



**Politecnico
di Torino**

POLITECNICO DI TORINO

Master of Science in Electrical Engineering

Master Thesis Dissertation

Hardware per la prototipazione rapida di un inverter di trazione

Relatori

Prof. Eric Giacomo Armando
Dr. Fabio Mandrile

Candidata

Donatella Sponso
s263089

Marzo 2024

Sommario

L'obiettivo di questa tesi è la progettazione di un convertitore per banchi prova di azionamenti elettrici, basato su un inverter trifase a IGBT. La base di partenza è un kit di prototipazione rapida che include stadio di potenza e il suo pilotaggio. Purtroppo, il kit in esame presenta diverse lacune, che non ne permettono l'uso immediato in ambiente di laboratorio. Queste lacune includono l'assenza di un'interfaccia di controllo digitale, la mancanza di protezioni e sensori aggiuntivi per monitorare la sicurezza e il corretto funzionamento del sistema, la necessità di migliorare la gestione del DC Link, l'implementazione di un filtro EMI per evitare di disturbare altre apparecchiature e un contenitore su rack ventilato per evitare i contatti diretti con parti in tensione. Il presente lavoro si propone di colmare queste lacune attraverso la progettazione e l'integrazione di diverse funzionalità mancanti. Ciò include lo sviluppo di una scheda elettronica di controllo digitale per l'implementazione di un controllo del convertitore e l'aggiunta di un'interfaccia di comunicazione per collegare il convertitore con altri dispositivi nel laboratorio. Inoltre, è risultato indispensabile dimensionare e progettare un DC Link adatto alle esigenze di testing del laboratorio per sostituire quello esistente.

A te che oggi non sei qui.

Indice

Elenco delle tabelle	IX
Elenco delle figure	x
1 Introduzione	1
2 DC-Link	5
2.1 Valutazione dello stress di corrente	7
2.2 Scelta dei condensatori	13
2.3 Implementazione pratica della progettazione del PCB del DC Link . . .	17
3 Scheda di servizio	19
3.1 Gestione del sistema di alimentazione	21
3.1.1 Regolatore di Tensione Lineare <i>NCV78M12BDTRKG</i>	21
3.1.2 Regolatore di Tensione DC/DC <i>PDSE1-S5-S15-S</i>	22
3.2 Gestione del DC Link	25
3.2.1 Gestione della scarica del DC Link	26
3.2.2 Gestione della precarica del DC Link	29
3.3 Gestione del contattore	33
3.4 Comando relè	35
3.5 Comando ventola	37
3.6 Implementazione pratica della progettazione della scheda di servizio . .	38
4 Scheda di controllo	41
4.1 Connettori	44
4.1.1 Sensore di portata	46
4.2 Alimentazioni	48
4.2.1 Emergenza	49
4.2.2 Filtro EMI	52
4.2.3 Convertitore buck	55
4.2.4 Regolatore di tensione	56
4.2.5 Regolatore di tensione lineare	57

4.3	Interfaccia dei sensori di posizione	59
4.3.1	Single-ended	61
4.3.2	<i>ADuM7640CRQZ</i>	62
4.4	Interfaccia dei sensori di temperatura	64
4.5	Interfaccia analogica	68
4.5.1	Condizionamento dei segnali per dSPACE	70
4.5.2	Condizionamento dei segnali per il microcontrollore	71
4.6	Interfaccia dei segnali logici	73
4.6.1	Gestione dei segnali logici PWM	74
4.6.2	Gestione dei segnali provenienti dal sensore di posizione	75
4.6.3	Gestione dei segnali CAN	76
4.6.4	Gestione dei segnali dSPACE	77
4.7	CPLD	79
4.7.1	Segnali LEDs dell'EV-Kit	85
4.7.2	Segnale di reset	88
4.8	Microcontrollore	90
4.9	Implementazione pratica della progettazione della scheda di controllo	98
5	Conclusioni e contributi personali	101
A	Schematico DC Link Board	103
B	Schematico Service Board	105
C	Schematico Control Board	113
	Bibliografia	125

Elenco delle tabelle

2.1	Dati risultanti dalla simulazione con schema di modulazione S-PWM e CBSVM-PWM.	10
2.2	Caratteristiche tecniche principali dei condensatori <i>C4AULBW5700M3PK</i>	14
2.3	Caratteristiche tecniche principali dei condensatori <i>C4AULBW5280M3FK</i>	14
3.1	Destinazioni dell'alimentazione in base al livello di tensione.	21
3.2	Descrizione dei pin del connettore <i>XG4A-1031</i>	23
3.3	Scelte progettuali conformi al datasheet del <i>DRV103</i>	34
4.1	Invio o ricezione dei segnali dalla Control Board ai componenti ad essa connessi.	43
4.2	Connettori principali della Control Board.	45
4.3	Livelli di tensione del MCU PCB.	49
4.4	Segnali acquisiti da connettore J2 dell'EV-Kit.	69
4.5	Scale di acquisizione dei segnali.	72
4.6	Segnali gestiti dal banco delle porte I/O n°1.	82
4.7	Segnali gestiti dal banco delle porte I/O n°2.	83
4.8	Segnali derivati dai LEDs dell'EV-Kit.	86
4.9	Assegnazione dei segnali di fault.	87
4.10	Specifiche principali del STM32G474VE.	91
4.11	Specifiche principali del STM32G474VE.	97

Elenco delle figure

1.1	NVG800A75L4DSB-EVK.	1
1.2	Schema a blocchi del sistema di partenza.	3
1.3	Schema a blocchi del sistema finale.	4
2.1	Modello del sistema in analisi.	7
2.2	Mappa del valor medio della corrente di bus in funzione della tensione e del fattore di potenza.	10
2.3	Mappa del valore efficace della corrente che assorbono i condensatori in funzione della tensione e del fattore di potenza.	11
2.4	Acquisizione dei valori massimi di corrente media di bus.	11
2.5	Acquisizione dei valori massimi di corrente efficace.	12
2.6	Andamento dell'oscillazione della tensione ai capi del DC Link.	12
2.7	Famiglia dei condensatori della famiglia <i>C4AU</i>	15
2.8	Schematico del DC Link.	15
2.9	Layout del DC Link.	18
2.10	Routing del DC Link.	18
3.1	Schematico del PCB Service Board.	20
3.2	Schematico del regolatore di tensione lineare <i>NCV78M12BDTRKG</i>	22
3.3	Schematico del regolatore di tensione <i>PDSEI-S5-S15-S</i>	22
3.4	Gestione della scarica e della precarica del DC Link.	25
3.5	Sistema di scarica del DC Link.	27
3.6	Gestione della scarica del DC Link.	28
3.7	Sistema di carica del DC Link.	30
3.8	Sistema di pilotaggio dei due IGBT in anti-serie [4].	32
3.9	Circuito di carica della bobina di eccitazione del relè <i>EV200AAANA</i>	33
3.10	Schematico del comando dei relè.	35
3.11	Comando della ventola.	37
3.12	Layout della Service Board.	39
3.13	Routing della Service Board.	39
4.1	Blocchi principali della scheda di controllo.	42
4.2	Comunicazioni tra i blocchi.	42
4.3	Schematico del sistema di acquisizione del segnale del flussimetro.	46
4.4	Schema funzionale del sistema di alimentazione.	48

4.5	Schematico del sistema di emergenza per disabilitare la scheda di controllo.	50
4.6	Schematico del sistema di emergenza per disabilitare un componente esterno alla scheda di controllo.	51
4.7	Schematico del filtro EMI.	54
4.8	Schematico della doppia alimentazione del EV-Kit.	55
4.9	Schematico del convertitore buck.	55
4.10	Schematico del regolatore di tensione.	57
4.11	Schematico del regolatore di tensione lineare.	58
4.12	Schematico dell'acquisizione dei segnali di posizione.	59
4.13	Segnale differenziale.	60
4.14	Soluzione per Single-Ended.	61
4.15	Schematico dell'interfaccia dei sensori di temperatura.	64
4.16	Ponte di Wheatstone.	65
4.17	Circuito per condizionare opportunamente il segnale.	67
4.18	Schematico dell'interfaccia analogica.	68
4.19	Condizionamento dei segnali analogici da inviare a dSPACE.	70
4.20	Condizionamento dei segnali analogici da inviare al microcontrollore.	71
4.21	Condizionamento passivo dei segnali di temperatura.	72
4.22	Schematico dell'interfaccia dei segnali logici.	73
4.23	Schematico per la gestione dei segnali logici PWM.	74
4.24	Schematico per la gestione dei segnali provenienti dal sensore di posizione.	75
4.25	Schematico per la gestione dei segnali dei segnali CAN.	76
4.26	Schematico per la gestione dei segnali dei segnali dSPACE.	78
4.27	Schematico della CPLD.	79
4.28	Architettura interna della CPLD [5].	80
4.29	Vista dall'alto del PCBA del gate driver che mostra la posizione dei componenti [6].	84
4.30	Derivazione dei Segnali LEDs dal PCBA dell'EV-Kit.	85
4.31	Circuito dedicato al comando RESET.	88
4.32	Schematico del MCU.	90
4.33	Architettura della famiglia di microcontrollori STM32G474xB/xC/xE [7].	92
4.34	Pinout del microcontrollore STM32G474VE.	94
4.35	Layout della Control Board.	99
4.36	Routing della Control Board.	99

Capitolo 1

Introduzione

Negli ultimi anni l'ottimizzazione dei processi produttivi ha acquisito maggior importanza nel settore industriale. In particolare, in sistemi complessi e multidisciplinari come quello dell'automotive, occorre disporre di elementi finiti che permettano di valutare l'oggetto che si intende esaminare nel minor tempo possibile. L'elettificazione dei veicoli richiede un complesso sistema di progettazione elettronica, in cui vi è la necessità, ove possibile, di abbattere tempi e costi per la valutazione dei singoli componenti o sistemi. A tal scopo, esistono sul mercato strumenti che permettono di testare e comprendere le potenzialità dei nuovi componenti accelerando il processo di progettazione e riducendo i tempi di sviluppo dei prodotti. Essi sono i kit di sviluppo, ovvero una scheda con circuito stampato dotato di tutti i componenti necessari e pronto all'uso per il fine desiderato. L'EV kit oggetto della tesi è un inverter trifase composto da moduli di potenza, dissipatore e circuiti di pilotaggio e misura. Nel kit non è inclusa alcuna piattaforma di controllo. Nello specifico, l'Evaluation Board in studio è il VE-TracTM Dual Evaluation Kit della casa produttrice *onsemi* (NVG800A75L4DSB-EVK), riportato in figura 1.1.

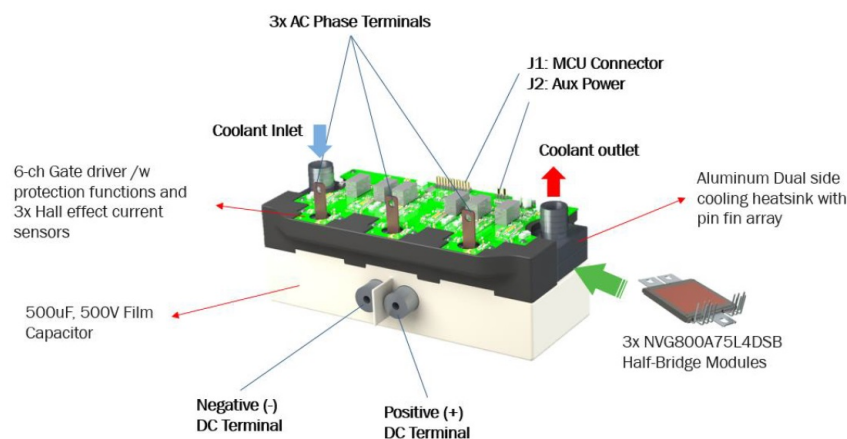


Figura 1.1: NVG800A75L4DSB-EVK.

Il *NVG800A75L4DSB* fa parte di una famiglia di moduli di potenza con raffreddamento a doppio lato e ingombro compatto per applicazioni con inverter di trazione ibrida (HEV) e per veicoli elettrici (EV). Gli elementi del kit EV con le loro corrispettive caratteristiche principali sono riportate di seguito.

1. **Modulo di potenza**

Sono presenti tre moduli *NVG800A75L4DSB* con configurazione a mezzo ponte e con una tensione massima di 750V e una corrente nominale di 800A. Ogni modulo è costituito da due IGBTs che forniscono un'elevata densità di corrente e una solida protezione da cortocircuito. Inoltre, per ogni IGBT è presente un sensore di corrente e di temperatura di giunzione. Questi moduli sono raffreddati su entrambi i lati.

2. **Dissipatore**

Il dissipatore utilizzato nel kit EVK è un dissipatore a doppio lato progettato da ON Semiconductor. Lo scambio termico è ottimizzato dalla pasta termica presente tra l'interfaccia superiore e inferiore del modulo e le superfici del dissipatore.

3. **DC Link**

Il DC Link è costituito da un condensatore a film con una tensione nominale di 500VDC, con una capacità di 500 μ F e una corrente efficace di 250A (700A321).

4. **Sensori**

I sensori integrati nell'Evaluation Board sono quelli per il rilevamento della corrente per ogni IGBT, della temperatura di giunzione degli IGBT, della tensione del DC Link e della corrente di fase dai sensori a effetto Hall (*LEM HC5FW 900-S/SP1*). Tutti i segnali di feedback dei sensori sono isolati e consolidati sul connettore J1 per essere utilizzati dall'MCU.

5. **PCBA della scheda driver e interfacce**

Il kit di valutazione è costituito da un'unica PCBA che comprende driver a 6 canali, funzioni di protezione e feedback dei sensori. La scheda driver si interfaccia con la MCU dell'utente tramite il connettore J1, costituita dai pin dedicati per i segnali necessari per il comando e il monitoraggio dell'inverter, e il connettore J2, costituito dai pin dedicati all'alimentazione ausiliaria.

Il sistema descritto in precedenza può essere rappresentato tramite uno schema a blocchi che presenta le sue principali funzioni (figura 1.2).

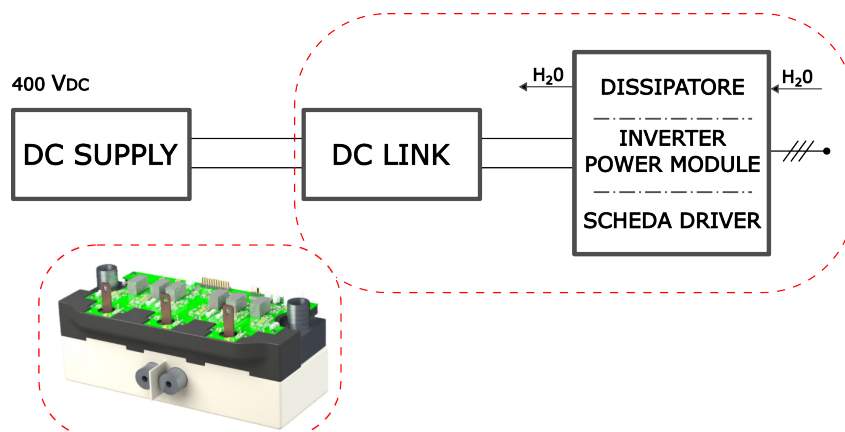


Figura 1.2: Schema a blocchi del sistema di partenza.

L'obiettivo di questa tesi è costruire un sistema utilizzabile dal laboratorio *PEIC* in quanto il sistema in analisi deficiava di differenti elementi che ne ostacolano l'utilizzo:

1. **Interfaccia di controllo:** Il kit non presenta nè un sistema di controllo digitale che permetta l'implementazione di un controllo del convertitore nè di una interfaccia di comunicazione che permetta di collegare il convertitore con altri dispositivi.
2. **Protezioni e sensori:** Nonostante siano presenti sensori per il rilevamento delle grandezze di interesse per monitorare il corretto funzionamento dell'inverter, non esiste un sistema di protezione per salvaguardare l'apparato. Inoltre, non sono presenti sensori atti al monitoraggio della temperatura del motore e della portata del flusso necessario per il raffreddamento dell'inverter.
3. **DC Link:** L'Evaluation Board in esame è stata progettata per applicazioni automotive. Questo implica che l'oggetto in studio non è pensato per un funzionamento continuativo ma per uno discontinuo caratteristico nelle applicazioni automotive, ovvero rispetto ad un ciclo guida.
4. **Interfaccia sensore di posizione:** È totalmente assente una interfaccia dedicata al sensore di posizione del motore. La posizione del rotore deve poter essere nota affinché il motore possa essere pilotato dal software che implementa l'algoritmi di controllo.
5. **Gestione del DC Link:** Non è presente un sistema di precarica e di scarica del DC Link necessario per la sicurezza dei componenti e delle persone.
6. **Filtro EMI:** L'assenza di un filtro EMI potrebbe causare problemi di interferenza (sia verso il sistema in analisi che verso i componenti nei pressi di esso) e distorsioni sulle forme d'onda di tensione e di corrente in ingresso al sistema, con conseguenze sulla stabilità e sulla qualità della potenza erogata. Quindi, è necessario inserire un filtro che eviti i problemi sopra esposti.

