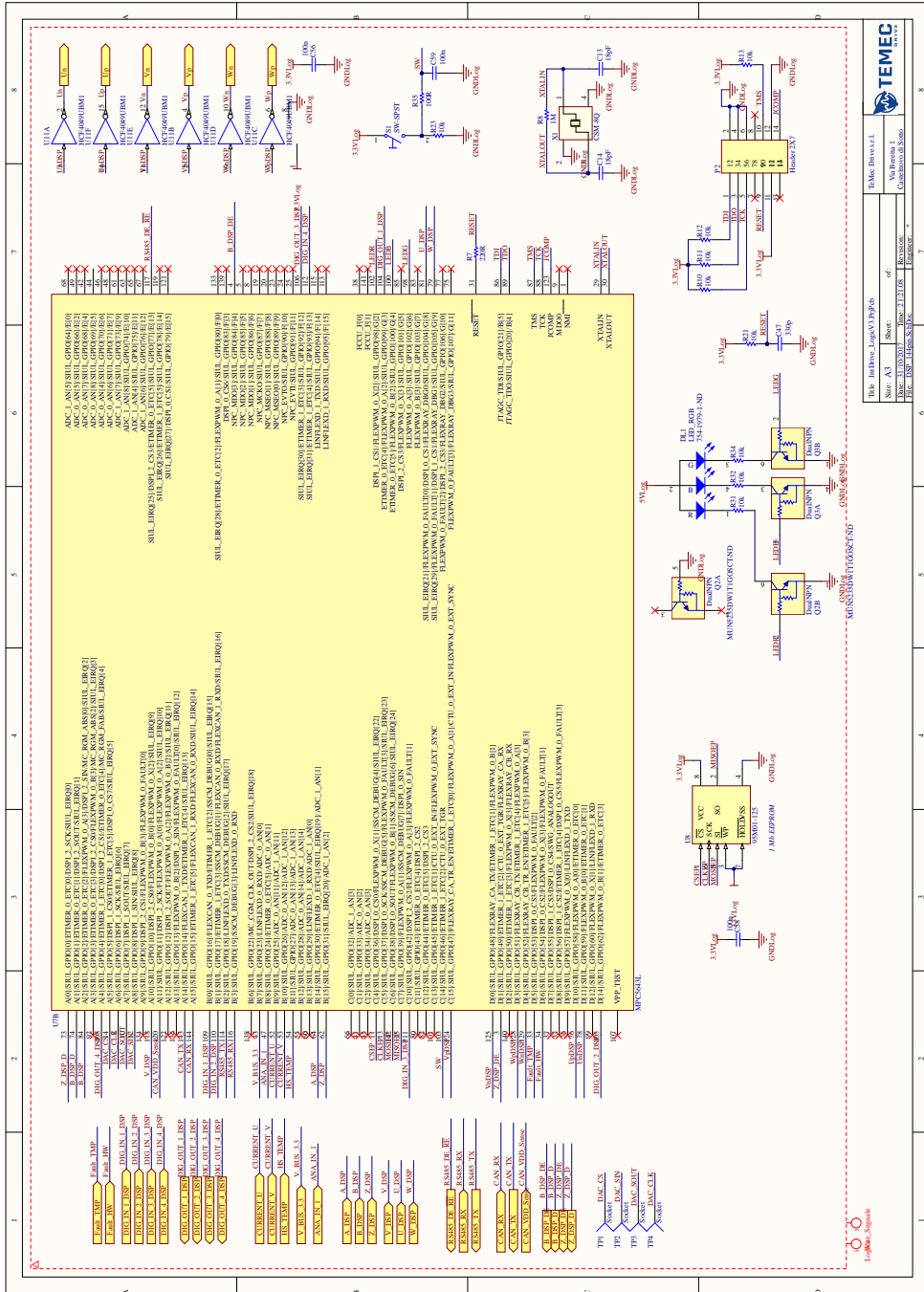
B.1 Scheda di logica

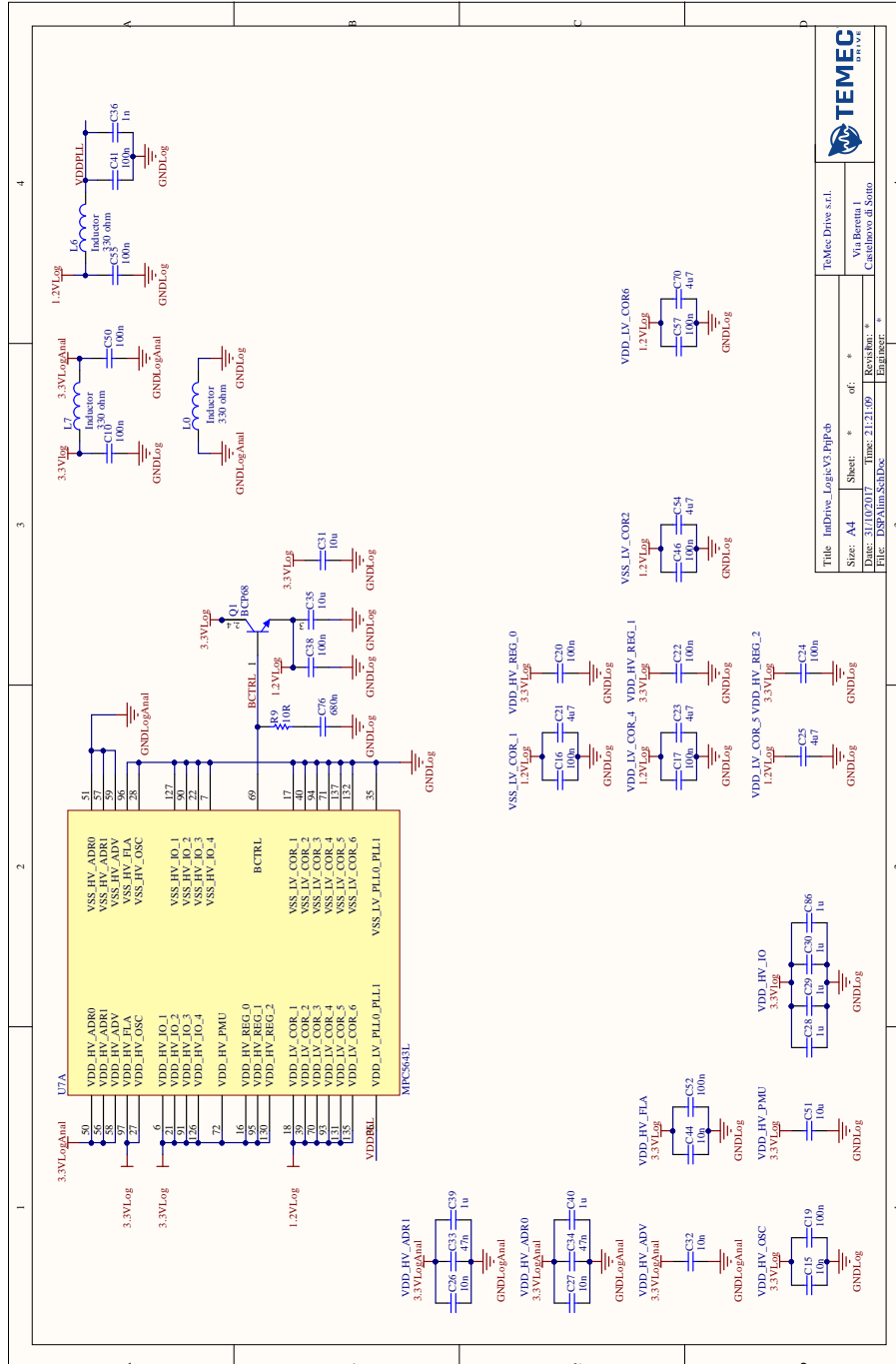


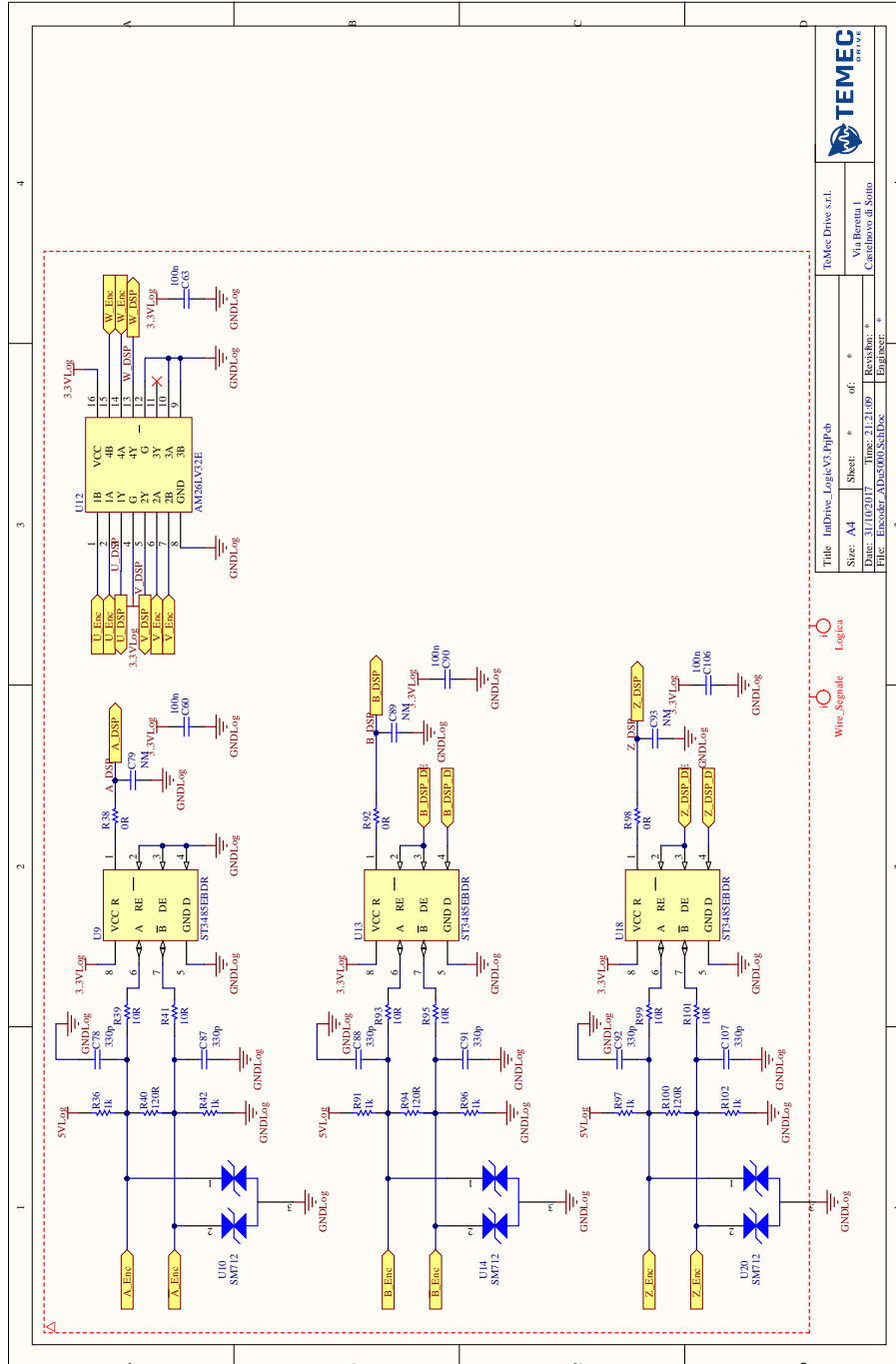
B.1. Scheda di logica



Title: Inverter Logic Board Size: A3 Date: 31/03/2017 File: D:\InverterLogicBoard.dwg	Author: TEMEC of: Via Roma 1 Revision: Date:



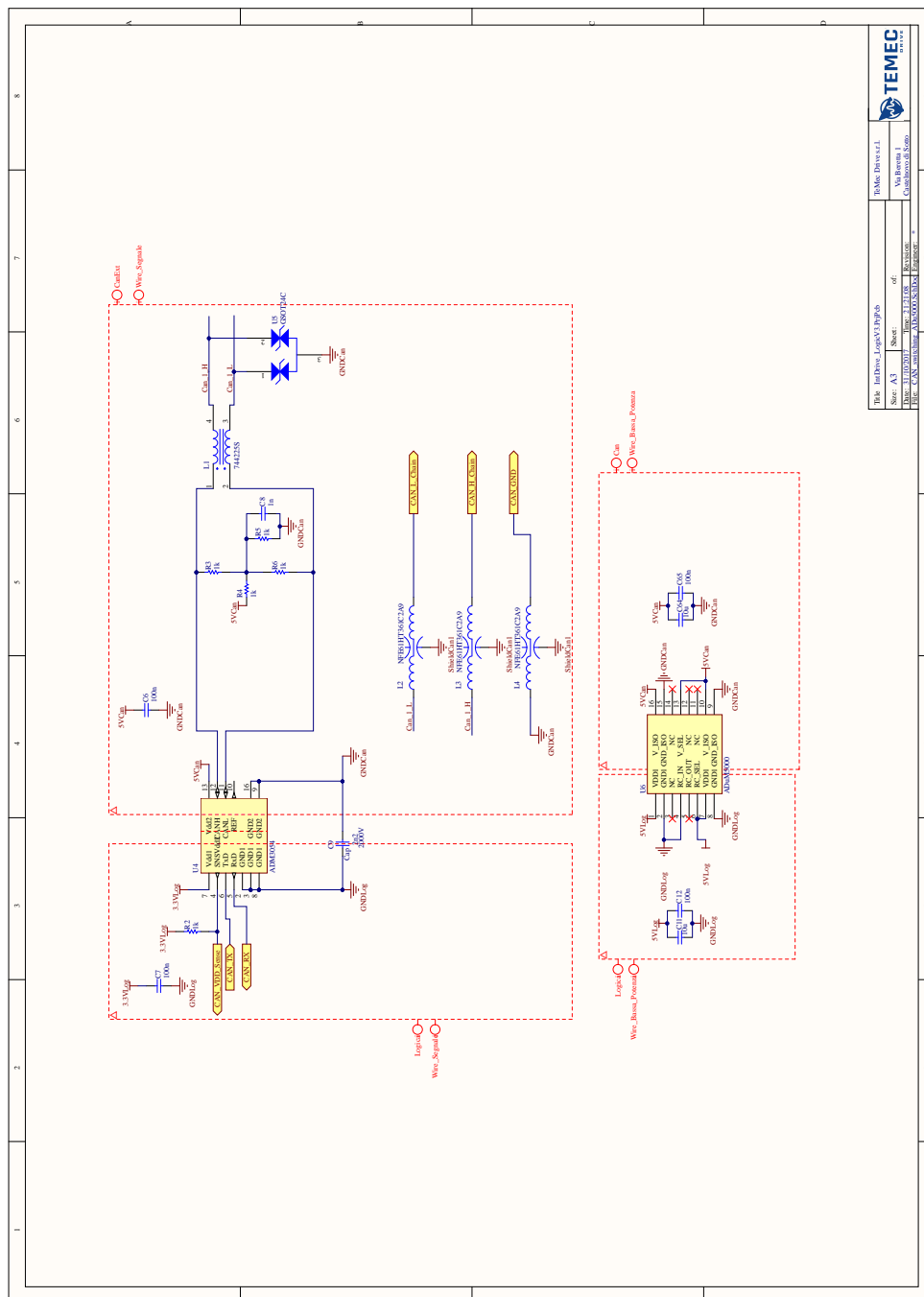




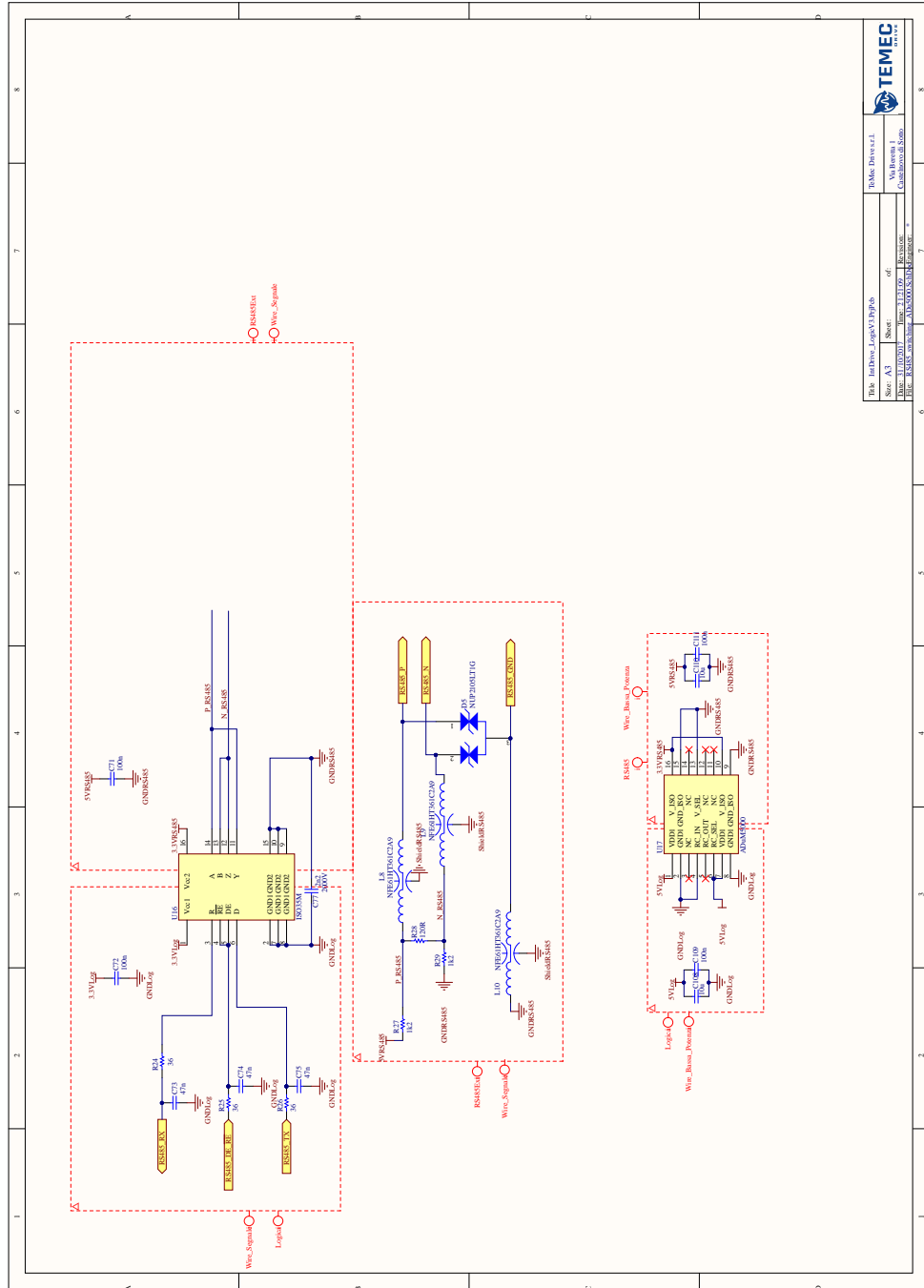
Title: IndDirac_Logica_V3_Protob		Tebtec Drive s.r.l.	
Size: A4	Sheet: *	of: *	Via Roversio 1
Date: 31/10/2017	Time: 21:11:09	Revision: *	Casaleggio di Sotto
File: Encoder_ADItoSMD_SchDoc	Engineer: *		



Wire_Signale
Logic



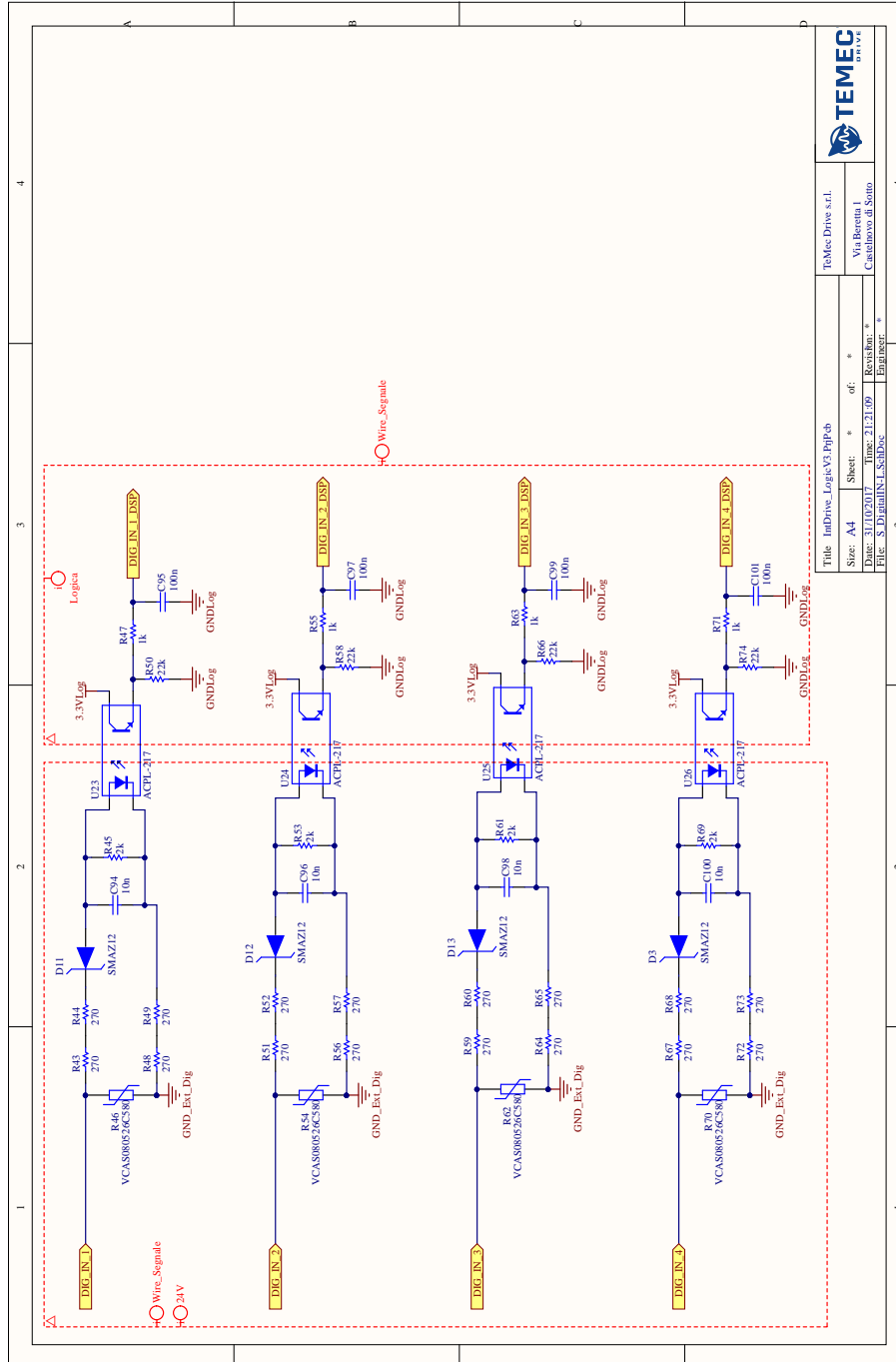
File:	InfraV_Logica_ViP.rpt	of:	TEMEC
Size:	13.3 KB	Sheet:	1
Date:	11/07/2017	Time:	11:17:05
Path:	C:\Users\... \Documents\...	Revision:	
File:	C:\Users\... \Documents\...	Author:	



File:	InfDrive_LogicV1.PcbJob	of:	TEMEC
Size:	A3	Sheet:	of 1
Date:	31/03/2017	Time:	11:21:19
Path:	C:\Users\adm\Documents\31032017\116\116.PcbJob	Revision:	1
Project:	116	Author:	adm