7. **Contenitore per montaggio in rack ventilato:** Questo componente è necessario in quanto l'Evaluation Board è un sistema che non presenta protezioni contro i contatti diretti poiché l'utilizzo è destinato ad un ambiente di laboratorio. Alcuni componenti dell'EV kit sono soggetti ad alta tensione e alte temperature che, in caso di contatto accidentale, possono provocare scosse elettriche o gravi ustioni.

In figura 1.3 è mostrato lo schema a blocchi delle funzionalità che si vogliono integrare, ottenendo un sistema capace di fornire compatibilità e integrazione tra i componenti. In arancione sono evidenziati i blocchi funzionali oggetto di questa tesi.

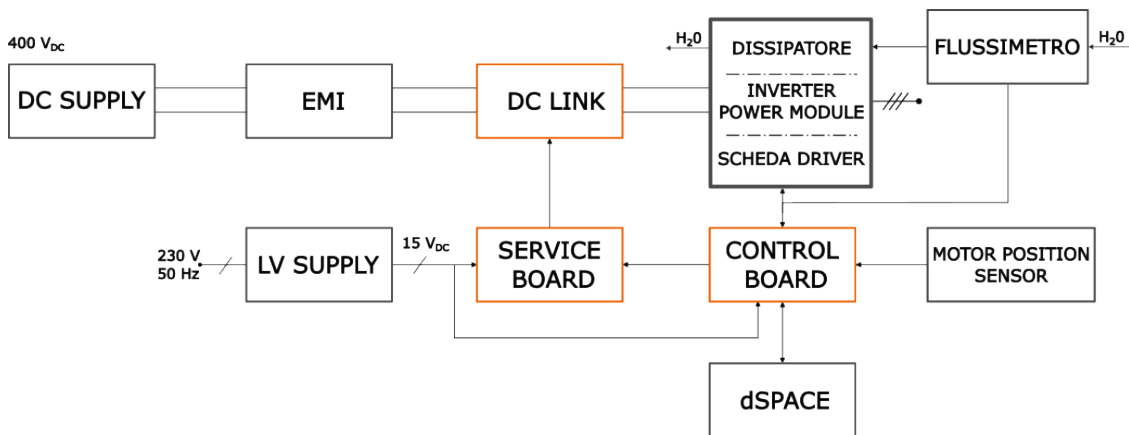


Figura 1.3: Schema a blocchi del sistema finale.

Tutti gli schematici e i circuiti stampati sono stati realizzati con l'ausilio dell'ambiente di progettazione *Altium Designer* [1].

Capitolo 2

DC-Link

I condensatori DC Link sono componenti fondamentali nella conversione della potenza in numerose applicazioni, inclusi gli inverter PWM trifase. Essi sono utilizzati per filtrare la tensione e, in particolare, i ripple generati dai circuiti di commutazione ad alta frequenza presenti nell'inverter trifase. Tali ripple possono causare differenti problematiche quali aumento di perdite di potenza, riscaldamento e interferenze elettromagnetiche. Integrando condensatori DC Link nel sistema, è possibile mitigare gli effetti indesiderati dei ripple, migliorando così l'efficienza complessiva e la qualità della conversione di potenza.

L'Evaluation Board *NVG800A75L4DSB-EVK* è stata progettata per andare ad effettuare valutazioni per applicazioni con inverter di trazione EV/HEV (fino a $150kW$). I requisiti per il DC Link corrispondono alle esigenze massime dell'azionamento a pieno ciclo di potenza:

- Tensione nominale pari a $400V_{DC}$;
- Corrente efficace del DC Link pari a $250A_{rms}$;
- Condensatori di tipo film con capacità totale pari a $500\mu F$.

Considerando il funzionamento su un ciclo guida tipico per le applicazioni automotive, la corrente efficace che il condensatore deve gestire durante tutto il ciclo guida è significativamente inferiore rispetto al valore massimo di $800A$ che il DC Link deve essere in grado di gestire occasionalmente. Pertanto, è possibile utilizzare un condensatore di capacità inferiore, ottimizzando così le dimensioni complessive del sistema e riducendo i costi.

Il presente progetto mira ad ottimizzare il DC Link per le specifiche esigenze delle applicazioni che verranno testate presso il laboratorio *PEIC*, focalizzandosi sulla realizzazione di un DC Link più adatto alle condizioni operative tipiche di tali sistemi. L'obiettivo è garantire un funzionamento continuativo del DC Link, adattando la sua capacità e configurazione in modo da gestire in modo efficiente le variazioni di corrente e minimizzare gli effetti indesiderati.

Per garantire un funzionamento continuativo ed una maggiore efficienza, sarà necessario progettare una configurazione del DC Link che sia in grado di gestire in modo efficiente le variazioni di corrente. Ciò potrebbe includere l'implementazione di tecnologie di riduzione delle perdite e la scelta di materiali e componenti con prestazioni ottimali.

Il progetto prevede la realizzazione di un PCB di potenza su cui verrà montato il nuovo DC Link. Inoltre, verrà posta particolare attenzione alla gestione delle connessioni per andare a collocare opportunamente i componenti del sistema in analisi di questo elaborato all'interno del contenitore per montaggio in rack ventilato *RSPRO4U*.

2.1 Valutazione dello stress di corrente

Non essendo nota la corrente pulsante che il sistema di accumulo dovrà gestire, è stato implementato un codice scritto in C nell'ambiente di calcolo MATLAB per poter studiare la corrente di ripple. Questa grandezza è in funzione del fattore di potenza di fondamentale in uscita e dell'indice di modulazione. Per valutare lo stress di corrente per i dispositivi di potenza, è stato ipotizzato di considerare gli IGBTs dell'inverter come interruttori ideali. Il modello dinamico implementato tiene conto dei valori istantanei delle grandezze; quindi, considera tutti i fenomeni compresi la commutazione degli switches ideali e la regolazione. Lo script di MATLAB è costruito andando a considerare un sistema senza perdite e modellizzando la sorgente come un generatore di corrente che inietta la corrente I_{bus} nel sistema, mentre l'inverter come un generatore di corrente ad onda quadra che fornisce la corrente media I_{bus} al carico (figura 2.1).

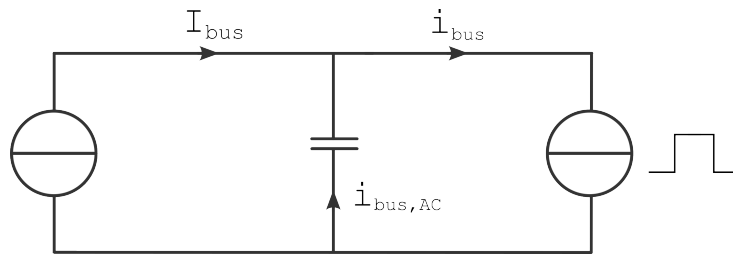


Figura 2.1: Modello del sistema in analisi.

La differenza tra queste due correnti è la $i_{bus,AC}$, ovvero la quantità di corrente alternata assorbita dal condensatore fittizio (il quale modellizza il DC Link). L'inverter è modellizzato come un generatore di corrente poiché, dal punto di vista della sorgente, è assimilabile ad un generatore pilotato in corrente dovuta al prodotto tra la funzione di commutazione e la corrente in ingresso all'inverter; la corrente è quella necessaria per alimentare il carico. L'analisi è stata condotta andando a considerare il caso peggiore; infatti, con il modello sopra descritto si sta ipotizzando che il DC Link stia assorbendo tutta la corrente alternata. Nella realtà, una quota di questa corrente può essere iniettata nella sorgente comportando un aumento del valore efficace della corrente con conseguente aumento delle perdite interne della batteria.

In questa fase, si sta valutando lo stress di corrente totale indipendentemente dalla tipologia di switches dell'inverter e dal valore della capacità del DC Link, il quale ha un valore ignoto che verrà determinato successivamente. Lo stress di corrente deve essere necessariamente valutato per prevenire che il limite dei condensatori non sia superato, comportando lo scoppio di questi. Infatti, se l'inverter lavora ad un punto fisso della corrente massima che gli switches sono in grado di sopportare, il condensatore deve essere in grado di tollerare la corrente efficace che è circa pari a $2/3$ della corrente efficace totale dell'inverter.

Lo script si compone delle seguenti fasi:

1. Definizione dei dati iniziali;
2. Definizione dello schema di modulazione;
3. Calcolo delle correnti istantanee negli switches e in ingresso;
4. Calcolo del ripple della corrente di uscita dall'inverter;
5. Calcolo della corrente efficace e media del DC Link;
6. Calcolo del valore della capacità;
7. Calcolo del ripple di tensione che devono sopportare i condensatori scelti.

I dati iniziali del convertitore e del carico definiti sono:

- Massimo picco della corrente in uscita: $I_{max} = 800A$;
- Tensione nominale applicata all'inverter: $V_{bus} = 400V$;
- Tensione massima applicata all'inverter: $V_{max} = 1.15V_{bus}$;
- Fattore di potenza di un carico generico: $0^\circ \leq \cos\phi \leq 90^\circ$;
- Tempo di simulazione: $t_{end} = 20ms$ con intervalli $T_s = 0.5\mu s$;
- Frequenza fondamentale di commutazione: $f_{sw} = 10kHz$.

Al fine di trovare il massimo valore di stress di corrente, lo script è stato costruito con due cicli for per combinare i differenti valori di tensione e di fattore di potenza, racchiusi in due vettori [2]. Fissata la tensione, viene iterato il ciclo variando il fattore di potenza con un numero di punti pari a 100. Una volta conclusa l'acquisizione dei valori delle grandezze di interesse, si passa al nuovo valore di tensione. Il ciclo termina quando sono stati valutati 101 valori di tensione in combinazione con i differenti valori del fattore di potenza.

All'iterazione k-esima, viene ricavato il valore delle tensioni delle fasi dell'inverter applicando le antitrasformate di Clark e Fortescue al valore k-esimo del vettore di tensione. Le gambe dell'inverter, rappresentate come celle di commutazione bidirezionali ideali, generano tre tensioni istantanee rispetto al punto medio del DC Link, che dipendono dalle funzioni di commutazione. Per ottenere le funzioni di commutazione, è necessario andare a definire lo schema di modulazione. Le due tecniche di modulazione utilizzate per valutare la corrente efficace che deve gestire il DC Link sono la modulazione lineare sinusoidale (S-PWM) e la modulazione Carrier-Based Space Vector (CBSVM-PWM). Queste sono tecniche di modulazione continue simili poiché i segnali di modulazione generati sono forme d'onda continue nella regione lineare (ovvero quando l'indice di modulazione è inferiore all'unità) basandosi sul confronto tra la portante e le tensioni di riferimento. A differenza della S-PWM, la CBSVM-PWM inietta una terza armonica

(zero sequence) nel valore di media mobile della tensione di modo comune. Viene iniettata una terza armonica perché il sistema è trifase; quindi, non ha effetto sulle tensioni di fase ma soltanto sulle tensioni in uscita dall'inverter. La Carrier-Based Space Vector Modulation PWM ricava la terza armonica da iniettare discriminando gli involucri superiori ed inferiori per ottenere la tensione in transizione. Si ottengono degli involucri sinusoidali con iniezione di terza armonica che sono ancora bilanciati. Questa tecnica permette di estendere il campo di linearità a $2/\sqrt{3}V_{DC}$ sfruttando meglio il convertitore a differenza della S-PWM, in cui il massimo valore ottenibile in linearità della tensione di picco è pari a $V_{DC}/2$. Le funzioni di commutazione sono state ricavate per entrambe le tecniche.

Note le funzioni di commutazione, è possibile ricostruire le correnti istantanee delle fasi dell'inverter moltiplicando le funzioni di commutazione di un dato schema di modulazione con la corrente del carico generico. La corrente media in ingresso all'inverter viene ricavata tramite il valor medio della somma delle correnti istantanee di fase dell'inverter. La differenza tra il valore istantaneo e quello medio totale restituisce il valore di corrente istantanea in alternata, ovvero la componente della corrente che deve assorbire il DC Link. Noto questo valore, è possibile ricavare la componente efficace che devono sopportare i condensatori. Questo è il valore che viene considerato nella progettazione e nella scelta del valore del condensatore.

Tuttavia, occorre considerare anche gli effetti della corrente efficace della componente alternata in quanto incidono sulla distorsione della tensione del DC Link. Infatti, i ripple influenzano il livello di tensione ai capi del condensatore DC Link. Questa grandezza è la conseguenza del cambio di stato degli switches e viene valutata considerando il valore peggiore della corrente efficace in alternata assorbita dai condensatori. Se il filtro è ben progettato, il ripple di corrente attraversa il condensatore e crea una oscillazione della tensione che può essere trascurata se il valore di capacità totale è sufficientemente grande rispetto al ripple di corrente. Al fine di dimensionare un condensatore in grado di assorbire tali ripple, viene valutato il caso peggiore di dimensionamento (“Worst Case Design”): si ipotizza un valor del ripple di tensione picco-picco massimo ammissibile inferiore a 12V. Nello script è stato appositamente programmato un codice che permette di andare ad estrapolare il valore massimo dell'oscillazione di corrente efficace andando a memorizzare il fattore di potenza e il valore di tensione per cui si ha questa condizione. Noti questi valori, è possibile ricavare il valore di capacità da utilizzare per dimensionare il DC Link [3]:

$$C \geq \frac{1}{4f_{sw}} \left(\frac{i_{bus,AC_RMS}^{max}}{\Delta v_{pp}^{max}} \right) = 760\mu F \quad (2.1)$$

Noto il valore della capacità totale di dimensionamento minimo del DC Link, è stato dimensionato il componente con una capacità pari a $872\mu F$, come riportato nel paragrafo 2.2. Definito il valore della capacità del DC Link, è stato valutato il ripple medio e massimo effettivo ai capi del DC Link. In tabella 2.1 sono riportati i dati ottenuti dalla simulazione per entrambe le tecniche di modulazione.

Grandezza caratteristica	S-PWM	CBSVM-PWM
Corrente di picco di fase	800A	800A
Corrente efficace di fase	566A	566A
Massima corrente efficace di ripple i_{bus,AC_RMS}^{max}	367.55A	367.61A
Tensione per i_{bus,AC_RMS}^{max}	0.6095 p.u.	0.6210 p.u.
Fattore di potenza per i_{bus,AC_RMS}^{max}	0°	0°
Corrente di bus media massima I_{bus}^{max}	649A	690A
Tensione per I_{bus}^{max}	1.1500 p.u.	1.1500 p.u.
Fattore di potenza per I_{bus}^{max}	0°	0°
Δv_{medio}	0.03V	0.03V
Δv_{pp}	30.53V	5.45V

Tabella 2.1: Dati risultanti dalla simulazione con schema di modulazione S-PWM e CBSVM-PWM.

Di seguito sono riportati i grafici della simulazione in cui si può notare come incida la differente tipologia di schema di modulazione.

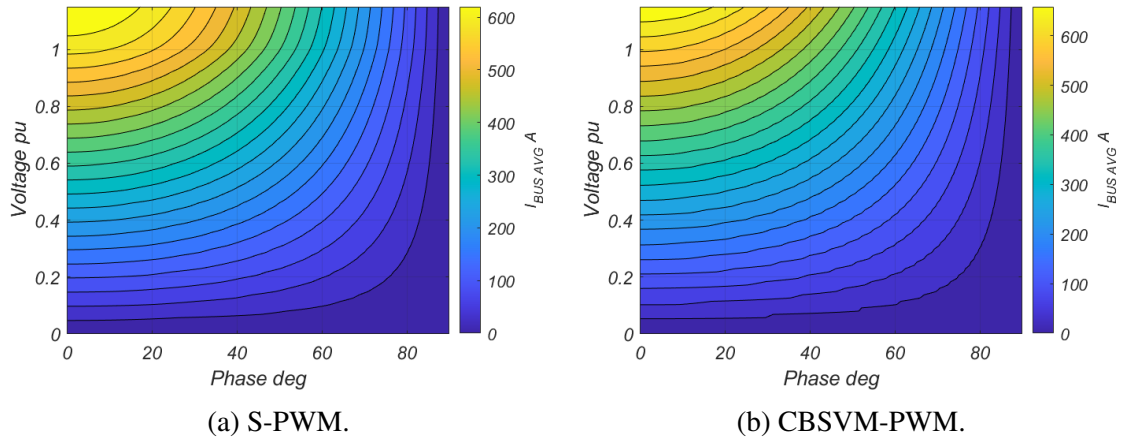


Figura 2.2: Mappa del valor medio della corrente di bus in funzione della tensione e del fattore di potenza.

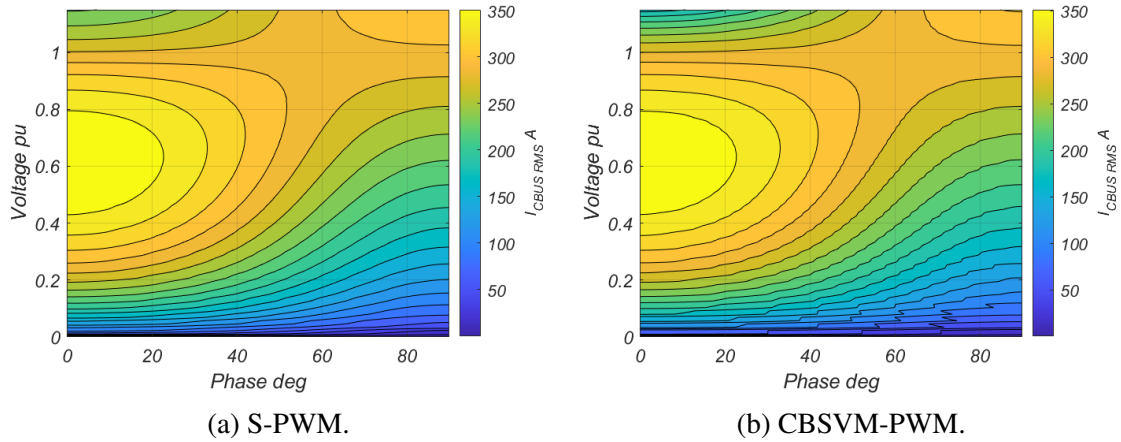


Figura 2.3: Mappa del valore efficace della corrente che assorbono i condensatori in funzione della tensione e del fattore di potenza.

Con lo script si sta valutando, indipendentemente dall’inverter, il punto peggiore di funzionamento che, in entrambi i due casi, si ha quando la tensione fornita è nell’intorno del 60% della tensione massima dell’inverter e il carico è puramente resistivo (vedi figura 2.3).

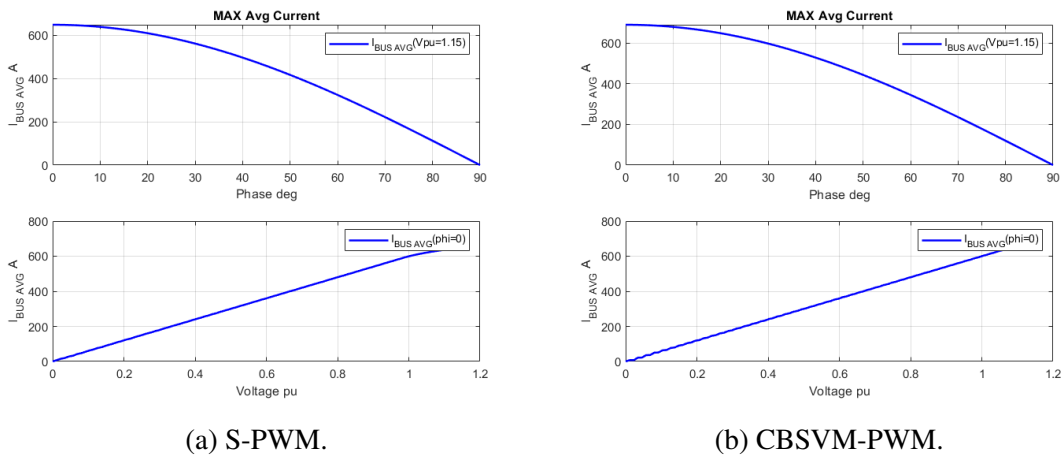


Figura 2.4: Acquisizione dei valori massimi di corrente media di bus.

Gli andamenti in 2.4 mostra come il carico influenza il valore di corrente efficace a parità di tensione. Mentre il secondo mostra come il valore di corrente vari all’aumentare dell’indice di modulazione, a parità di carico.

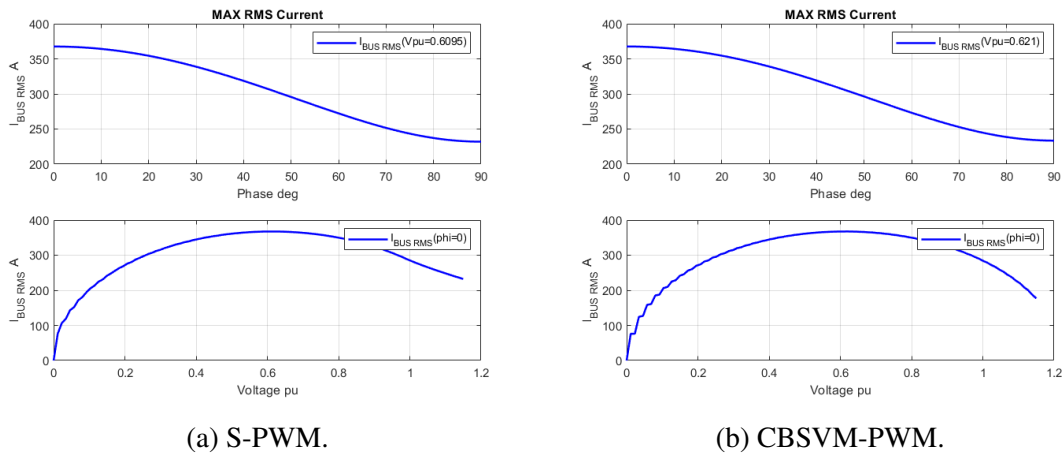


Figura 2.5: Acquisizione dei valori massimi di corrente efficace.

I grafici in figura 2.5 mostrano come il carico influenza il valore di corrente istantanea a parità di tensione. Si nota che il ripple diminuisce all'aumentare della componente immaginaria del carico. Mentre, il secondo mostra come il valore di corrente vari all'aumentare dell'indice di modulazione a parità di carico.

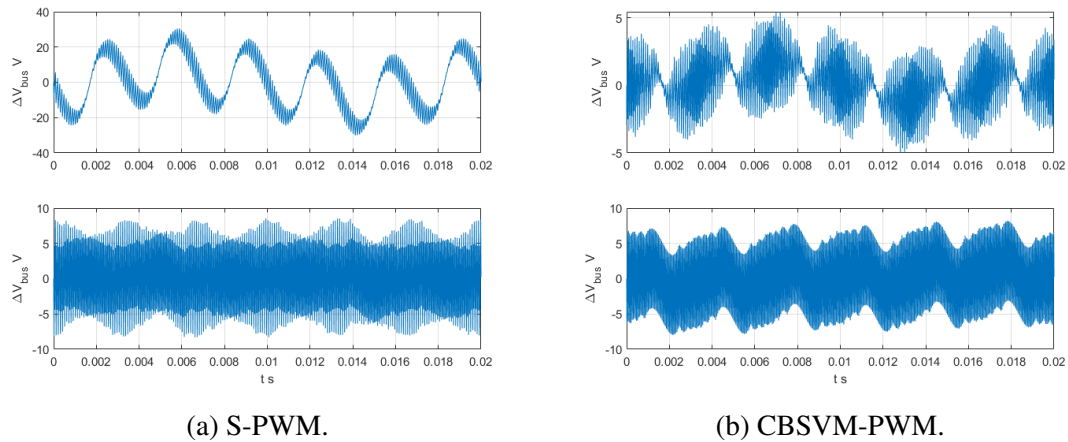


Figura 2.6: Andamento dell'oscillazione della tensione ai capi del DC Link.

In figura 2.6a e 2.6b è possibile notare che gli involucri parabolici del ripple di tensione siano influenzati dalla tecnica di modulazione utilizzata. Infatti, si ha un ripple picco-picco molto ridotto nel caso di CBSVM-PWM. I grafici mostrano il valor medio e quello efficace dell'oscillazione di tensione ai capi del DC Link con valore di capacità pari a $872\mu F$.

2.2 Scelta dei condensatori

Il condensatore DC Link riduce il ripple generato dalle commutazioni ad alta frequenza degli IGBTs dell'inverter andando a stabilizzare e livellare la tensione e la corrente sui bus. Il ripple della corrente/tensione (specifica per una data frequenza e temperatura) è il valore che il condensatore è in grado di sopportare senza guasti. In commercio esistono differenti tecnologie di condensatori e la scelta dipende dal tipo di applicazione. La scelta del tipo di condensatore viene fatta in base a:

- Valore nominale della capacità;
- Valore nominale della tensione;
- Valore efficace della componente alternata della corrente di bus;
- Induttanza caratteristica (ESL);
- Resistenza in serie equivalente (ESR);
- Frequenza di commutazione;
- Temperatura di esercizio;
- Vita utile.

Per l'applicazione in studio, è stato ritenuto più appropriato l'utilizzo di condensatori di tipo film poiché presentano una vita utile e una densità di potenza maggiore rispetto ai condensatori elettrolitici e un valore di capacità maggiore rispetto ai condensatori ceramici.

In generale, il valore nominale di capacità dei condensatori viene misurato in condizioni standard tramite un piccolo segnale di tensione ma il suo valore può variare in funzione della temperatura operativa, della frequenza e dell'umidità. Per questo motivo è stato scelto di andare ad aumentare del 15% il valore totale della capacità rispetto a quello stimato nell'equazione 2.1. È stato necessario optare per questo sovradimensionamento poiché lo scopo di utilizzo di questo sistema non è ben definito e deve essere affidabile in ogni condizione operativa.

I condensatori scelti per realizzare il banco appartengono alla famiglia *C4AU* dell'azienda *KEMET Corporation*, le cui caratteristiche principali sono riportate in tabella 2.2 e 2.3 con riferimento alle dimensioni in figura 2.7.

C4AULBW5700M3PK	
Parametro	Valore
Capacità nominale	70 μ F
Classe di tensione	600V@70°C
Spessore (T)	33mm
Altezza (H)	48mm
Lunghezza (L)	42mm
Distanza longitudinale tra i pin (S)	37.5mm
Distanza trasversale tra i pin (S1)	20.3mm
Corrente massima accettabile	2100Apk
ESL	14nH
ESR	2.1m Ω @70°C@10kHz
Corrente efficace nominale	30.6@70°C@10kHz
Resistenza termica	14°C/W

Tabella 2.2: Caratteristiche tecniche principali dei condensatori C4AULBW5700M3PK.

C4AULBW5280M3FK	
Parametro	Valore
Capacità nominale	28 μ F
Classe di tensione	600V@70°C
Spessore (T)	20mm
Altezza (H)	40mm
Lunghezza (L)	42mm
Distanza longitudinale tra i pin (S)	37.5mm
Distanza trasversale tra i pin (S1)	10.3mm
Corrente massima accettabile	840Apk
ESL	12nH
ESR	4.5m Ω @70°C@10kHz
Corrente efficace nominale	17.1@70°C@10kHz
Resistenza termica	20°C/W

Tabella 2.3: Caratteristiche tecniche principali dei condensatori C4AULBW5280M3FK.



(a) Illustrazione dei condensatori.

(b) Dimensioni caratteristiche.

Figura 2.7: Famiglia dei condensatori della famiglia C4AU.

Per ottenere il valore di capacità desiderato, sono stati realizzati tre gruppi, ognuno dei quali presenta tre condensatori C4AULBW5700M3PK connessi in parallelo, e un parallelo costituito da otto condensatori C4AULBW5280M3FK (figura 2.8). I condensatori scelti sono in grado di sostenere lo stress di corrente (pari a 368A nelle condizioni peggiori) in quanto la somma delle correnti efficaci nominali in condizioni standard è pari a 412,2A.

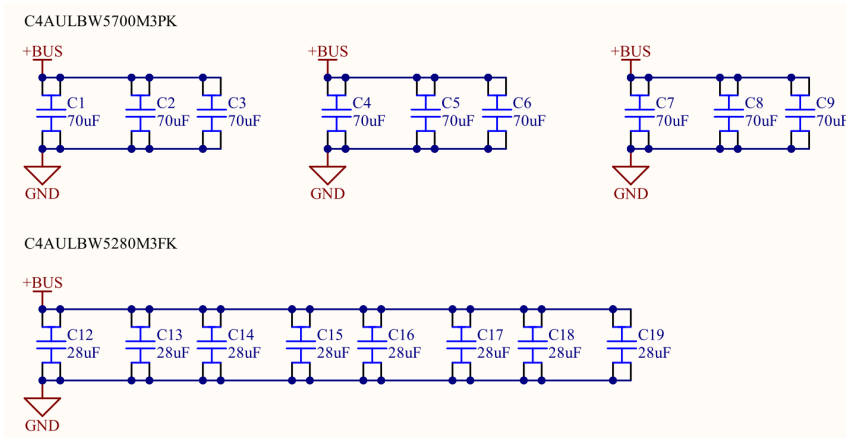


Figura 2.8: Schematico del DC Link.

Altri parametri da considerare sono l'induttanza caratteristica e la resistenza in serie equivalente. In merito alla ESL, è importante verificare che non si verifichino risonanze tra la capacità e il ESL. A tal fine, la frequenza di risonanza deve essere almeno dieci volte superiore alla frequenza di commutazione, la quale è pari a 10kHz. Di seguito è riportato il calcolo della frequenza di risonanza applicato al condensatore C4AULBW5700M3PK (condizione più critica), dove è possibile confermare la regola precedente per evitare valori di risonanza dannosi nel DC Link:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C \cdot ESL}} = 161kHz \quad (2.2)$$

L'ESR è direttamente correlato alla dissipazione di potenza; infatti, se il suo valore è basso è possibile ridurre al minimo la dissipazione di calore sotto forma di potenza dissipata. Noti lo stress di corrente capacitivo, il ESR e la R_{th} (resistenza termica), è possibile valutare le perdite e conseguentemente la sovratemperatura, come mostrato nelle equazioni seguenti.

$$P_{loss} = ESR \cdot i_{bus,AC_RMS}^2 = 22.33W \quad (2.3)$$

$$\Delta T = P_{loss} \cdot R_{th} = 21^\circ C \quad (2.4)$$

Nel processo di progettazione del sistema DC Link, oltre alla scelta appropriata dei condensatori, è essenziale considerare attentamente anche i componenti necessari al loro collegamento, al monitoraggio delle grandezze, al sistema di filtraggio del modo comune e al sistema per tagliare la maglia di commutazione. Questi aspetti sono fondamentali per garantire il corretto funzionamento del sistema e ridurre eventuali problemi derivanti dalla commutazione degli IGBTs.

1. **Collegamento dei condensatori** Il sistema preleva la potenza necessaria ad alimentare il DC Link tramite quattro connettori *7461100* con tecnologia Press-Fit che conferisce migliori proprietà meccaniche al collegamento a differenza dei classici connettori a saldatura. Sono stati inseriti quattro connettori con corrente nominale pari a *350A* per poter equalizzare opportunamente la corrente in ingresso.
2. **Monitoraggio delle grandezze caratteristiche** Al fine di monitorare le grandezze caratteristiche del sistema, sono stati aggiunti due connettori *1744048-2*.
3. **Circuito di filtraggio del modo comune** Per ridurre le interferenze elettromagnetiche e per proteggere il sistema da sovratensioni, sono stati inseriti due condensatori *R413N32204000M* da *220nF* per mitigare interferenze e rumori che potrebbero influire sulle misure e sul funzionamento complessivo del sistema. Inoltre, è stato inserito un connettore di tipo faston *7471212* per poter connettere il sistema al conduttore di protezione PE.
4. **Circuito per accorciare la maglia di commutazione** Implementare un sistema efficace per evitare l'insorgenza di induttanze disperse nella maglia di commutazione quando si aprono gli IGBTs è necessario in quanto le induttanze potrebbero causare la nascita di sovratensioni importanti ai capi dei condensatori. A tal scopo sono stati utilizzati dispositivi di taglio di maglia, in questo caso sei condensatori CeraLink *B58035U5305M062* da *3μF* (due per ogni fase), adatti per prevenire sovratensioni e problemi associati.

Questi aspetti, insieme alla scelta dei condensatori, contribuiranno a garantire l'affidabilità, la sicurezza e le prestazioni ottimali del sistema DC Link. Un'approfondita analisi e selezione di ciascun componente è fondamentale per evitare problemi operativi e migliorare l'efficienza complessiva del sistema di alimentazione.

2.3 Implementazione pratica della progettazione del PCB del DC Link

Dopo aver illustrato nel dettaglio le scelte progettuali, il lavoro procede all'esame dell'aspetto fisico del progetto attraverso lo sbroglio del PCB tramite il software *Altium Designer*. La transizione dal concetto teorico all'implementazione pratica risulta essere fondamentale per garantire il corretto funzionamento del sistema.