B.1. Scheda di logica

117

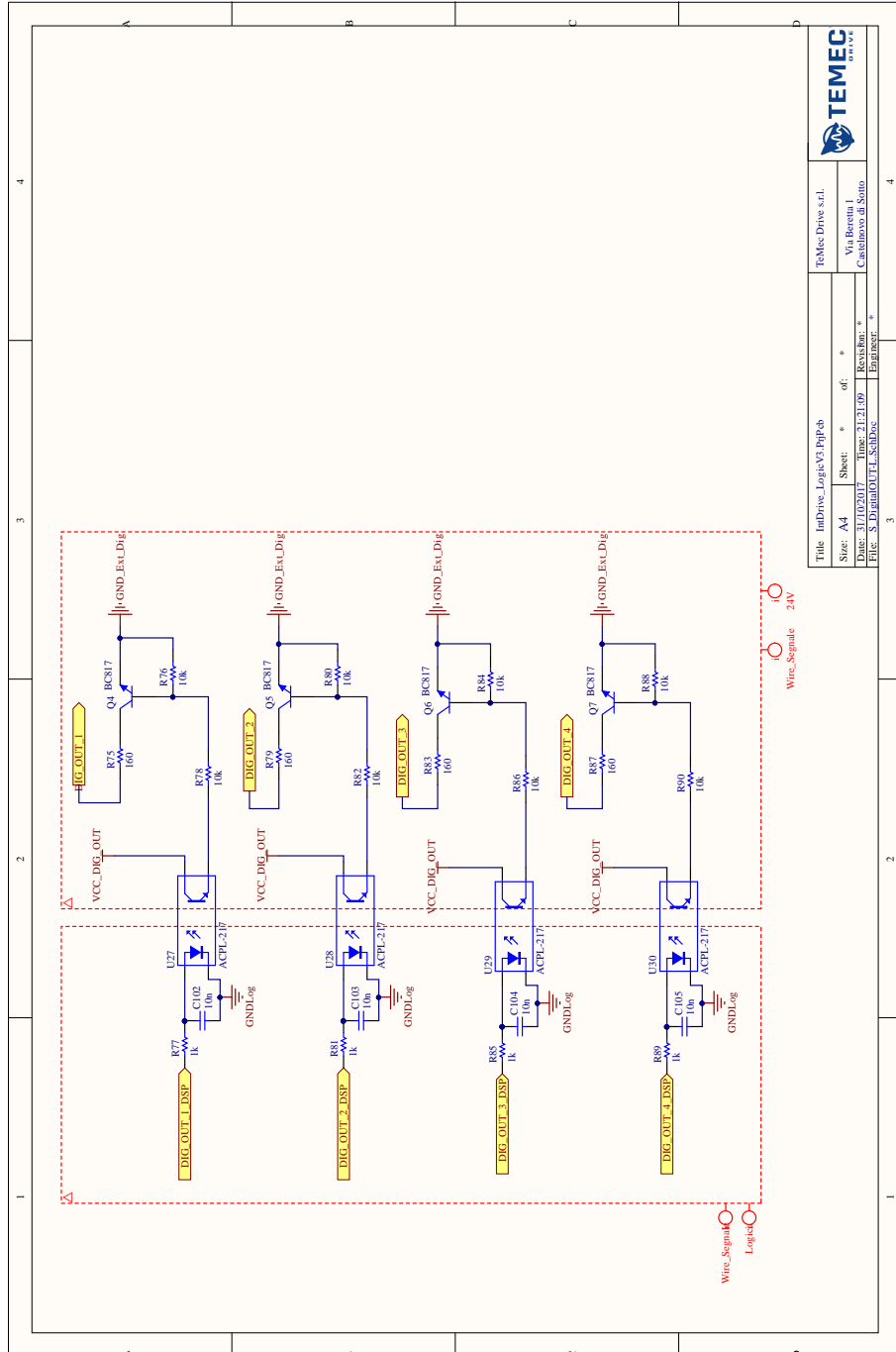


Title: InDrive_LogicV3_P1P1eb		Tebeco Drive s.r.l.	
Size: A4	Sheet: *	of: *	Rev: 1
Date: 31/10/2017	Time: 21:13:09	Revision: *	Castellano di Stabia
File: S_DigitalInL_SchDoc	Engineer: *		

Title: InDrive_LogicV3_P1P1eb		Tebeco Drive s.r.l.	
Size: A4	Sheet: *	of: *	Rev: 1
Date: 31/10/2017	Time: 21:13:09	Revision: *	Castellano di Stabia
File: S_DigitalInL_SchDoc	Engineer: *		

Title: InDrive_LogicV3_P1P1eb		Tebeco Drive s.r.l.	
Size: A4	Sheet: *	of: *	Rev: 1
Date: 31/10/2017	Time: 21:13:09	Revision: *	Castellano di Stabia
File: S_DigitalInL_SchDoc	Engineer: *		

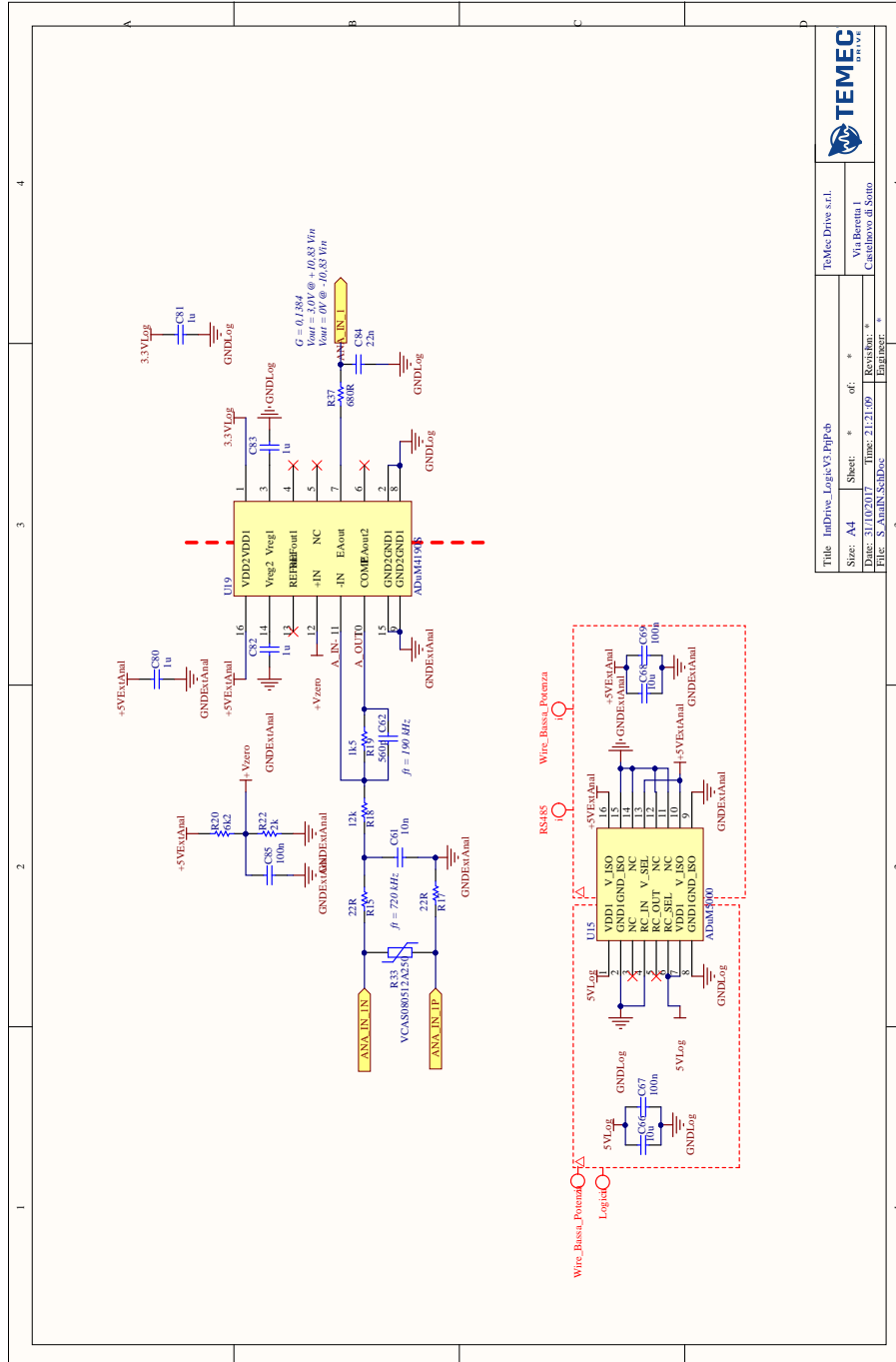




Title	InfDrive_LogicV1.PnpFeb	TabMac Drive s.r.l.
Size	A4	Sheet
Date	31/10/2017	Time
File	S:\Digital\OUT_L_SchDoc	Revision
		Engineer