Il PCB progettato per il DC Link è stato attentamente studiato considerando le dimensioni dell'EV Kit, in particolare la lunghezza di 262mm del dissipatore termico. Una particolare cura è stata dedicata al posizionamento dei condensatori ceramici, collocati strategicamente tra i connettori e i condensatori per minimizzare la maglia di commutazione. La disposizione è stata concepita in modo tale che i condensatori ceramici siano il più possibile vicini alle connessioni dell'inverter, garantendo così un'efficace gestione della commutazione. A differenza delle implementazioni descritte nei successivi capitoli della tesi, la struttura del PCB per il DC Link ha adottato un approccio diverso: anziché utilizzare un instradamento separato, è stata realizzata una singola piastra di rame sia sul layer superiore che quello inferiore; il PCB ha complessivamente uno spessore di 16.2mil . Questa scelta progettuale è stata dettata dalla necessità di ottimizzare lo spazio e di garantire un layout coerente con le specifiche del DC Link.

In questa fase, il progetto compie il passaggio dalla visione concettuale alla realtà fisica, evidenziando come le scelte progettuali abbiano preso forma tangibile nello sviluppo del PCB. La figura 2.9 mostra come risulterà nel momento della realizzazione fisica, mentre l'immagine 2.10 permette di visualizzare il routing effettuato mettendo in evidenza i diversi piani utilizzati.

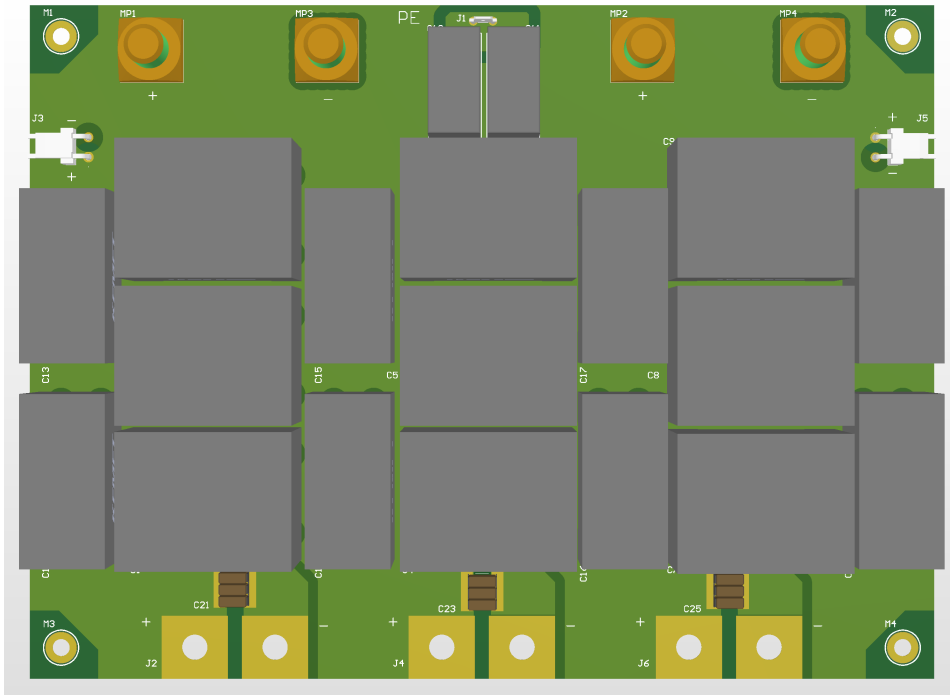


Figura 2.9: Layout del DC Link.

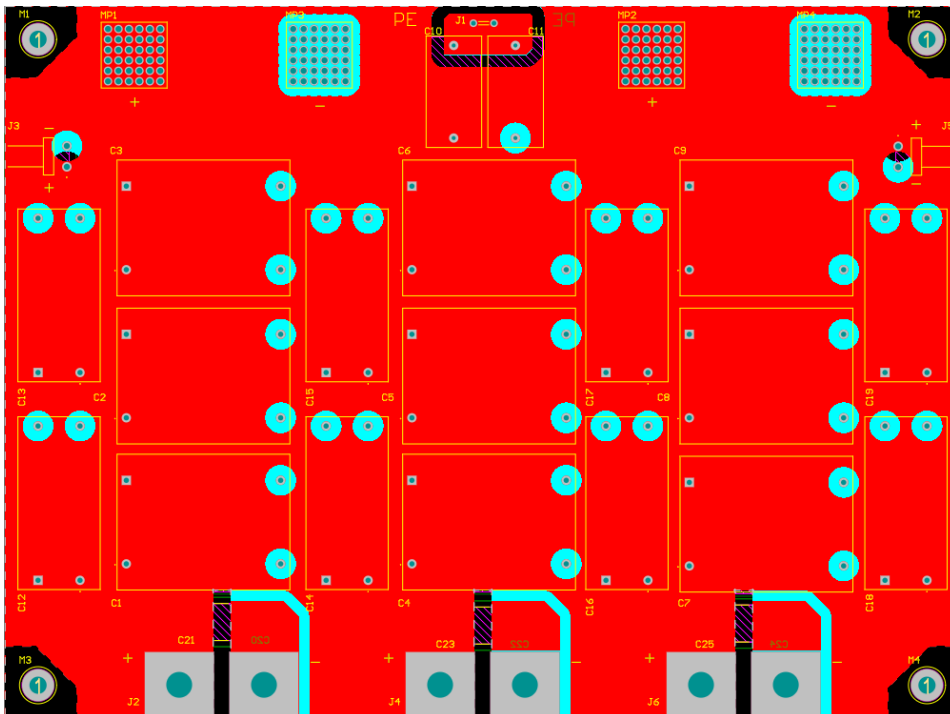


Figura 2.10: Routing del DC Link.

Capitolo 3

Scheda di servizio

Il capitolo in esame si propone di approfondire la progettazione della Service Board, una scheda elettronica dedicata alla gestione di un sistema composto da dispositivi elettronici alimentati in corrente continua. La finalità primaria di questa scheda di servizio è quella di gestire l'alimentazione del DC Link, funzione importante e necessaria al fine di garantire un corretto processo di immagazzinamento e rilascio di energia nell'elemento di accumulo. Inoltre, in questa scheda sono stati integrati alcuni comandi ausiliari essenziali per il corretto funzionamento del sistema.

Nel corso di questo capitolo, verranno esaminati in dettaglio i vari componenti selezionati, illustrandone le principali caratteristiche e fornendo una panoramica completa delle funzionalità integrate. La figura 3.1 mostra schematicamente le interconnessioni tra i sei blocchi funzionali della Service Board, i quali sono:

1. Precarica del DC Link (SS1);
2. Scarica del DC Link (SS2);
3. Gestione del contattore (SS3);
4. Gestione comando relè (SS4);
5. Gestione comando ventole (SS5);
6. Alimentazione della scheda.

Al fine di permettere un'analisi delle prestazioni del circuito e semplificare il processo di verifica, sono stati integrati diversi test point sulla scheda, garantendo almeno un punto per ciascun livello di tensione presente (vedi figura 3.1). In particolare, sono stati implementati test point a piazzola per le alimentazioni e a foro passante per i ground. Quest'ultima scelta è stata fatta con l'obiettivo di agevolare la connessione di strumenti di misura, come oscilloscopi o multimetri, durante le fasi di testing. L'inserimento di questi componenti si rivela un notevole vantaggio nella diagnosi di potenziali difetti, consentendo interventi correttivi prima del rilascio del prodotto.

I componenti presenti sulla scheda, se non specificato, presentano un package da 0805 per le resistenze e da 1206 per i condensatori. Questa scelta è stata motivata dalla presenza di componenti ad elevata potenza nella progettazione.

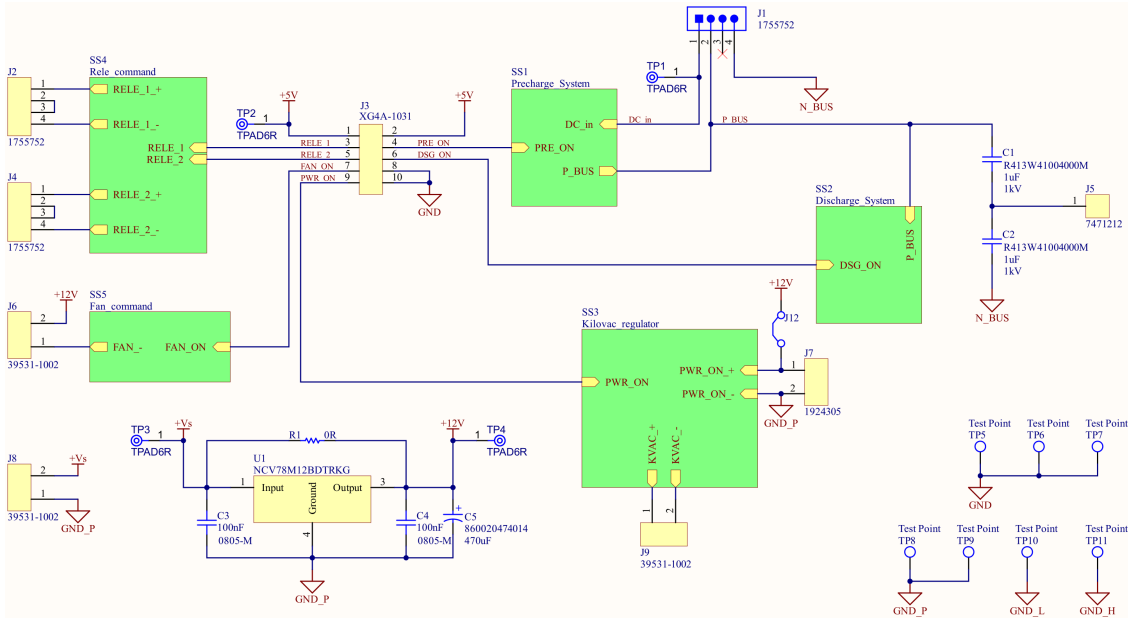


Figura 3.1: Schematico del PCB Service Board.

3.1 Gestione del sistema di alimentazione

Poiché il livello di tensione necessario ad alimentare l'Evaluation Board è pari a 15V, è stata adottata la decisione di fornire la stessa tensione per alimentare la scheda di servizio tramite l'alimentatore esterno 1904197. Questo dispositivo verrà impiegato anche come fonte per la scheda di controllo, dettagliata nel capitolo 4. La decisione di non alimentare direttamente la scheda dei servizi dalla Control Board è stata presa con l'obiettivo di assicurare una gestione separata dell'alimentazione principale.

Tuttavia, è stato deciso di derivare la fornitura di alimentazione a 5V direttamente dalla scheda di controllo.

I requisiti di tensione essenziali per garantire il corretto funzionamento della scheda sono dettagliati nella tabella 3.1.

Livello di Tensione	Destinazione dell'Alimentazione
+Vs	Regolatore di tensione lineare <i>NCV78M12BDTRKG</i>
+5V	Regolatore di tensione <i>PDSE1-S5-S15-S</i>
+15V_H	Pre carica del DC Link
+15V_L	Scarica del DC Link
+12V	Servizi ausiliari

Tabella 3.1: Destinazioni dell'alimentazione in base al livello di tensione.

Di seguito verranno analizzate approfonditamente le decisioni prese per ciascun livello di tensione, mettendo in luce le motivazioni dietro tali scelte.

3.1.1 Regolatore di Tensione Lineare *NCV78M12BDTRKG*

Come precedentemente menzionato, la scelta del livello di tensione a 15V è stata guidata da considerazioni pratiche e l'alimentazione sarà fornita attraverso il connettore J8 (39531-1002) con un passo di 5.08mm. L'alimentazione +Vs è destinata ad alimentare i componenti ausiliari della scheda, i quali operano tipicamente a 12V e, quindi, risulta necessario implementare un regolatore di tensione. A tal fine, è stato scelto il regolatore di tensione a bassa caduta di tensione (LDO) *NCV78M12BDTRKG* di *Onsemi*. Il LDO presenta una corrente in uscita massima di 500mA e può regolare la tensione da 15V a 12V. La selezione di questo componente si è basata sulla sua capacità di regolare con precisione piccoli salti di tensione senza l'impiego di un convertitore buck, che potrebbe introdurre problemi associati alla commutazione e potenzialmente generare disturbi nel sistema. Come illustrato nella figura 3.2, sono stati inseriti condensatori sia in ingresso che in uscita dal regolatore al fine di migliorare la qualità della tensione erogata, garantendo la stabilità del sistema e ottimizzando la risposta del regolatore alle variazioni delle condizioni di alimentazione e carico.

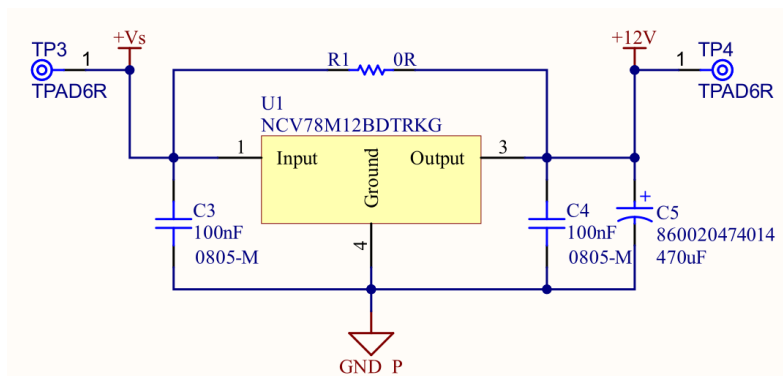


Figura 3.2: Schematico del regolatore di tensione lineare *NCV78M12BDTRKG*.

Inoltre, come è possibile notare dallo schema elettrico in figura 3.2, è presente una resistenza da 0Ω la cui funzione è quella di bypassare il LDO nel caso in cui l'alimentazione in ingresso sia pari a 12V. Questo elemento offre una flessibilità aggiuntiva nel gestire differenti condizioni di alimentazione, assicurando che la scheda possa funzionare in modo efficiente anche con un'alimentazione di 12V.

3.1.2 Regolatore di Tensione DC/DC *PDSE1-S5-S15-S*

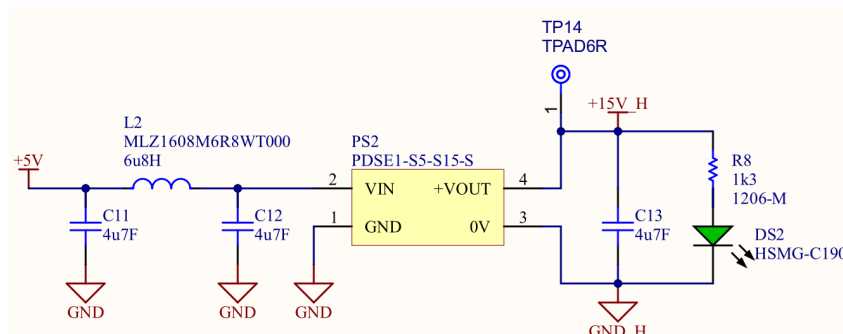


Figura 3.3: Schematico del regolatore di tensione *PDSE1-S5-S15-S*.

In aggiunta al regolatore di tensione lineare (LDO), sono stati integrati due convertitori DC/DC *PDSE1-S5-S15-S*, selezionati per elevare la tensione da 5V a 15V. La preferenza per l'utilizzo dell'alimentazione proveniente dalla scheda di controllo, invece di quella in ingresso alla scheda di servizio, è stata motivata dalla presenza di un filtraggio EMI sull'alimentazione dalla scheda di controllo, come dettagliato successivamente nella sezione 4.2.2. Il connettore responsabile dell'acquisizione di questa alimentazione è identificato come *J3 (XG4A-1031)*, il quale svolge anche la funzione di fornire i segnali inviati dal microcontrollore, destinati al controllo dei dispositivi presenti sulla Service Board, come specificato nella Tabella 3.2.

Pin	Nome	Descrizione
1	+5V	Alimentazione
2	+5V	Alimentazione
3	RELE_1	Comando di attivazione del relè 1
4	PRE_ON	Comando della precarica del DC Link
5	RELE_2	Comando di attivazione del relè 2
6	DSG_ON	Comando della scarica del DC Link
7	FAN_ON	Comando di attivazione delle ventole
8	GND	Ground di riferimento
9	PWR_ON	Comando di chiusura del contattore
10	GND	Ground di riferimento

Tabella 3.2: Descrizione dei pin del connettore *XG4A-1031*.

Al fine di garantire stabilità al sistema, sono state implementate ulteriormente due linee di alimentazione separate, 15V_H e 15V_L, dedicate rispettivamente al sistema di carica e scarica del DC-Link. Questa separazione è stata progettata per mitigare la possibile propagazione di interferenze, derivanti dalla modulazione utilizzata per la gestione del contattore (consultabile nella sezione 3.3), che potrebbe influire sui livelli di tensione di entrambe le alimentazioni. Tale precauzione si è resa necessaria poiché la Service Board non è dotata di un sistema di filtraggio dei disturbi.

In accordo con quanto dichiarato dal datasheet del componente, è stato inserito un filtro LC all'ingresso per attenuare rumore e interferenze, mentre in uscita è stato utilizzato un condensatore per garantire la stabilità dell'intero sistema, come illustrato nello schematico presente nella figura 3.3. I regolatori boost selezionati permettono di avere in uscita un livello di tensione ben definito. Tuttavia, è importante notare che i regolatori di tensione di questo tipo possono presentare problematiche a basso carico, poiché la loro struttura interna potrebbe entrare in modalità di corrente discontinua (DCM). Tale modalità si verifica in presenza di bassi carichi in uscita. In questi casi, se la corrente di carico scende al di sotto di una soglia critica, la corrente che attraversa l'induttanza si annulla prima dell'inizio del successivo periodo di commutazione poiché l'energia accumulata dall'induttore durante lo stato di conduzione dell'interruttore risulta insufficiente. Questo fenomeno comporta che il valor medio della tensione fornita al carico risulta inferiore rispetto al valor medio della tensione nel caso CCM (Continuous Current Mode) a parità di duty-cycle utilizzato. Per mitigare tali problematiche, occorre inserire una resistenza in parallelo alla capacità in uscita dal convertitore DC/DC per garantire il carico minimo. L'analisi è stata condotta considerando l'alimentazione e i relativi carichi connessi. Riguardo all'alimentazione a 15V_L, il principale componente destinato a ricevere alimentazione da questa tensione durante il normale funzionamento è il diodo zener *BZX84-C4V7* (le cui funzionalità sono descritte nella sezione 3.2.1). In condizioni normali, il diodo conduce una corrente di 10mA, soddisfacendo il requisito del carico minimo di 7mA

come indicato dal datasheet del convertitore. Per quanto concerne l'alimentazione a $15V_H$, è stata necessaria l'introduzione di una resistenza da $1.3k\Omega$ e di un diodo in parallelo al condensatore in uscita dal convertitore, garantendo così la condizione di carico minimo in uscita. La resistenza ha un case 1206, consentendo una maggiore dissipazione di potenza rispetto al case standard 0805 adottato nella realizzazione del PCB Service Board. Il diodo è stato inserito con l'obiettivo di monitorare la presenza di tensione.

3.2 Gestione del DC Link

La gestione della scarica e della precarica del DC Link è un aspetto fondamentale nei sistemi elettrici, specialmente in applicazioni che coinvolgono convertitori di energia come gli inverter utilizzati in sistemi di alimentazione elettrica, motori elettrici, alimentatori elettronici e così via. Il DC Link è una componente essenziale in tali sistemi ed è costituito da un condensatore o una combinazione di condensatori che immagazzina energia in forma di tensione continua. Gestire la scarica e la precarica del DC Link è necessario per questioni legate a:

- Sicurezza: aiuta a prevenire situazioni pericolose per il sistema e per gli operatori;
- Prolungamento della vita utile del sistema di accumulo: la vita utile può essere influenzata dalla presenza di picchi di tensione e dalle variazioni di temperatura;
- Riduzione degli stress: la riduzione di stress elettrici e meccanici sui componenti del sistema è particolarmente importante in applicazioni in cui ci sono frequenti cicli di accensione e spegnimento, come ad esempio nei motori elettrici o negli inverter;
- Efficienza energetica: una gestione adeguata della scarica e della precarica può contribuire a ridurre le perdite di energia dovute a scariche eccessive durante la disconnessione.

Il sistema che verrà implementato è mostrato in figura 3.4. Nei paragrafi seguenti verranno trattati i processi di scarica e di precarica separatamente, andando a spiegare le scelte progettuali effettuate.

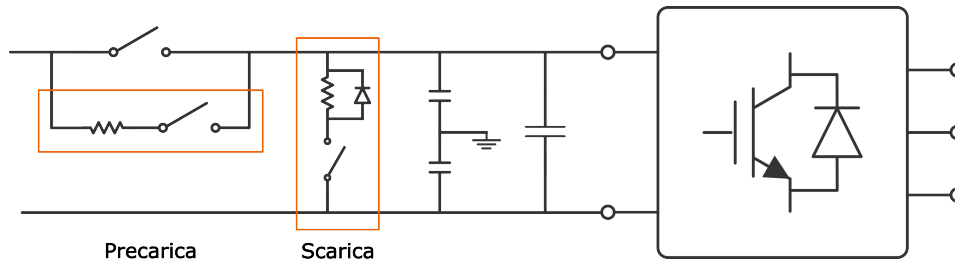


Figura 3.4: Gestione della scarica e della precarica del DC Link.

Inoltre, è stato previsto l'inserimento di due condensatori di modo comune per creare un percorso a bassa impedenza. Affinchè non circoli una corrente attraverso le capacità parassite presenti nel sistema, occorre scegliere dei condensatori con una capacità molto superiore alla capacità parassita. I condensatori scelti sono *R413W41004000M* da $1\mu F$ e con tensione nominale di 300V. Sono stati scelti i condensatori di tipo film in quanto questa tipologia di componenti mantiene un valore di capacità relativamente costante al variare della tensione. I condensatori verranno connessi al conduttore di protezione (PE) tramite il connettore di tipo faston 7471212.

3.2.1 Gestione della scarica del DC Link

È importante prevedere un meccanismo di scarica adeguato per il DC Link dimensionato nel capitolo 2 al fine di evitare potenziali danni dovuti all'accumulo di energia residua. Scollegare un condensatore carico da un circuito di alimentazione non è critico per i dispositivi presenti nel sistema ma per motivi di sicurezza. Il circuito di scarica del DC Link si occupa di dissipare in modo controllato l'energia immagazzinata, garantendo così un ambiente operativo sicuro e prevenendo guasti o malfunzionamenti del sistema. Il circuito è stato progettato per effettuare la scarica del DC Link nel caso in cui il convertitore o il sistema vadano in fault, abbiano un guasto oppure vengano semplicemente spenti, così da portare la tensione DC Link ad un valore sufficientemente basso per garantire le condizioni di sicurezza.

Il processo di scarica utilizza un resistore per dissipare l'energia accumulata nel sistema di accumulo. All'apertura del contatto principale, la corrente che fluiva nel sistema crolla a zero e la tensione ai capi del DC Link decresce esponenzialmente seguendo un comportamento RC. Il valore della resistenza è stato dimensionato tenendo conto dell'energia che dovrà essere dissipata, pari a:

$$E_{OFF} = \frac{1}{2}CV_{DC}^2 = \frac{1}{2}872\mu F \cdot 400^2V = 70J \quad (3.1)$$

Dove C è la capacità di accumulo dimensionata nel capitolo 2 e V_{DC}^2 è la tensione applicata ai capi del DC Link. Nota l'energia, è possibile ricavare la potenza da dissipare ipotizzando che il tempo di scarica si concluda dopo $1s$ in corrispondenza del raggiungimento delle condizioni di regime del transitorio del circuito RC:

$$P_{OFF} = \frac{E_{OFF}}{t_{OFF_{max}}} = \frac{E_{OFF}}{5\tau} = \frac{70J}{1s} = 70W \quad (3.2)$$

È possibile ora ricavare il valore della resistenza ideale da inserire nel circuito di scarica:

$$R_{OFF} = \frac{V_{DC}^2}{P_{OFF}} = \frac{400^2V}{70W} = 2.29k\Omega \quad (3.3)$$

Nella pratica, il valore di resistenza del resistore può essere inferiore a quello ideale poichè il circuito sarà impiegato solo occasionalmente. A tal fine è stato scelto il resistore *TUW15J56RE*, il quale è costituito da un filo metallico avvolto su un corpo ceramico; il tutto viene protetto mediante un rivestimento in cemento. Esso è caratterizzato da una resistenza pari a 56Ω e capace di dissipare una potenza fino a $15W$. Nella pratica, il valore di resistenza del resistore può essere inferiore a quello ideale poichè il circuito sarà impiegato solo occasionalmente. A tal fine è stato scelto il resistore *TUW15J56RE*, il quale è costituito da un filo metallico avvolto su un corpo ceramico; il tutto viene protetto mediante un rivestimento in cemento. Esso è caratterizzato da una resistenza pari a 56Ω e capace di dissipare una potenza fino a $15W$. Data la resistenza da 56Ω , è possibile valutare la potenza massima di scarica. La scarica seguirà un andamento esponenziale

decescente tipica di un circuito RC.

Nel caso in cui il dispositivo non risultasse sufficiente, è stato implementato un sistema che permette di connettere in parallelo alla resistenza una ulteriore resistenza di taglia più grande. La connessione in parallelo avviene tramite i due faston (7471212) J10 e J11.

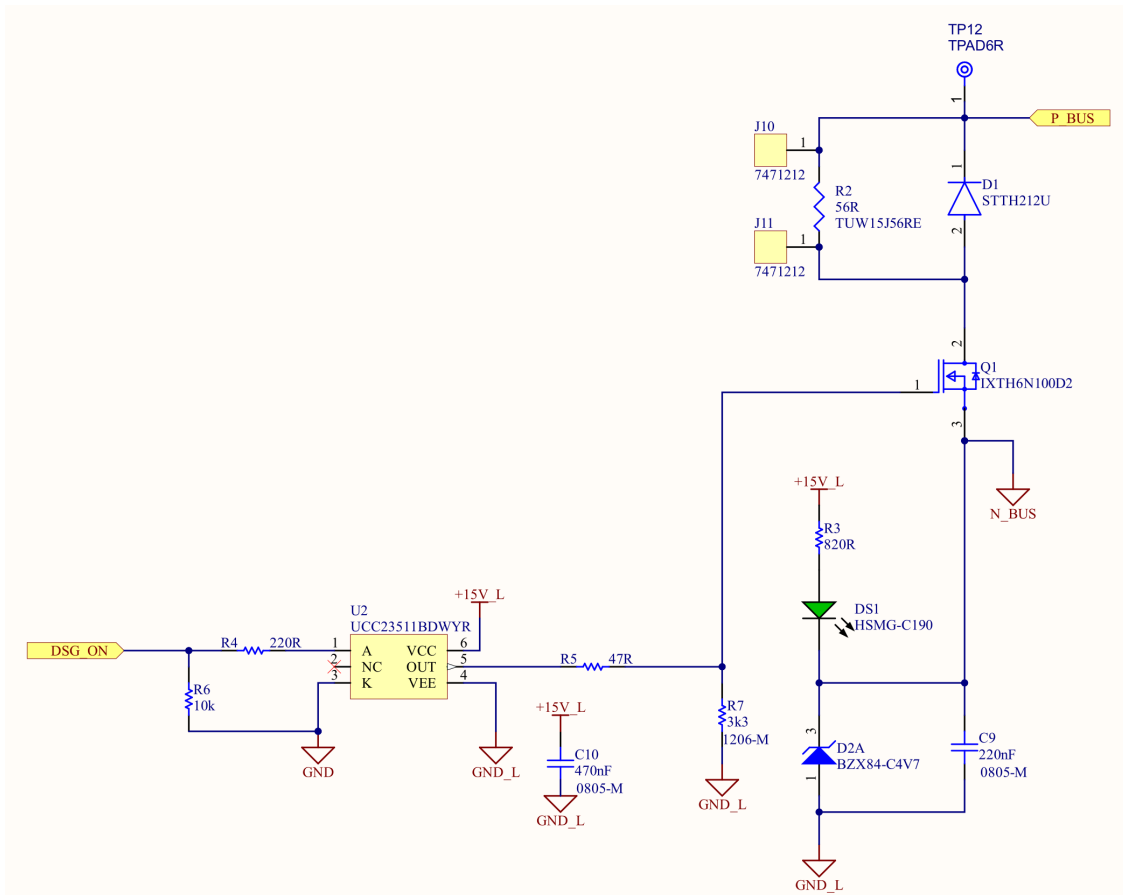


Figura 3.5: Sistema di scarica del DC Link.

Nell'ambito della progettazione del circuito, oltre alla determinazione della resistenza di scarica, è essenziale includere un contatto che risulti aperto in condizioni normali e chiuso quando è necessaria la scarica del DC Link. È fondamentale assicurare che il contatto principale e il contatto di prearica siano effettivamente aperti quando il contatto di scarica viene chiuso, altrimenti potrebbe circolare una corrente verso il sistema di alimentazione non desiderata. Durante la fase decisionale, è stata valutata l'opzione di implementare una soluzione hardware per motivi legati alla sicurezza del sistema. Inoltre, in fase di programmazione del firmware del microcontrollore è possibile inserire un piccolo ritardo tra il segnale di comando dell'apertura del contatto di prearica e la chiusura di quello per la scarica.

Sono state esaminate diverse alternative per il lato scarica, tra cui l'utilizzo di un relè o di un MOSFET di tipo depletion, e per il lato precarica con l'obiettivo di evitare il flusso di corrente inverso, tra cui l'utilizzo o di un IGBT puro o di un IGBT con diodo in antiparallelo e un diodo in serie o due IGBT in anti-serie.

Per il lato del circuito di precarica, è stata scelta l'opzione di inserire due IGBT in anti-serie ad emettitore comune, assicurando l'apertura dei contatti di precarica, come illustrato nella sezione 3.2.2.

Per il lato del circuito di scarica, è stato deciso di utilizzare un depletion MOSFET per avere un sistema completamente elettronico, fatta eccezione del contattore descritto nella sezione 3.3. L'adozione del MOSFET di tipo depletion garantisce di avere un sistema autopilotato poichè la scarica avviene sia nel caso in cui venga comandata sia in caso di guasto, in quanto questo è un dispositivo normalmente chiuso. Essendo i gate drivers tipicamente dispositivi che pilotano con una tensione positiva, è stato implementato un sistema che permette di fornire una tensione di comando bipolare partendo da una unipolare. In figura 3.6 è possibile notare come sia stato ottenuto il sistema level shift capace di andare a pilotare il depletion MOSFET.

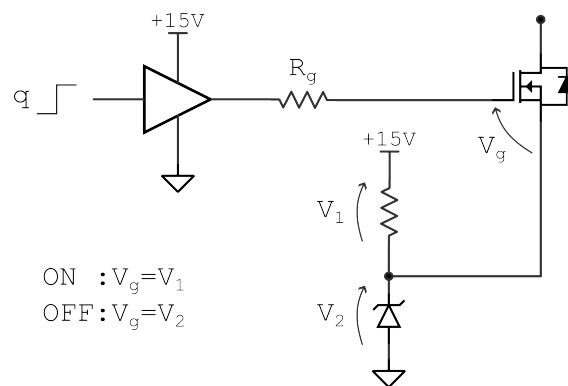


Figura 3.6: Gestione della scarica del DC Link.

Il gate driver isolato a canale singolo scelto è il *UCC23511* con uno stadio di ingresso opto-compatibile. Il dispositivo è caratterizzato da una bassa corrente di alimentazione pari a 16mA , può fornire una tensione di alimentazione massima di 33V per il driver di uscita e si spegne quando viene applicata una tensione inferiore ai 0.9V . Il gate driver verrà connesso al depletion MOSFET *IXTH6N100D2* della *IXYS* il quale può sostenere una tensione fino a 1000V e sopportare una corrente superiore ai 6A . Il dispositivo assume il comportamento da generatore di corrente quando tra il gate e il source è applicata almeno una tensione di -3V . In caso di disalimentazione del sistema, ovvero a 0V , il componente non sarà completamente chiuso e insieme al resistore dimensionato per la scarica inizierà a dissipare l'energia accumulata nel DC Link. La caduta diventerà predominante sulla resistenza di scarica quando il MOSFET raggiungerà la linearità, ovvero quando nel ramo di scarica scorreranno all'incirca 6A . Per pilotare il MOSFET, è stato implementato un

sistema in cui il source non è connesso a ground ma ad un potenziale intermedio. Il level shift viene realizzato tramite una resistenza connessa ai 15V_L e un condensatore connesso al ground. Questa connessione porta il source del MOSFET ad un potenziale maggiore rispetto a quello del driver di 4.7V, ove questa tensione viene imposta dal diodo zener *BZX84-C4V7*.

Quando il driver ha una uscita alta, applica 15V rispetto al punto di ground. Ma essendo applicata al source una tensione di 4.7V, la tensione di gate source applicata al dispositivo è pari alla differenza delle due tensioni e, quindi, è di circa 10V. Quando, invece, il gate driver ha una uscita bassa, il driver fornisce 0V. Ne consegue che ai capi del dispositivo è applicata la differenza delle due tensioni pari alla tensione negativa imposta dallo zener. Da datasheet del MOSFET, questo livello di tensione garantisce che il dispositivo sia spento.

La scelta dello zener *BZX84-C4V7* è stata effettuata per avere il potenziale necessario per spegnere il MOSFET di tipo depletion. È stato scelto un componente zener con una precisione del 5% sulla tensione e una potenza pari a 250mW. La tensione di zener non è definita sul ginocchio ma in base alla corrente che scorre nel componente, da datasheet maggiore di 5mA. Per il caso in analisi, affinché scorra questo valore di corrente, occorre dimensionare la resistenza in modo tale da avere una certa corrente. È stato deciso di inserire un LED in serie alla resistenza per verificare che il ramo level shift funzioni correttamente. Il LED scelto è il *HSMG-C190* con una caduta di tensione pari a 2V a 10mA. Ne consegue che la resistenza da inserire per avere una corrente di 10mA è pari a 820Ω. Il sistema risulta però dissipativo in quanto vengono sempre dissipati 0.15W sulla resistenza.