of	*	
of	*	
Revision	*	
Engineer	*	

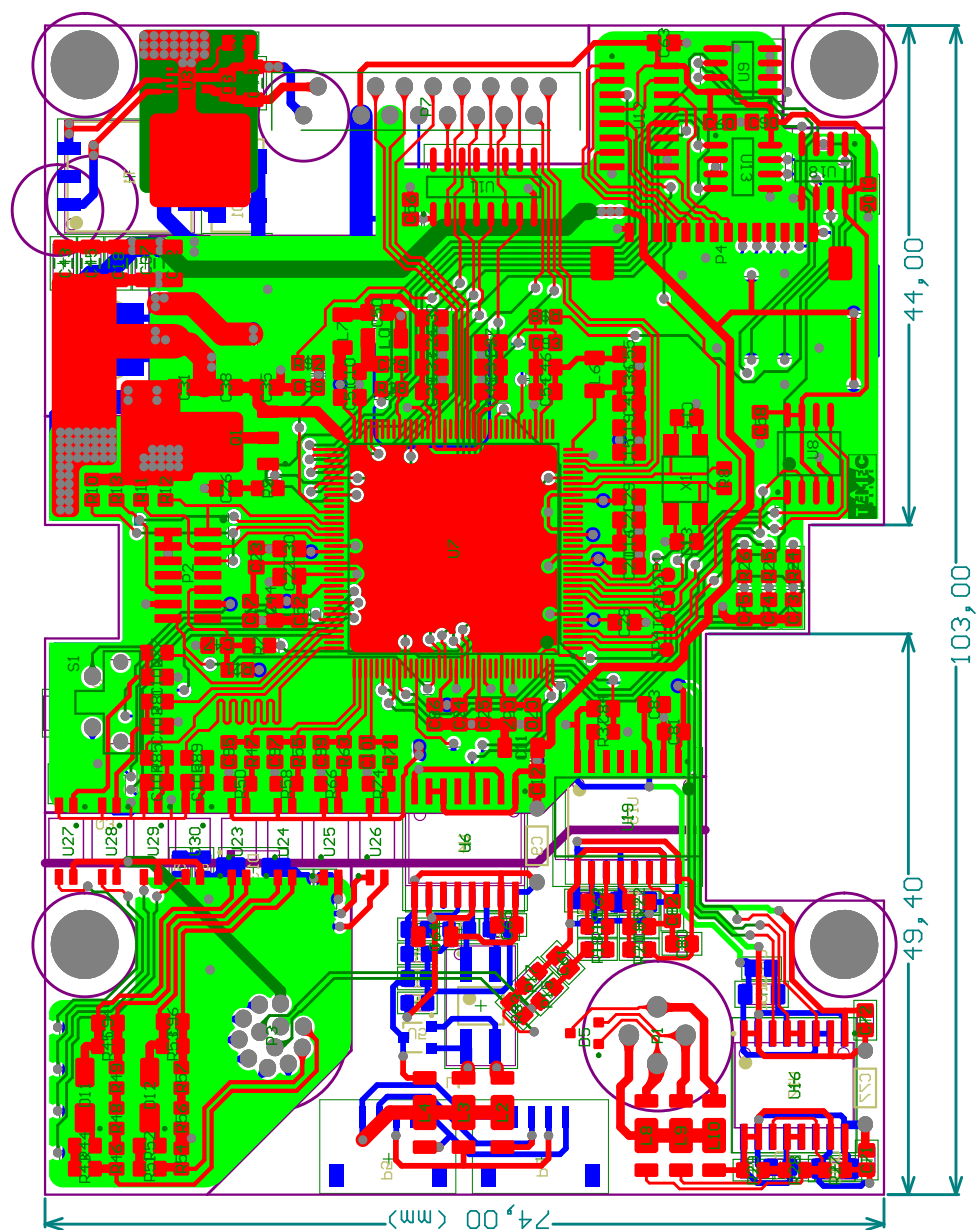
TEMEC
2011-14



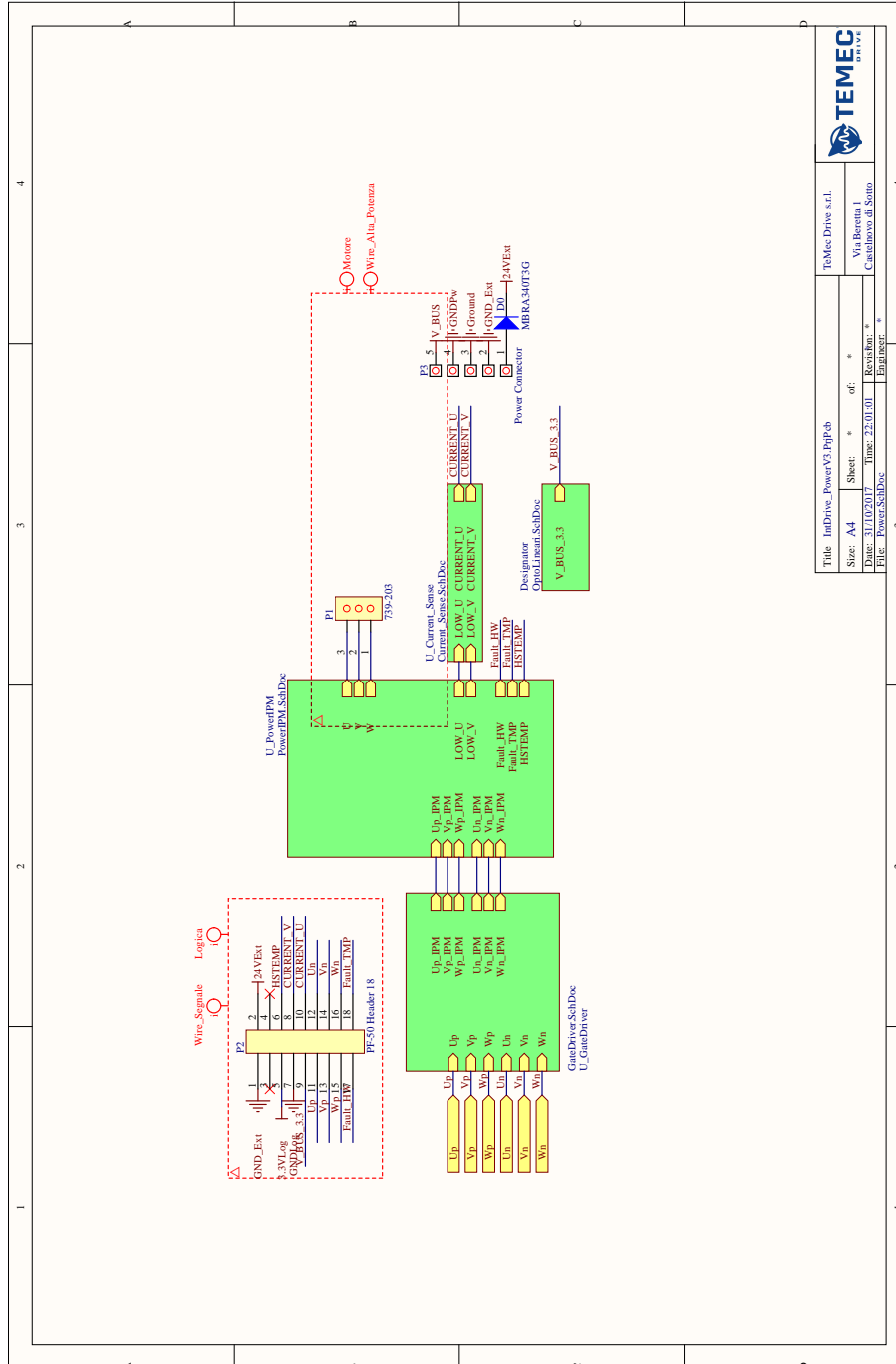
Title	InfDrive_LogiceV1.PdfFeb	TeMeC Drive s.r.l.
Size	A4	Sheet: * of: *
Date	31/10/2017	Time: 21:11:09
File	S_AmbiN_SchDoc	Revision: *
		Empirest: *