Il condensatore ceramico scelto ha una capacità pari a 220nF e maggiore rispetto alla capacità parassita in ingresso al MOSFET (2nF). Quando il gate è ha una uscita bassa, assolve il compito di scaricare la carica accumulata nella maglia; quando il gate è ha una uscita alta, ha il ruolo di accumulatore di carica locale.

3.2.2 Gestione della precarica del DC Link

Il circuito di precarica, noto anche come Pre-Charging, riveste un ruolo fondamentale nel garantire che i dispositivi funzionino in modo efficiente e sicuro. Nello specifico del progetto in analisi, questo sistema svolge la funzione di gestire il processo di caricamento del sistema di accumulo in modo graduale, limitando la corrente di spunto che scorre attraverso di esso. Questa precauzione è essenziale poiché collegare un condensatore scarico direttamente a una sorgente di tensione comporterebbe una variazione di tensione a gradino, generando una sovracorrente. Tale sovracorrente potrebbe causare danni ai componenti del sistema, poiché la tensione applicata al condensatore non può variare istantaneamente.

Il circuito di soft-start è un circuito ausiliario composto da due rami distinti: un ramo gestisce la precarica del condensatore, mentre l'altro contiene l'interruttore principale che si chiude dopo un periodo di tempo predeterminato di precarica. La limitazione

della corrente è ottenuta attraverso l'uso di una resistenza, che rallenta il processo di caricamento del condensatore controllando il tasso di variazione della tensione (fattore dV/dT). In questo modo, la tensione aumenta in modo graduale fino a raggiungere il valore di esercizio. La corrente, inizialmente elevata, diminuisce progressivamente durante questa fase di precarica. La Figura 3.7 illustra il processo di ricarica del condensatore attraverso l'utilizzo di una resistenza di potenza. Una volta completata la fase di precarica, la resistenza di limitazione viene scollegata dal circuito di alimentazione, preparando il sistema per il normale funzionamento in condizioni di esercizio standard.

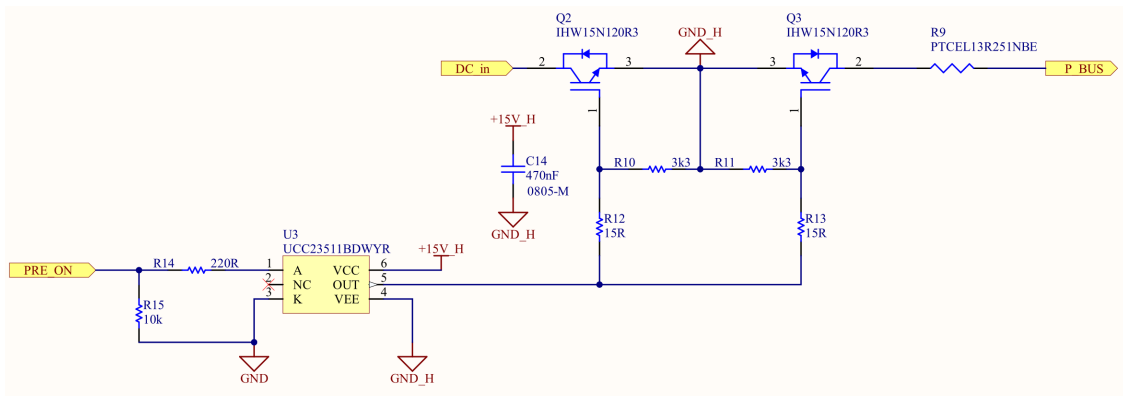


Figura 3.7: Sistema di carica del DC Link.

Il ramo ausiliario che permette la precarica del condensatore è costituito da due IGBT *IHW15N120R3* connessi in anti-serie e dal resistore *PTCEL13R251NBE*. Il driver *UCC23511BDWYR* comanda i due IGBT per creare una soluzione SSR (Solid State Relay). Questa soluzione è in grado di sostituire il contattore meccanico di precarica, migliorando al tempo stesso la densità di potenza e presenta il vantaggio di avere un sistema più affidabile, in quanto è possibile disabilitare rapidamente gli interruttori (ad esempio in caso di surriscaldamento o sovracorrente), e di minori dimensioni.

Uno dei sistemi per limitare la corrente di spunto è quello di utilizzare un resistore PTC (Positive Temperature Coefficient). A freddo, la sua bassa resistenza consente il passaggio di un significativo quantitativo di corrente ma dopo il suo riscaldamento, la sua alta resistenza diminuisce la corrente di lavoro. Quando la tensione di alimentazione è prossima a quella di lavoro, la funzione del ramo di precarica può considerarsi conclusa. La resistenza è stata scelta ipotizzando un tempo massimo di precarica pari a 15s. Noto il valore della capacità totale del DC Link, è possibile ricavare il valore necessario per limitare la corrente di spunto:

$$\tau < \frac{T_{ONmax}}{5} = \frac{R_{ON}}{C} \quad (3.4)$$

$$R_{ON} = \frac{1}{C} \cdot \frac{T_{ONmax}}{5} = \frac{1}{872\mu F} \cdot \frac{15s}{5} = 3.4k\Omega \quad (3.5)$$

Dove C è la capacità di accumulo dimensionata nel capitolo 2. È possibile scegliere un valore di resistenza più basso se viene utilizzata una PTC. Per garantire che il sistema sia aperto una volta finita la precarica, occorre valutare l'energia. Se l'energia del sistema di accumulo è maggiore dell'energia che può dissipare la PTC, il resistore si comporterà come un circuito aperto. L'energia accumulata alla fine del sistema di precarica è pari a:

$$E_{ON} = \frac{1}{2}CV_{DC}^2 = \frac{1}{2}872\mu F \cdot 400^2V = 70J \quad (3.6)$$

Dove V_{DC} è la tensione applicata ai capi del DC Link. La *PTCEL13R251NBE* scelta è caratterizzata da una resistenza di $250\Omega@25^\circ C$ e una energia assorbita massima limitata a $150J@25^\circ C$, concorde con le scelte progettuali intraprese.

La scelta di utilizzare due IGBT per realizzare una soluzione SSR è stata dettata da due necessità: garantire la precarica del DC Link ed evitare il flusso di corrente inverso, come detto nella sezione 3.2.1. La prima motivazione nasce per prevenire errori operativi da parte di operatori inesperti. In particolare, quando l'inverter viene alimentato prima dell'avvio della Control Board, la PTC si riscalda, impedendo la corretta esecuzione della precarica e causando picchi di corrente nel DC Link e potenziali danni al depletion MOSFET.

Queste due situazioni possono essere evitate implementando un sistema completamente elettronico e le possibili soluzioni potrebbero prevedere l'utilizzo di:

- IGBT puro;
- IGBT con diodo in antiparallelo;
- Due IGBTs ad emettitore comune.

È stata implementata la configurazione con due IGBT in anti-serie. Il vantaggio di questa applicazione è che permette di avere uno switch bidirezionale, necessario nel caso in cui si volesse variare la tensione del DC Link durante il funzionamento, e permette di avere un circuito aperto capace di sopportare tensioni elevate quando il dispositivo è spento durante il periodo di scarica. L'IGBT *IHW15N120R3* può sopportare una tensione ai suoi capi fino a $1200V$ e necessita di una tensione gate-emettitore pari a $\pm 20V$. A tal scopo, è stato utilizzato il gate driver *UCC23511BDWYR* che è il medesimo scelto per pilotare il depletion MOSFET. Il driver piloterà entrambi gli IGBTs in modo tale da avere uno switch bidirezionale. Quando il pin 1 del driver riceve in ingresso il segnale PRE_ON dalla Control Board, il pin 5 del dispositivo è allo stato logico alto; viceversa, quando il pin 1 non riceve in ingresso il segnale PRE_ON, il pin 5 del dispositivo è allo stato logico basso. Per garantire l'accensione dell'e-diode del gate driver, è stata inserita in ingresso una resistenza di 220Ω oltre ad una resistenza di pull-down che permette di non avere un livello di tensione flottante in assenza di segnale. In uscita, il SSR viene alimentato tramite due resistenze di gate, pari a 15Ω al fine di limitare la corrente di pilotaggio in uscita dal dispositivo, e due resistenze di pull-down. In figura 3.8 è mostrato il sistema di pilotaggio integrato.

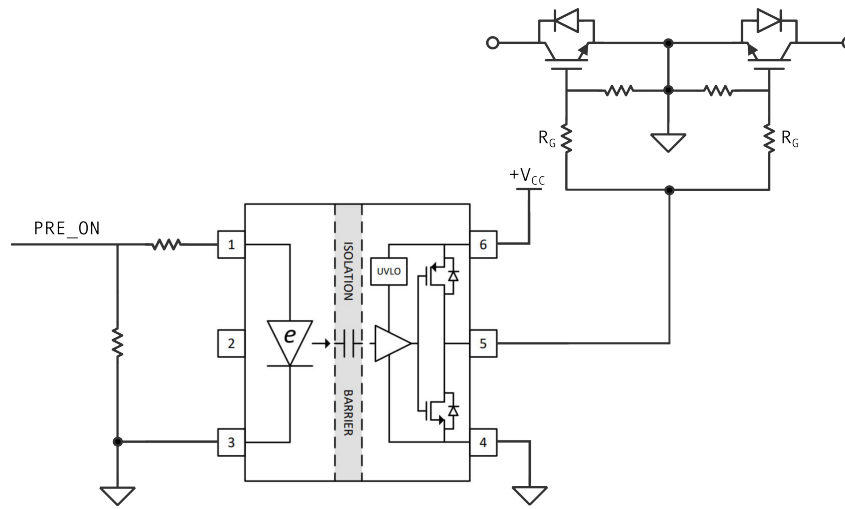


Figura 3.8: Sistema di pilotaggio dei due IGBT in anti-serie [4].

3.3 Gestione del contattore

Il contattore è un dispositivo meccanico di manovra caratterizzato da una sola posizione di riposo (generalmente aperta), generalmente previsto per un numero elevato di operazioni e capace di stabilire, sopportare ed interrompere correnti in condizioni di sovraccarico (Norma CEI 17-3). La loro funzione principale è quella di aprire o chiudere un circuito elettrico in risposta a segnali specifici, come corrente o tensione. In caso di guasti o incidenti, tali dispositivi scollegano il circuito dalla batteria in modo affidabile e sicuro.

Il contattore specificamente impiegato è il *EV200AAANA* di *TE Connectivity*, un dispositivo normalmente aperto caratterizzato da una corrente nominale di 500A e una capacità di gestire una tensione di commutazione fino a $900V_{DC}$.

Avendo un azionamento non manuale, essi sono costituiti da una bobina che, se percorsa da corrente, magnetizza il nucleo determinando (per attrazione) lo spostamento della parte mobile con la conseguente chiusura dei contatti normalmente aperti. Il contattore resta in posizione di lavoro fino a quando la bobina rimane eccitata; quando viene diseccitata (togliendo l'alimentazione) il nucleo mobile ritorna nella posizione iniziale di riposo per effetto delle molle di rimando. Nel caso specifico, la tensione necessaria al fine di chiudere i contatti mobili del contattore è 12V.

Nel corso di misurazioni effettuate in laboratorio sul teleruttore *EV200AAANA*, è emerso che la tensione sufficiente a mantenere il contattore in posizione di lavoro è di 3V trascorso il tempo transitorio di $100ms$. Al fine di limitare le perdite del sistema, è stato implementato un circuito di carica della bobina del relè, il quale riduce il livello di tensione dopo un preciso tempo di ritardo. La figura 3.9 illustra il circuito che svolge questa importante funzione.

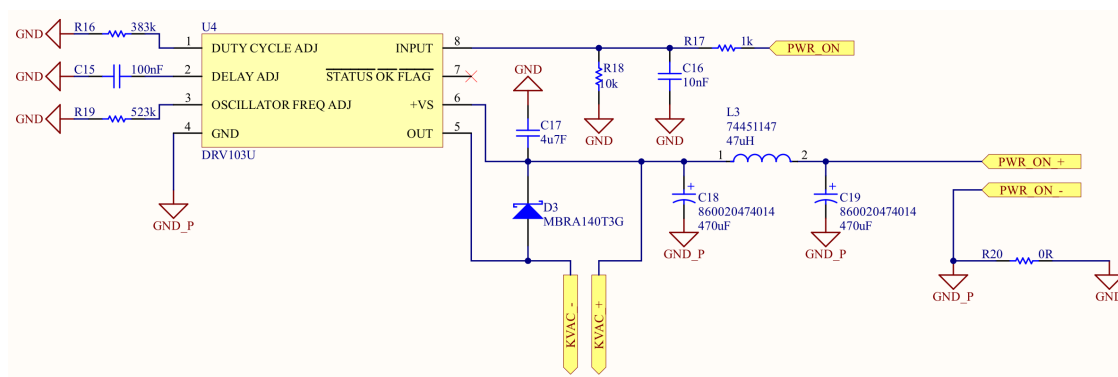


Figura 3.9: Circuito di carica della bobina di eccitazione del relè *EV200AAANA*.

Per soddisfare gli obiettivi del progetto, è stata adottato il DMOS low-side *DRV103* della *Texas Instruments*. Il convertitore buck scelto offre un'uscita PWM che facilita un controllo preciso della potenza destinata al carico. Per gestire efficacemente il circuito

di carica della bobina, sono state implementate scelte progettuali in accordo con il data-sheet del componente e riportate di seguito nella tabella 3.3. Questo approccio assicura un'implementazione accurata e conforme alle specifiche del componente.

Parametro	Valore	Componente
Duty cycle	20%	$R15 = 383k\Omega$
Tempo di ritardo	100ms	$C12 = 100nF$
f_{PWM}	10kHz	$R18 = 523k\Omega$

Tabella 3.3: Scelte progettuali conformi al datasheet del *DRV103*.

Al fine di garantire un'adeguata protezione contro disturbi indesiderati, è stato introdotto un filtro RC all'ingresso del componente. Questo filtro ha il duplice scopo di limitare i disturbi e assicurare una corretta acquisizione del segnale di accensione proveniente dal microcontrollore presente sulla scheda di controllo. La sua presenza contribuisce a mantenere la stabilità e l'affidabilità del sistema. In ingresso al componente è stato inserito un filtro LC per mitigare la propagazione di disturbi derivanti dalla modulazione PWM. Questo sistema è progettato per prevenire la diffusione di eventuali interferenze nel circuito, garantendo un segnale di uscita privo di rumori indesiderati. Affinchè il funzionamento del dispositivo non possa essere compromesso, è stato usato un condensatore elettrolitico da $470\mu F$ con lo scopo di garantire una riserva di carica. Noto il valore del condensatore, è stato deciso di inserire una induttanza in modo da avere una frequenza di taglio inferiore di una decade rispetto a quella di commutazione, quindi pari a $1kHz$.

Per gestire in modo efficiente l'energia immagazzinata nella bobina quando questa viene spenta, è stato integrato il diodo *MBRA140T3G*. Questo diodo facilita il ricircolo della corrente, evitando picchi di tensione elevati che potrebbero causare danni al circuito o al componente. Questa aggiunta è essenziale per garantire la durata e l'integrità del sistema nel lungo termine. Il Diodo è connesso alla bobina tramite il connettore *J9 (39531-1002)*. Il potenziale di riferimento per il circuito analizzato in questa sezione è designato come *GND_P*. I riferimenti sono stati separati al fine di evitare che i disturbi generati durante la commutazione per gestire il kilovac si propaghino sulla Control Board. Durante la fase di test, sarà possibile valutare l'effettivo impatto del rumore. Nel caso in cui risulti non trascurabile, si ha la possibilità di rimuovere la resistenza da 0Ω collegata tra il potenziale di riferimento *GND* e quello *GND_P*. Questa operazione consentirà di separare definitivamente le alimentazioni e garantire una maggiore integrità del sistema.

3.4 Comando relè

L'implementazione di relè sulla scheda di servizio è un'azione necessaria al fine del controllo di dispositivi esterni. Questa scelta progettuale è motivata dalla necessità di gestire dispositivi situati anche a distanze considerevoli dalla scheda. I relè permettono di trasmettere segnali anche a lunghe distanze a differenza dei segnali digitali che potrebbero presentare possibili perdite di segnale o tensione lungo la lunghezza del cavo.

L'integrazione dei relè sulla scheda di servizio non solo facilita il controllo di dispositivi esterni, ma introduce anche un elemento di flessibilità e adattabilità nell'ambito di applicazioni potenzialmente variabili, fornendo così una soluzione robusta e versatile per le esigenze attuali e future del sistema progettato.