1	2	3	4
---	---	---	---



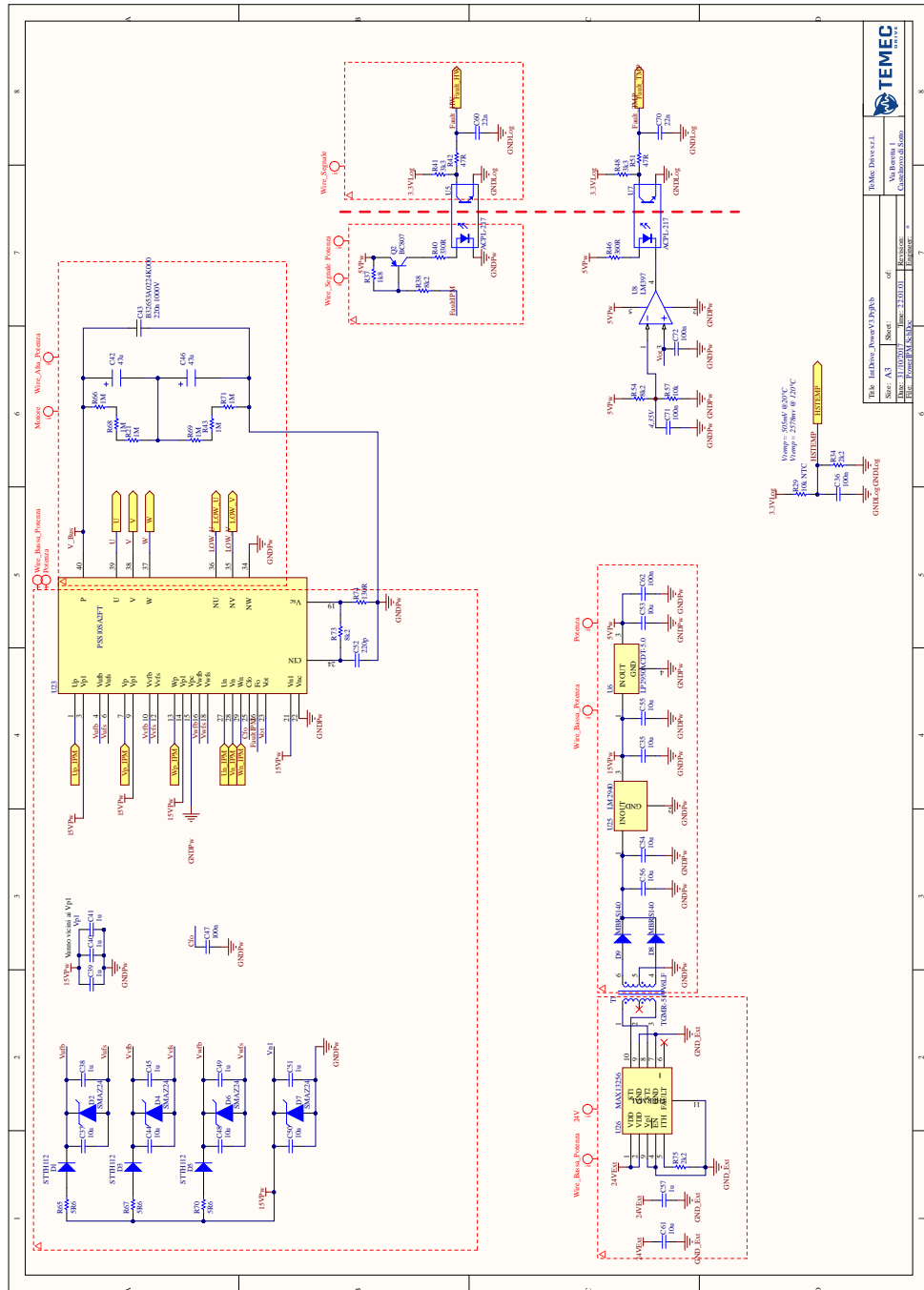


B.2 Scheda di potenza



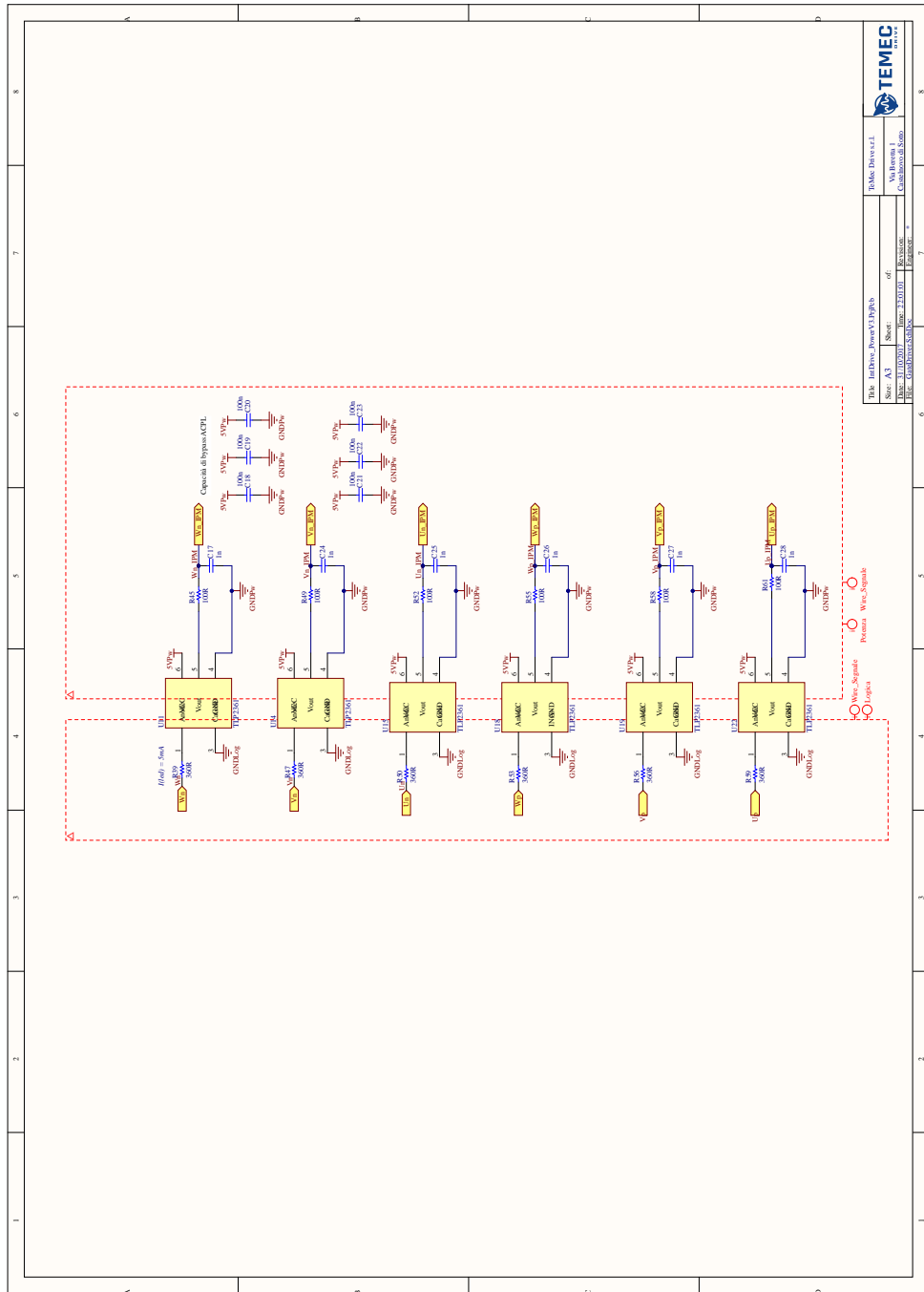
B.2. Scheda di potenza

123



File:	InfDev_Power_V1.Dprb	of:	1
Size:	43	Sheet:	1
Date:	11/03/2017	Time:	13:17:11
Dir:	C:\Users\... \Documents		

TEMEC
InfDev



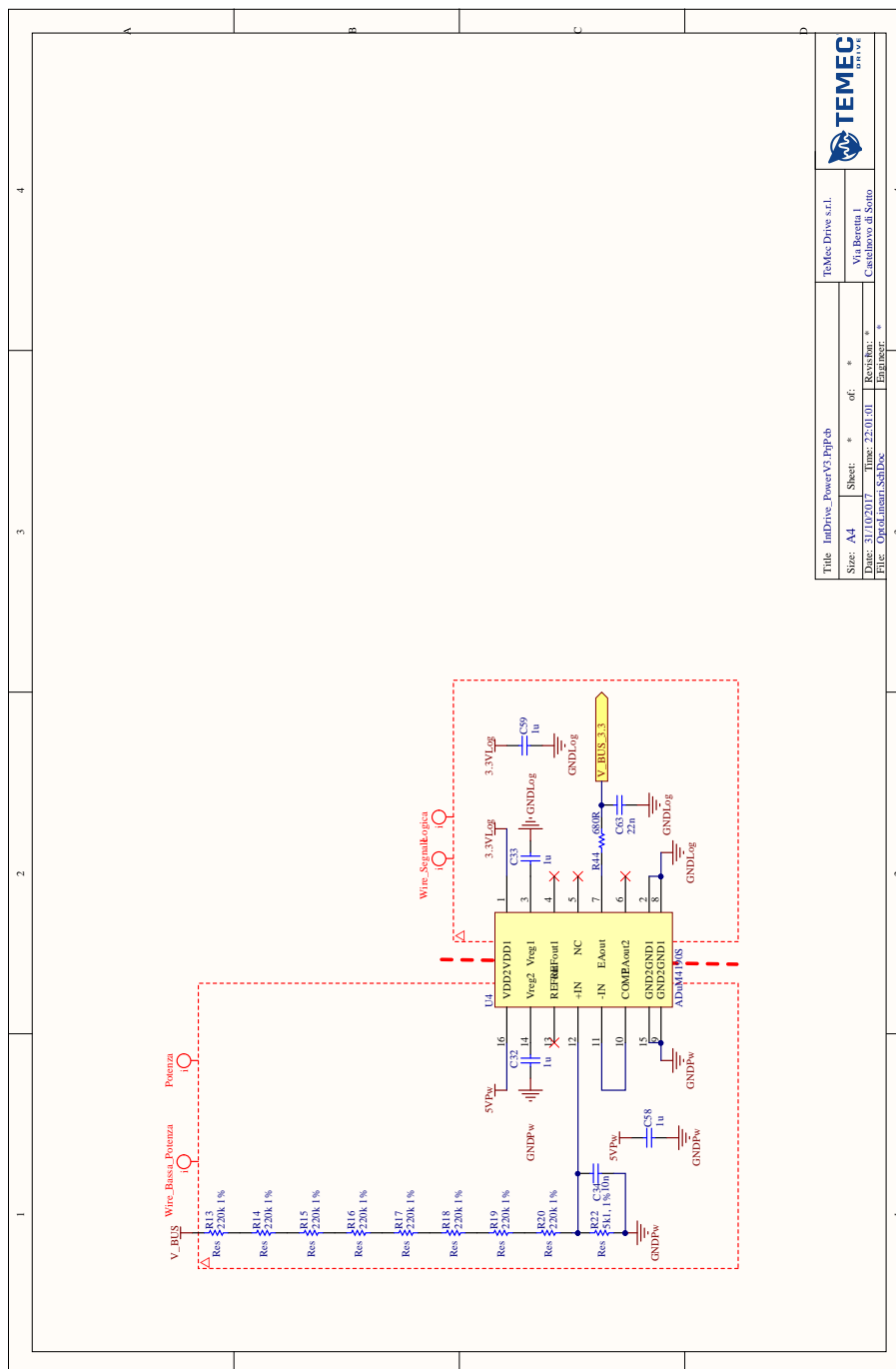
FILE: InDrive_Power_V1.Dprb	of:	TEMEC Drive s.r.l.
Sheet: A3	Revision:	Ver. Rev. 1
Path: C:\Users\ADMINI~1\Documents\...	Project:	C:\Users\ADMINI~1\Documents\...