Considerando l'incertezza riguardo all'utilizzo finale del sistema che si sta progettando, sono stati integrati due relè nella configurazione. Uno di essi è stato designato alla gestione del sistema di raffreddamento ad acqua, una funzione chiave che può essere richiesta in una varietà di contesti applicativi. D'altro canto, il secondo relè è stato implementato senza una destinazione specifica in considerazione delle future esigenze o adattamenti del sistema. Questa flessibilità consente una maggiore adattabilità del sistema alle esigenze, consentendo di sfruttare il secondo relè in base alle specifiche future o alle necessità dell'operatore. L'alimentazione verrà fornita ai componenti esterni tramite i connettori *J2* e *J4* (1755752). In figura 3.10 è riportata l'implementazione del comando relè.

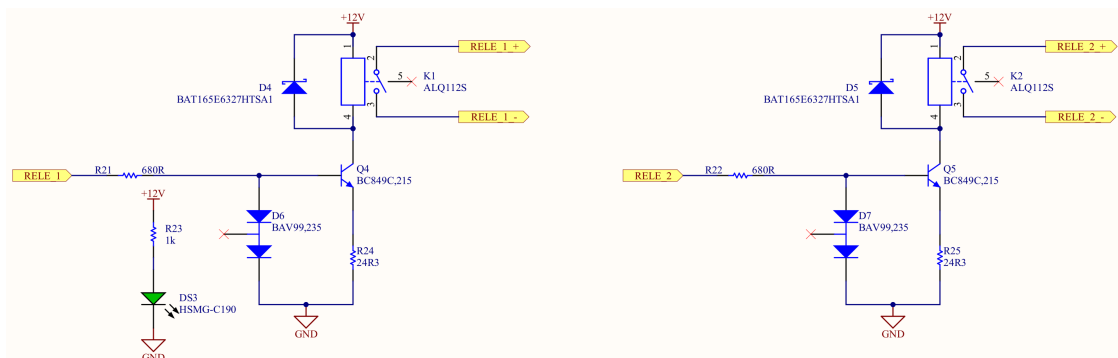


Figura 3.10: Schematico del comando dei relè.

Per entrambe le configurazioni, la scelta del relè è ricaduta sul modello *ALQ112S*, la cui bobina è caratterizzata da una tensione nominale di $12V_{DC}$, una corrente nominale di $33.3mA$ e una resistenza di 360Ω . In parallelo alla bobina del relè, è stato integrato il diodo Schottky *BAT165E6327HTSA1*, il quale contribuisce a gestire l'energia immagazzinata nella bobina, garantendo una gestione efficiente delle transizioni di attivazione e disattivazione della bobina. Il diodo è caratterizzato da una corrente continuativa pari a $750mA$, una corrente di picco non ripetitivo pari a $2.5A$ e una tensione inversa di $40V$. L'attivazione dei relè avviene tramite l'invio dei comandi *RELE_1* e *RELE_2* inviati dal

microcontrollore presente sulla scheda di comando, dettagliato nella sezione 4.8. Poiché il microcontrollore non è in grado di comandare direttamente dispositivi alimentati a 15V, è stata inclusa la presenza del transistor *BC849C,215*. Quando il segnale del microcontrollore viene ricevuto, il transistor satura permettendo la circolazione di corrente e, dunque, la chiusura del contatto normalmente aperto del relè.

Affinché sia garantita la chiusura affidabile del transistor, è stata appositamente concepita una configurazione per funzionare come un generatore di corrente calibrato. Questa disposizione è stata studiata per garantire una risposta coesa e prevedibile, consentendo al transistor di passare sia in uno stato di saturazione in modo affidabile, sia in uno stato di apertura. Nel caso di un aumento della corrente, la crescente caduta di tensione ai capi della resistenza di shunt contribuisce alla diminuzione della tensione di soglia del transistor, causandone successivamente la disattivazione. Il comportamento da generatore di corrente calibrato è affidato al *BAV99,235* costituito da due diodi in serie che impongono una specifica caduta di tensione ai capi del transistor e della resistenza. La resistenza di shunt è stata dimensionata come segue:

$$R_{sh} = \frac{V_D - V_{BE}}{I_E} = \frac{1.4V - 0.6V}{33mA} = 24,24\Omega \quad (3.7)$$

È stato deciso di optare per una resistenza da 24,3Ω con tolleranza dell'1%.

3.5 Comando ventola

Le ventole impiegate per il raffreddamento svolgono un ruolo importante nella dispersione del calore prodotto dai componenti elettronici del sistema. Grazie al loro contributo nel favorire il flusso d'aria, esse preservano temperature accettabili, mitigando il rischio di surriscaldamento e prevenendo potenziali danni o compromissioni alle prestazioni dei dispositivi. In aggiunta, le ventole sono progettate per contribuire alla prevenzione della condensazione, riducendo l'umidità e mantenendo il sistema in uno stato asciutto.

A tal fine, è stato inserito lo smart MOSFET *BSP76E6433HUMA1* in configurazione low-side dotato di un'unità gate driver integrata. Questo dispositivo risponde a un comando in ingresso proveniente dal microcontrollore, abilitando il funzionamento delle ventole. Al fine di garantire una corretta acquisizione del segnale e limitare la tensione ai capi dell'ingresso del *BSP76*, è stato introdotto un filtro RC tra il comando e il dispositivo come mostrato in figura 3.11.

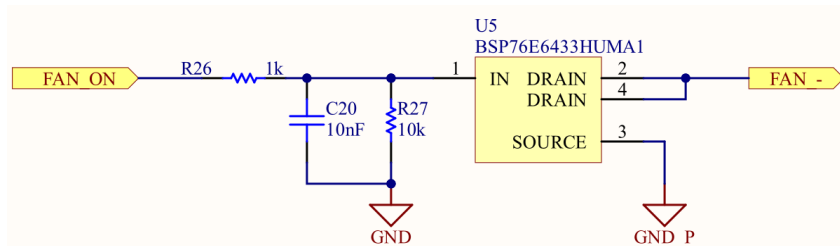


Figura 3.11: Comando della ventola.

Se il segnale *FAN_ON* è alto, può essere alimentata a 12V la ventola che è connessa al connettore *J6* (39531-1002).

3.6 Implementazione pratica della progettazione della scheda di servizio

Dopo aver illustrato nel dettaglio le scelte progettuali degli schemi elettrici nelle sezioni precedenti, il lavoro procede all'esame dell'aspetto fisico del progetto attraverso lo sbroglio del PCB. La transizione dal concetto teorico all'implementazione pratica risulta essere fondamentale per garantire il corretto funzionamento del sistema.

Il PCB riflette la connessione tra i vari componenti, che avviene tramite quattro layer. L'organizzazione per livelli di tensione, il posizionamento dei componenti e le decisioni di routing contribuiscono in modo significativo all'efficienza e alla stabilità complessiva del circuito.

Durante il processo di sbroglio, è stata posta particolare attenzione a mantenere un'adeguata separazione tra i segnali con differenti livelli di tensione al fine di evitare interferenze indesiderate. La disposizione dei componenti è stata attentamente studiata per massimizzare l'efficienza del percorso del segnale e minimizzare le interferenze crociate.

Inoltre, il PCB riflette le scelte progettuali discusse nei capitoli precedenti, come l'adozione di componenti con specifici packaging, filtri e regolatori di tensione, che ora prendono forma concreta nel circuito stampato. Durante la fase dello sbroglio, è stato tenuto conto delle disposizioni preferenziali dei componenti e dei componenti ausiliari ad essi associati riportate dai datasheets dei dispositivi.

Con questo approccio, il progetto compie il passaggio dalla visione concettuale alla realtà fisica, evidenziando come le scelte progettuali abbiano preso forma tangibile nello sviluppo del PCB. La figura 3.12 mostra come risulterà nel momento della realizzazione fisica, mentre l'immagine 3.13 permette di visualizzare il routing effettuato mettendo in evidenza i diversi piani utilizzati.

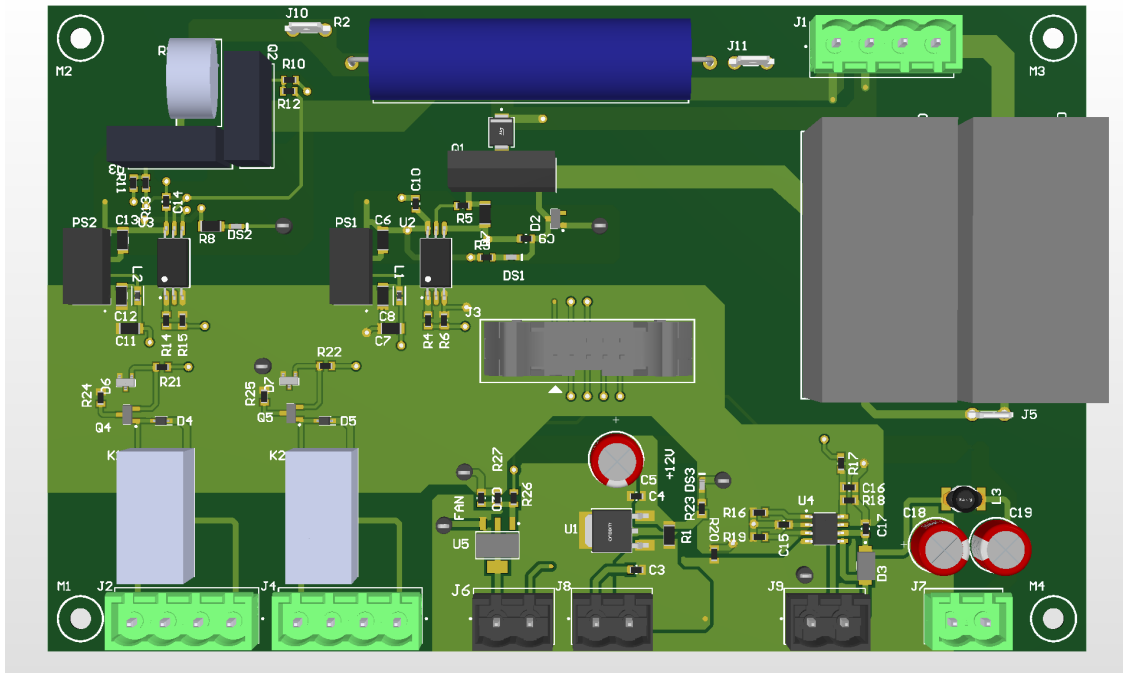


Figura 3.12: Layout della Service Board.

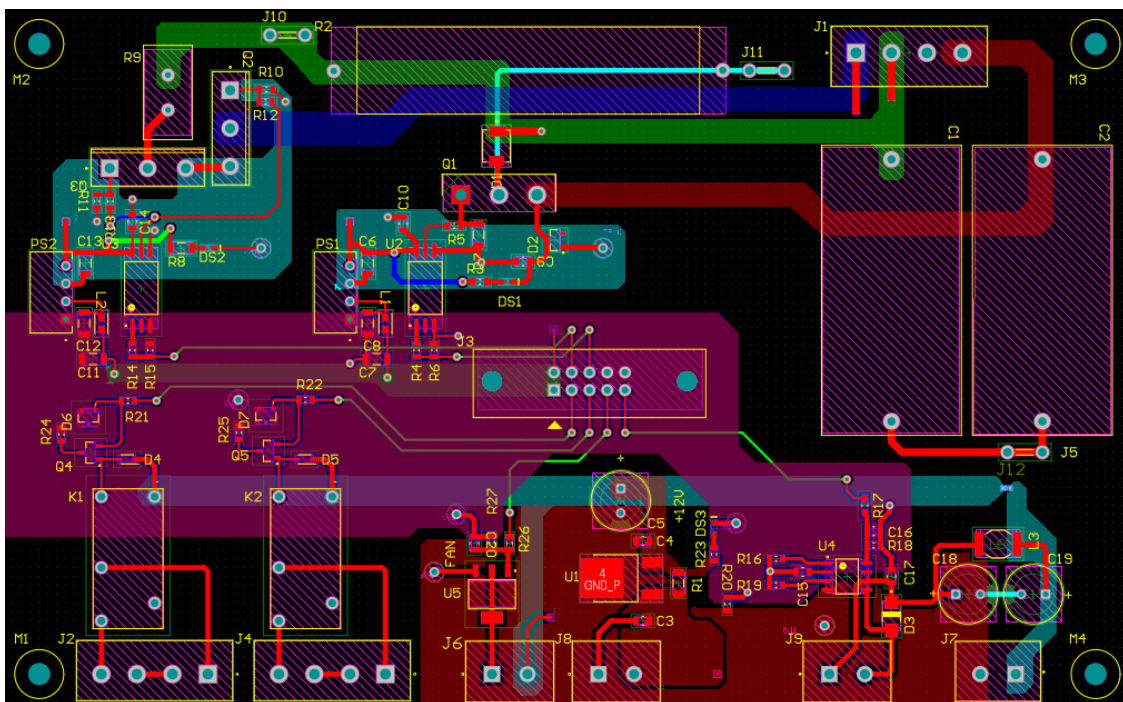


Figura 3.13: Routing della Service Board.

Capitolo 4

Scheda di controllo

Il presente capitolo si concentra sulla progettazione della scheda elettronica, denominata Control Board (o scheda di controllo), che ha lo scopo di:

- Gestire l'interfaccia di controllo del convertitore e la comunicazione tra differenti dispositivi;
- Gestire l'interfaccia con il sensore di posizione (encoder o resolver);
- Monitorare il corretto funzionamento del VE-TracTM Dual Evaluation Kit analizzando le misure riportate da quest'ultimo e gestendone i segnali;
- Gestire i segnali di comando presenti nella Service Board per i componenti illustrati nel capitolo 3.

Nel corso di questo capitolo, verranno analizzate le funzioni sopraelencate e presentate le scelte delle componentistiche adottate per soddisfare tal scopo. La figura 4.1 mostra schematicamente le interconnessioni tra i nove blocchi funzionali della Control Board, i quali sono:

1. Connettori (SS1);
2. Interfaccia dei segnali di posizione (SS2);
3. Interfaccia dei segnali analogici (SS3);
4. CPLD (SS4);
5. Interfaccia dei segnali di temperatura (SS5);
6. Emergenza (SS6);
7. Microcontrollore (SS7);
8. Interfaccia dei segnali logici (SS8);

9. Alimentazioni (SS9).

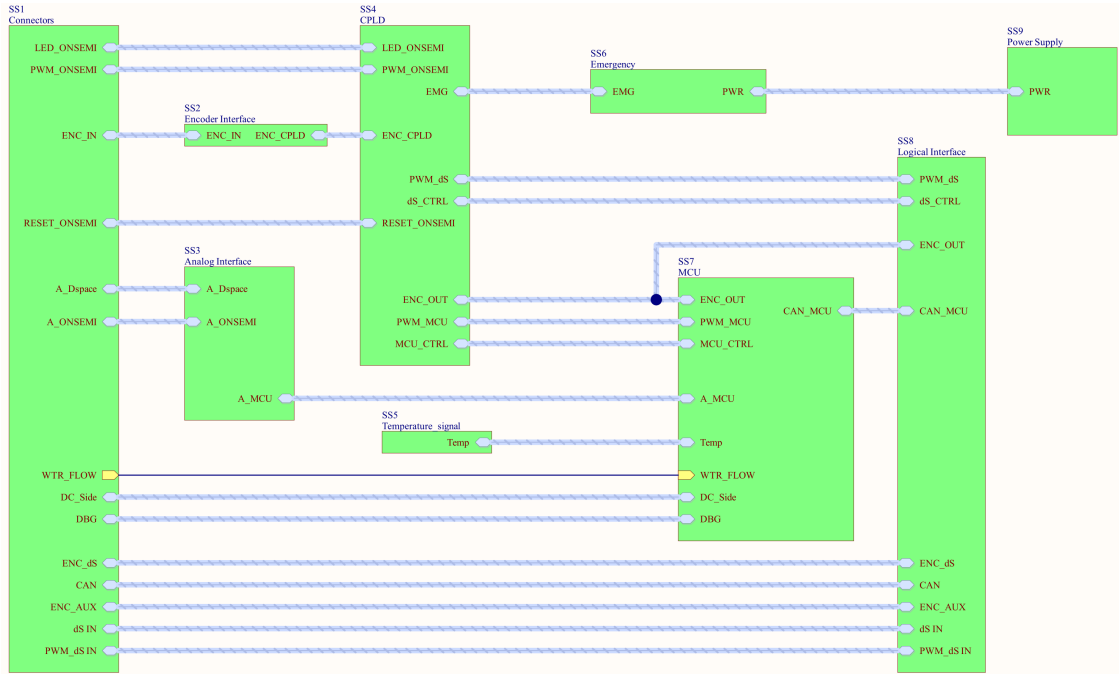


Figura 4.1: Blocchi principali della scheda di controllo.

Lo schema funzionale della scheda di controllo, come mostrato in figura 4.2, offre il quadro generale dei blocchi che verranno implementati e i segnali di comunicazione tra essi.