TEMEC Drive s.r.l.

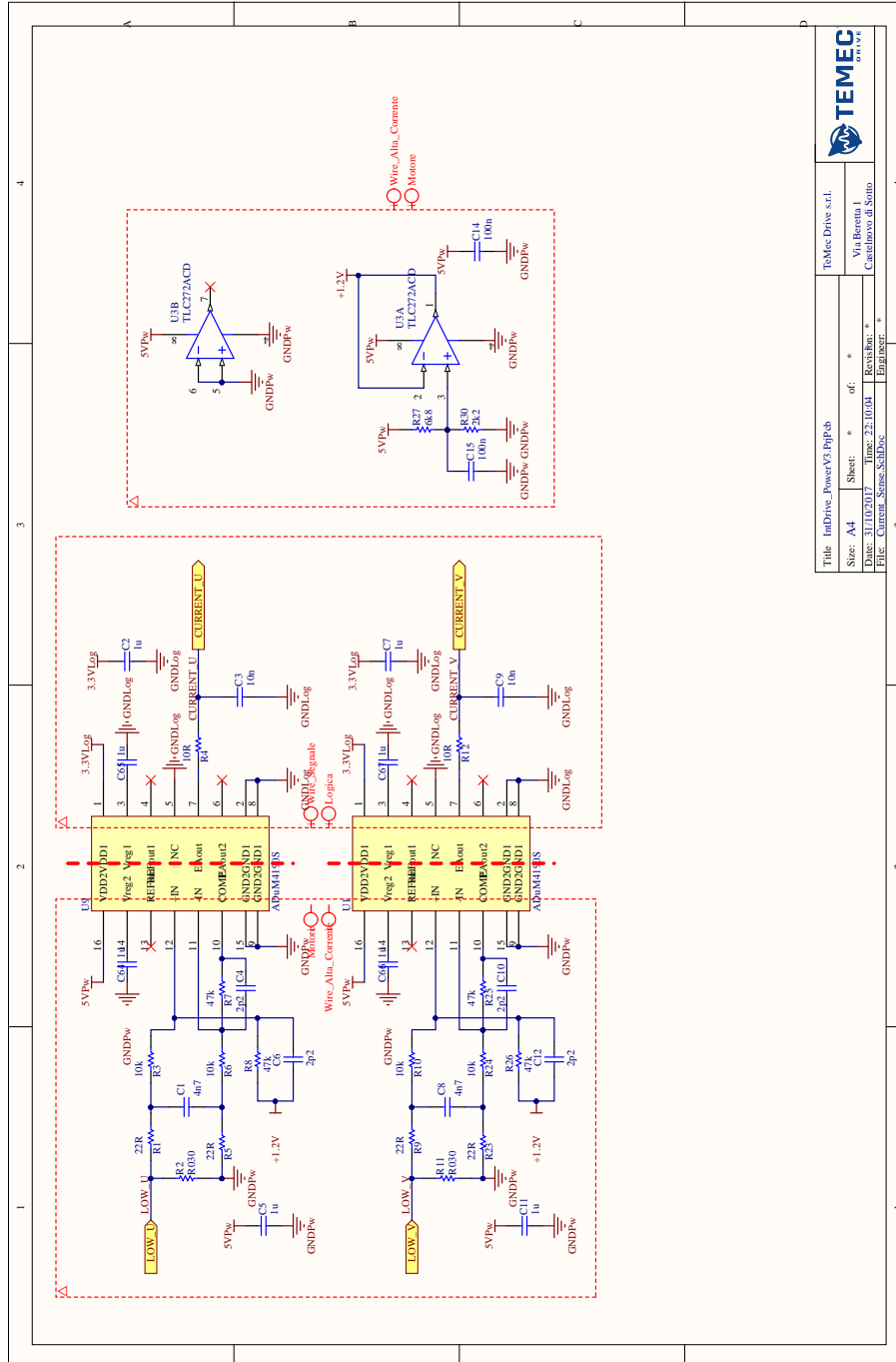
B.2. Scheda di potenza

125



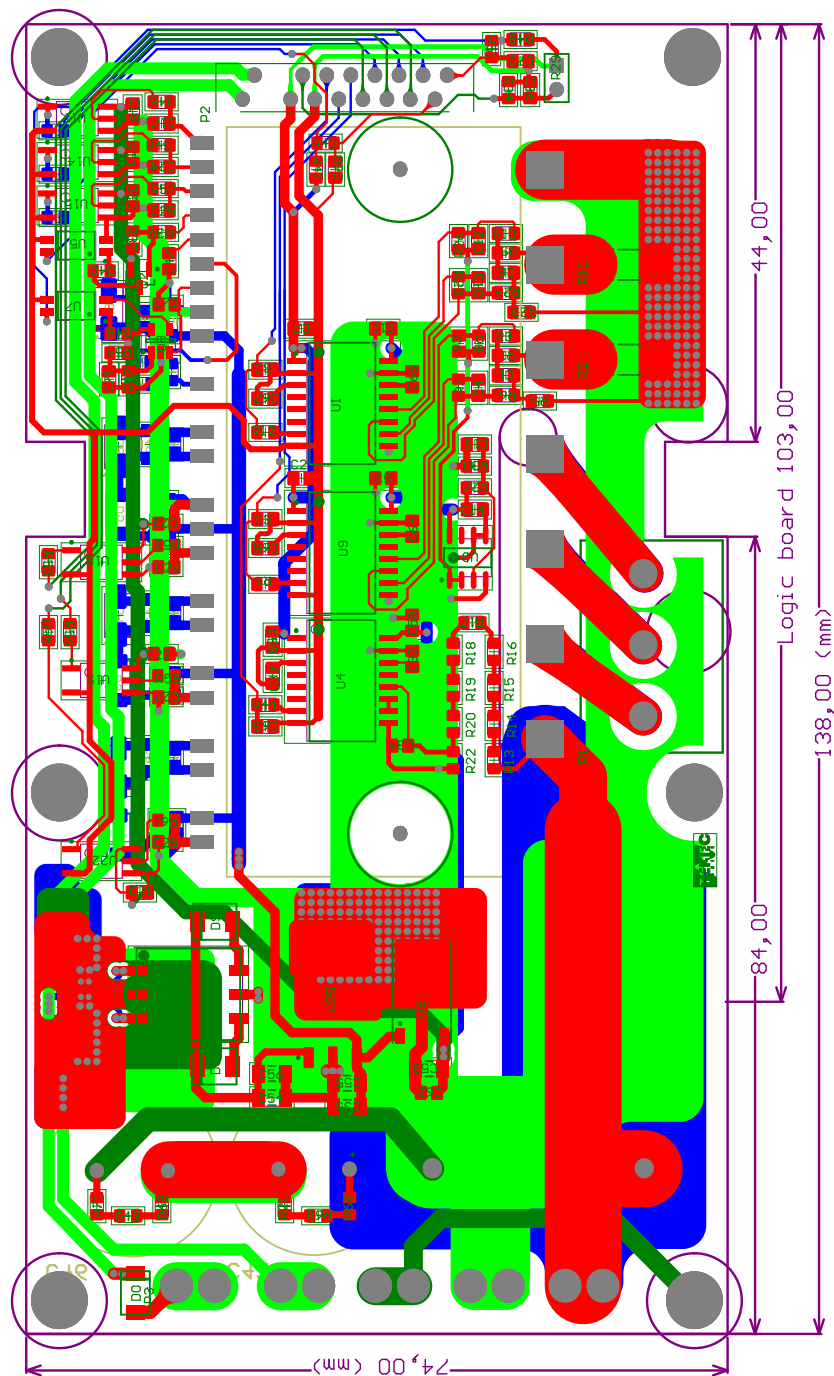
Title	InfDrive_PowerV3_PnpIob	TebMac Drive s.r.l.	
Size	A4	Sheet	* of *
Date	31/10/2017	Time	22:01:01
File	Opnd_Linear_SchDoc	Revision	*
		Engineer	*

TEMEC	
Via Roversio 1	
Castelvero di Sotto	



Title: IndDrive_PowerV3_Pripob		Tebmac Drive s.r.l.	
Size: A4	Sheet: *	of: *	Via Roversio 1
Date: 31/10/2017	Time: 23:10:04	Revision: *	Castelfranco di Sotto
File: Current_Sense_SchDoc	Engineer: *		





Bibliografia

- [1] Lenze. *Lenze Smart Motor m300*, April 2015. Rev. 03.
- [2] Motor Power Company. *Duet Catalogue*, October 2016. Rev. 3.1.
- [3] J. J. Wolmarans, M. B. Gerber, H. Polinder, S. W. H. de Haan, J. A. Ferreira, and D. Clarenbach. A 50kw integrated fault tolerant permanent magnet machine and motor drive. In *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 345–351, June 2008. doi:10.1109/PESC.2008.4591953.
- [4] N. R. Brown, T. M. Jahns, and R. D. Lorenz. Power converter design for an integrated modular motor drive. In *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, pages 1322–1328, Sept 2007. doi:10.1109/07IAS.2007.205.
- [5] J. Wettlaufer, H. Borchering, F. Klute, and T. Jonsky. A compact servo drive: Five phase, air cooled, with highly integrated inverter for industrial use. In *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pages 1–10, Sept 2015. doi:10.1109/EPE.2015.7309144.
- [6] C. Han. Lifetime evaluation of class e electrical insulation for small induction motors. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 27(3):14–19, May 2011. doi:10.1109/MEI.2011.5871364.
- [7] Jaroslav Kovac jr. et al. Gan/sic based high electron mobility transistors for integrated microwave and power circuits [online]. 2015. URL: <http://uef>.

- fei.stuba.sk/moodle/mod/book/print.php?id=7920#ch95 [cited 18-10-2017].
- [8] R. Abebe, G. Vakil, G. Lo Calzo, T. Cox, S. Lambert, M. Johnson, C. Gerada, and B. Mecrow. Integrated motor drives: state of the art and future trends. *IET Electric Power Applications*, 10(8):757–771, 2016. doi:10.1049/iet-epa.2015.0506.
- [9] V. Michal. Three-level pwm floating h-bridge sinewave power inverter for high-voltage and high-efficiency applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(6):4065–4074, June 2016. doi:10.1109/TPEL.2015.2477246.
- [10] M. Marz, A. Schletz, B. Eckardt, S. Egelkraut, and H. Rauh. Power electronics system integration for electric and hybrid vehicles. In *2010 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, pages 1–10, March 2010.
- [11] Transparency. Global medium and high power motors market: Positive outlook of manufacturing industries to drive market at 7.3 cagr during 2013-2019 [online]. 2015. URL: <https://www.transparencymarketresearch.com/pressrelease/low-medium-voltage-motors.htm> [cited 18-10-2017].
- [12] ADRIAN YAO. Multi-purpose 3-axis cnc machine [online]. URL: <http://www.adrianyao.com/multi-purpose-3-axis-cnc-machine.html> [cited 18-10-2017].
- [13] Machine Design. Three drive-networking rules to reduce electrical noise [online]. 2014. URL: <http://www.machinedesign.com/cables-connectors-enclosures/three-drive-networking-rules-reduce-electrical-noise> [cited 18-10-2017].
- [14] Siemens. *Sicurezza funzionale di macchine e impianti - Applicazione della Direttiva Europea sulle Macchine*, 2010.

- [15] ABB Drives. *Technical guide No. 10 - Functional safety*, August 2014. Rev. E.
- [16] HMS. Industrial ethernet and wireless are growing fast - industrial network market shares 2017 according to hms [online]. 2017. URL: <https://www.hms-networks.com/press/2017/02/20/industrial-ethernet-and-wireless-are-growing-fast-industrial-network-> [cited 18-10-2017].
- [17] Danfoss. *Operating Instructions VLT Integrated Servo Drive ISD 510 System*, December 2015.
- [18] Bonfiglioli. *iBMD Servomotor with integrated drive*, July 2016. Rev. 2.1.
- [19] Parker Hannifin Manufacturing Srl. *MotorNet - DC User's Manual*, August 2012. Rev. 0.1.
- [20] Phase Motion Control. *TW Motors with integrated servodrive User Manual*.
- [21] JVL Industri Elektronik A/S. *MAC050 - MAC141 - MAC400 - MAC800 - MAC1500 - MAC3000 Integrated Servo Motors User Manual*, April 2014. Rev. 7.
- [22] Axor Industries. *Fast Back Service Manual*, November 2008. Rev. 2.
- [23] Schneider Electric. *LXM32iCAN, BMi Lexium 32i Product manual*, July 2013. Ver. 1.00.
- [24] Maxim Integrated. *MAX13256 36V H-Bridge Transformer Driver for Isolated Supplies*, August 2011. Rev. 1.
- [25] Texas Instruments. *TPS54302 4.5-V to 28-V Input, 3-A Output, EMI Friendly Synchronous Step-Down Converter*, May 2016. Rev. A.
- [26] Analog Devices. *ADuM5000 2.5 kV, Isolated DC-to-DC Converter*, May 2012. Rev. B.
- [27] NXP. *Qorivva MPC5643L Microcontroller Data Sheet*, June 2013. Rev. 9.

- [28] Mitsubishi Electric. *1200V Large DIIPM ver.6 Series Application Note PSS**SA2FT*.
- [29] Analog Devices. *ADuM4190 High Stability Isolated Error Amplifier*, July 2013. Rev. 0.
- [30] A. Soldati, R. Zanichelli, F. Brugnano, and C. Concari. Implementing discrete pid controllers: Benchmarking manual vs. automatic generation of embedded code. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 178–183, Oct 2016. doi:10.1109/IECON.2016.7793334.
- [31] F. Brugnano, C. Concari, E. Imamovic, A. Toscani, and R. Zanichelli. A simple and accurate algorithm for speed measurement in electric drives using incremental encoder. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017.
- [32] Gabriele Simonazzi. Progetto di un azionamento integrato per motori brushless. Master's thesis, Università degli Studi di Parma - Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione, 2014.
- [33] Mitsubishi Electric. *PSS10SA2FT datasheet*.
- [34] IEC 60529:1989. *Degrees of protection provided by enclosures (IP Code)*. IEC, Geneva, Switzerland, 1989.
- [35] TOSHIBA. *TOSVERT VF-S15 detailed manual*, April 2012. Rev. 0a.
- [36] OMRON. *Guida di avvio rapido SYSMAC CP1L/CP1E*.
- [37] ADELSYSTEM. *FLEX Alimentatori industriali 1, 2 e 3 Fasi*.
- [38] B. K. Gupta, W. T. Fink, and R. M. Boggia. Use of thermal cycling as type test for turn insulation in motor coils. In *Proceedings of 1994 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, pages 107–110, Jun 1994. doi:10.1109/ELINSL.1994.401456.

- [39] D. Perovic. Making the impossible, possible – overcoming the design challenges of in wheel motors. In *EVS26 Int. Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symp.*, pages 514–519, March 2012.
- [40] A. Tenconi, F. Profumo, S. E. Bauer, and M. D. Hennen. Temperatures evaluation in an integrated motor drive for traction applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(10):3619–3626, Oct 2008. doi:10.1109/TIE.2008.2003099.
- [41] Vincotech. *10-F007NIA030SM01-P965F49 target datasheet*, June 2016. Rev. 1.
- [42] S. Chen, S. Ogawa, and A. ISO. In *High-Power IGBT Modules for 3-Level Power Converters*, volume 59, pages 230–234, 2013.
- [43] Infineon. *3-Level configurations Product brief*, May 2016.
- [44] P. W. Wheeler, J. C. Clare, M. Apap, D. Lampard, S. J. Pickering, K. J. Bradley, and L. Empringham. An integrated 30kw matrix converter based induction motor drive. In *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pages 2390–2395, June 2005. doi:10.1109/PESC.2005.1581967.
- [45] L. Parsa. On advantages of multi-phase machines. In *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.*, pages 6 pp.–, Nov 2005. doi:10.1109/IECON.2005.1569139.
- [46] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H. C. Iu, and L. J. Borle. Current sensing techniques: A review. *IEEE Sensors Journal*, 9(4):354–376, April 2009. doi:10.1109/JSEN.2009.2013914.
- [47] Chucheng Xiao, Lingyin Zhao, T. Asada, W. G. Odendaal, and J. D. van Wyk. An overview of integratable current sensor technologies. In *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, volume 2, pages 1251–1258 vol.2, Oct 2003. doi:10.1109/IAS.2003.1257710.

-
- [48] Allegro Microsystems, LLC. *ACS732 and ACS7331 MHz Bandwidth, Galvanically Isolated Current Sensor IC in SOIC-16 Package.*
- [49] IEC 60034-30-1:2014. *Rotating electrical machines - Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors (IE code).* IEC, Geneva, Switzerland, 2014.
- [50] REEL Srl. *FlexiMova mm - L'azionamento per sistemi di controllo decentrati.*
- [51] Siemens. *Siemens Integrated Drive Systems - Future of Manufacturing*, 2014.
- [52] Pada Engineering. *Profile 8112 Datasheet.*
- [53] NXP. *Safety Manual for Qorivva MPC5643L*, April 2013. Rev. 2.
- [54] Toshiba. *TLP2361 Datasheet.*
- [55] Nichicon Corporation. *General Description of Aluminum Electrolytic Capacitors.*