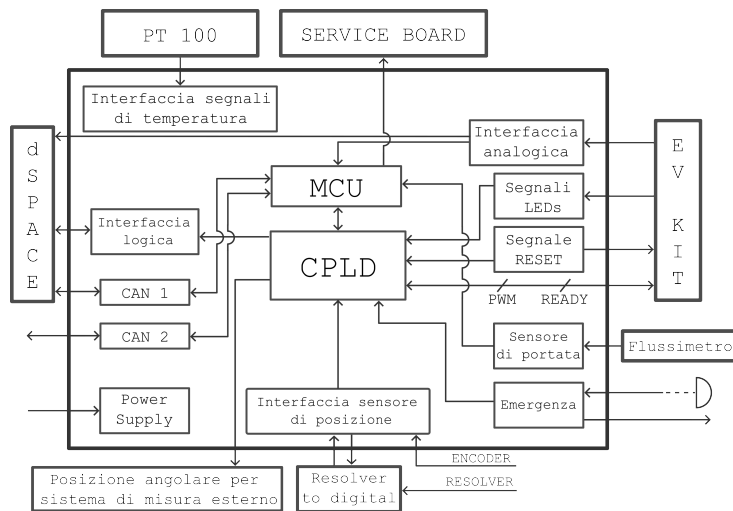


Figura 4.2: Comunicazioni tra i blocchi.

In tabella 4.1 sono mostrati gli scambi di informazione tra la scheda di controllo e i componenti esterni.

Componente	Segnali inviati	Segnali ricevuti
Evaluation kit	✓	✓
dSPACE	✓	✓
Encoder	-	✓
Resolver	-	✓
PC	✓	✓
Aux (encoder)	✓	-
Sensore di temperature	-	✓
Sensore di portata	-	✓
Service Board	✓	-

Tabella 4.1: Invio o ricezione dei segnali dalla Control Board ai componenti ad essa connessi.

Al fine di permettere un'analisi delle prestazioni del circuito e semplificare il processo di verifica, è stato previsto il posizionamento di test point con la finalità di agevolare la verifica, la diagnostica e il test dei componenti e dei collegamenti della scheda. È stato garantito almeno un punto per ciascun livello di tensione presente. In particolare, sono stati implementati test point a piazzola per le alimentazioni e a foro passante per i ground. Quest'ultima scelta è stata fatta con l'obiettivo di agevolare la connessione di strumenti di misura, come oscilloscopi o multimetri, durante le fasi di testing. L'inserimento di questi componenti si rivela un notevole vantaggio nella diagnosi di potenziali difetti, consentendo interventi correttivi prima del rilascio del prodotto.

I componenti presenti sulla scheda, se non specificato, presentano un package da 0603 per le resistenze e da 0805 per i condensatori.

4.1 Connettori

La scelta dei connettori è stata effettuata in base ai seguenti criteri:

- Requisiti elettrici, quali tensione e corrente; in questo caso, essendo la tensione massima da fornire 15V e la corrente non superiore a 1.5A, tutti i connettori utilizzati hanno un passo da 2.54mm;
- Vincoli relativi alle dimensioni o allo spazio, necessari poiché il sistema deve essere contenuto nel contenitore *RS PRO 4U* di dimensioni 177mmx482,6mmx425mm; per questo motivo sono stati scelti connettori con angolo di montaggio dritto;
- Facilità di montaggio, in quanto il PCB verrà saldato completamente in laboratorio.

La tabella 4.2 mostra quali sono i connettori scelti, il numero di pin, la tipologia di connettore e spiega brevemente qual è lo scopo di quest'ultimo.

Cod.	Nome	n° pin	Tipologia di connettore	Descrizione
J10	5-103908-6	7	AMPMODU MTE (maschio)	Uscita segnale posizione angolare verso dSPACE
J11	5-103908-6	7	AMPMODU MTE (maschio)	Uscita segnale posizione angolare verso sistema ausiliario
J12	61302421821	24	Header ad innesto verticale (maschio)	Uscita/ingresso dei segnali digitali e analogici dell'EV-Kit
J13	XG4A-1431	14	IDE (maschio)	Uscita dei segnali PWM generati da dSPACE e Uscita/ingresso dei segnali EN_PWM_dS, dSPACE_ON, AuxPwrOn e FAULT
J14	103908-7	8	AMPMODU (maschio)	Ingresso dei segnali derivati dai LEDs dell'EV-kit
J15	66951-004LF	4	Header ad innesto verticale (femmina)	Alimentazione dell'EV-Kit a 15V
J17	XG4A-1031	10	IDE (maschio)	Uscita dei segnali analogici condizionati a dSPACE
J19	5-104363-7	8	AMPMODU (maschio)	Ingresso dei segnali counter dell'encoder e alimentazione
J20	22-03-5025	2	Pin ad innesto verticale con copertura (maschio)	Alimentazione separata dell'EV-Kit rispetto al resto della scheda

Cod.	Nome	n° pin	Tipologia di connettore	Descrizione
<i>J21</i>	<i>5-103908-2</i>	3	AMPMODU (maschio)	Ingresso/uscita dei CAN-bus a dSPACE
<i>J22</i>	<i>103908-1</i>	2	Pin ad innesto verticale (maschio)	Uscita del segnale di reset all'EV-kit
<i>J23</i>	<i>5-104363-7</i>	8	AMPMODU (maschio)	Ingresso dei segnali counter del resolver e alimentazione
<i>J24</i>	<i>5-103908-2</i>	3	AMPMODU (maschio)	Ingresso/uscita dei CAN-bus a sistema ausiliario
<i>J25</i>	<i>61300511121</i>	5	Header ad innesto verticale (maschio)	GPIOs generici
<i>J26</i>	<i>640453-3</i>	3	Pin ad innesto verticale (maschio)	Ingresso del segnale del sensore di portata
<i>J27</i>	<i>XG4A-1031</i>	10	IDE (maschio)	Uscita dei segnali di comando alla Service Board e il GND serve da riferimento

Tabella 4.2: Connettori principali della Control Board.

Ogni segnale in ingresso e/o in uscita dal PCB in base alla tipologia può essere:

- Isolato affinché non vi siano propagazione di rumori sia sulla scheda di controllo che sui dispositivi ad esso connessi;
- Filtrato, in modo tale da non compromettere l'acquisizione dello stesso;
- Sezionato tramite una bassa resistenza per avere un comportamento smorzato sulle linee;
- Connesso a terra tramite una resistenza di pull-down per prevenire lo scollegamento accidentale dei cavi.

4.1.1 Sensore di portata

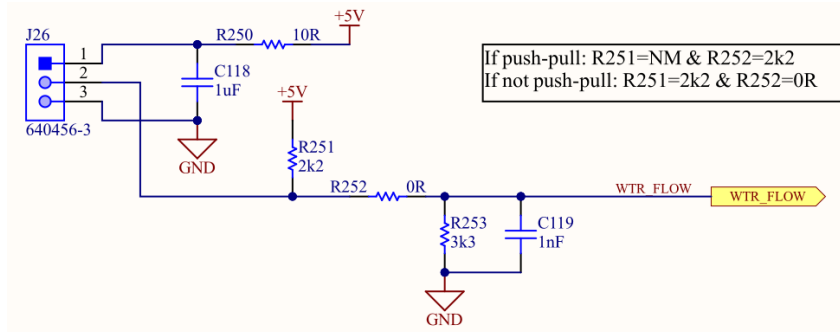


Figura 4.3: Schematico del sistema di acquisizione del segnale del flussimetro.

Per poter valutare le perdite del sistema, è stato scelto di andare a misurare la portata in ingresso al dissipatore e la temperatura in ingresso ed in uscita dell'acqua che attraversa il dissipatore (l'acquisizione dei segnali di temperatura verrà trattata nel paragrafo 4.4). È risultata molto più vantaggiosa una prova calorimetrica anziché l'utilizzo di un wattmetro in quanto quest'ultimo, anche con una precisione dell'1%, avrebbe portato un errore di misurazione delle perdite significativamente elevato.

Il connettore *J6* (640453-3) permette l'acquisizione del segnale derivante da un sensore di flusso presente sull'imbocco delle tubazioni in ingresso al dissipatore. Tra le differenti proposte, è stato vagliato il sensore di flusso 114991176. Tuttavia, non essendo la scelta definitiva, è stato deciso di predisporre le due possibili configurazioni per condizionare opportunamente il segnale in ingresso sullo stampato. Le possibili configurazioni di uscita del sensore di portata sono:

1. Push-pull

È una configurazione che garantisce che solo uno dei due transistor sia attivo alla volta, riducendo così le perdite e migliorando l'efficienza. Ciò implica che il segnale sarà attivo sia quando viene portato basso che quando viene portato alto. La predisposizione per questa configurazione è stata implementata inserendo una resistenza sulla linea del segnale in ingresso da $2.2k\Omega$;

2. Open collector/drain

È una configurazione passiva in cui il segnale arriva in ingresso solo se l'unico transistor presente è attivo. Il problema di questa configurazione è che, in presenza di linea capacitiva, il segnale potrebbe non riuscire ad essere trasmesso a causa della capacità che continua a mantenere basso il segnale. La resistenza di pull-up utilizzata nell'open collector è quindi necessaria, ma è critica. Una resistenza troppo grande potrebbe rallentare eccessivamente le transizioni del segnale, mentre una resistenza troppo piccola potrebbe richiedere troppa corrente o causare problemi di carico capacitivo.

L'adattamento ad una delle due configurazioni può essere effettuato rimuovendo una data resistenza, come specificato in figura 4.3. Il condizionamento e il filtraggio del segnale sono stati ultimati inserendo in parallelo una resistenza e un condensatore in modo tale da avere in uscita il segnale condizionato a 0-3V3 da mandare in ingresso al microcontrollore. Il segnale deve essere gestito opportunamente dal MCU in quanto è un segnale che ha una frequenza molto bassa. Per poter essere processata dal microcontrollore deve essere inserito un moltiplicatore di frequenza.

4.2 Alimentazioni

Questo blocco ha lo scopo di convertire e regolare la tensione in ingresso al sistema in una forma utilizzabile dal dispositivo. Con il termine "Power supply" (o alimentazione) si fa riferimento ad un dispositivo o sistema che fornisce energia elettrica ad un componente elettronico o ad un sistema elettrico, in questo caso ad un PCB. In figura 4.4 è illustrato lo schema funzionale che è stato implementato in cui è presente un regolatore buck che riduce la tensione in ingresso per fornire in uscita il livello di tensione desiderato. In uscita sono connessi dei regolatori di tensione con il fine di separare le alimentazioni e ridurre ulteriormente il livello di tensione. Il sistema è stato organizzato in modo da avere una scala di priorità, andando ad alimentare in cascata ogni livello di tensione presente sulla scheda di controllo.

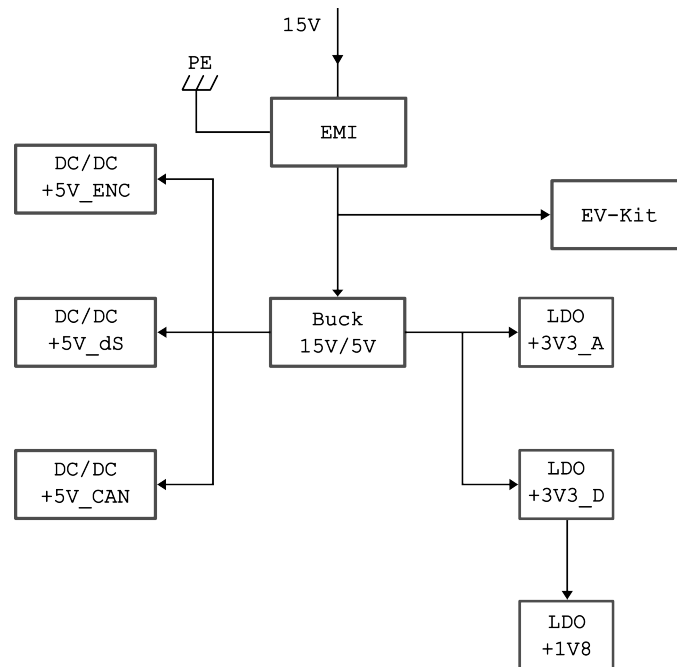


Figura 4.4: Schema funzionale del sistema di alimentazione.

I componenti e concetti chiave associati a questa unità sono:

- Un ingresso, che rappresenta la sorgente di energia che alimenta il dispositivo tramite il connettore *J28 (640456-2)*;
- Un'emergenza posta prima del filtro EMI affinché il sistema possa essere protetto il prima possibile;
- Un filtro EMI, posto tra l'alimentazione esterna e il sistema per proteggere il PCB da interferenze indesiderate;

- Una conversione di tensione, in quanto sono presenti diversi livelli di tensione;
- Una regolazione di tensione, con il fine di garantire una tensione stabile al dispositivo e non comprometterne il funzionamento a causa di brusche variazioni di tensione.

I livelli di tensione presenti sulla scheda di controllo sono riportati in tabella 4.3; inoltre, sono presenti i dispositivi che saranno alimentati da essi.

Livello di tensione	Dispositivi alimentati
+15V	VE-Trac TM Dual Evaluation Kit
+5V	Regolatori e LSO
+5V_ENC	Encoder e Resolver
+5V_dS	Interfacce logiche connesse a dSPACE
+5V_CAN	Interfacce per la comunicazione CAN
+3V3_D	Segnali digitali
+3V3_A	Segnali analogici
+1V8	Core della CPLD

Tabella 4.3: Livelli di tensione del MCU PCB.

Per ogni alimentazione è stato inserito un LED che permette di verificare visivamente la presenza di tensione.

4.2.1 Emergenza

Il sistema di emergenza svolge diversi ruoli cruciali in un'applicazione. In generale in un PCB, il sistema di emergenza con optoisolatore contribuisce a garantire la sicurezza, l'affidabilità e la conformità del dispositivo alle normative di settore, fornendo una solida risposta a situazioni critiche o impreviste. Ecco alcune ragioni principali per cui un sistema di emergenza può essere necessario:

1. Protezione del circuito principale

Il pulsante di emergenza agisce come un'interruzione immediata e diretta del circuito principale quando premuto. L'optoisolatore serve a garantire che il segnale di emergenza sia trasmesso senza condurre fisicamente il segnale attraverso il PCB. Questo aiuta a proteggere il resto del circuito da danni o malfunzionamenti durante situazioni di emergenza.

2. Isolamento elettrico

L'optoisolatore crea un isolamento tra la parte del circuito che gestisce il pulsante di emergenza e il resto del sistema. Questo è essenziale per evitare che disturbi elettrici, sovratensioni o cortocircuiti si propaghino al di là del sistema di emergenza, proteggendo così la sicurezza del dispositivo e degli utenti.

3. Risposta rapida alle emergenze

La presenza di un pulsante di emergenza e un sistema dedicato consente una risposta rapida e diretta alle situazioni critiche. L'optoisolatore assicura che il segnale di emergenza venga inviato in modo affidabile e tempestivo al sistema di gestione delle emergenze.

4. Normative di sicurezza

In molte applicazioni, la presenza di un sistema di emergenza è richiesta per conformarsi a normative di sicurezza e standard specifici dell'industria. L'utilizzo di un optoisolatore può essere un requisito per soddisfare tali normative, poiché offre un alto livello di isolamento elettrico.

Per le ragioni sopra esposte, l'inserimento del sistema di emergenza è stato previsto all'ingresso del filtro EMI per poter intervenire tempestivamente in caso di necessità. Il sistema di emergenza riportato in figura 4.5 mostra il connettore *J33* dedicato alla connessione del pulsante di emergenza, con contatto normalmente chiuso, che permette l'attivazione del segnale *EMG_BTN* nel momento in cui viene premuto dall'operatore.

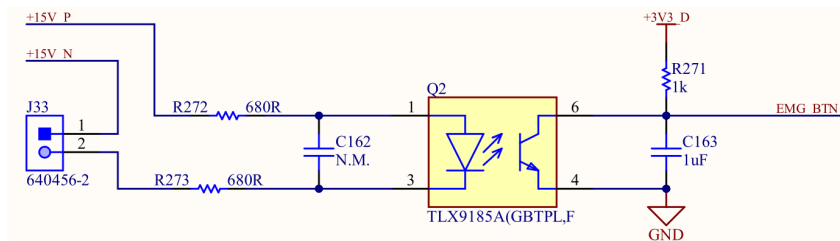


Figura 4.5: Schematico del sistema di emergenza per disabilitare la scheda di controllo.

Tra di essi è posto l'optoisolatore che ha lo scopo di isolare il pulsante rispetto al resto del sistema.

Le linee che permettono questa connessione sono dotate di due resistori che hanno lo scopo di dissipare la potenza che attraversa l'optoisolatore quando conduce. Sono state dimensionate tenendo conto della differenza tra la tensione di alimentazione e la caduta sul diodo quando è polarizzato direttamente e della corrente erogata dal diodo. È stato deciso di inserire due resistenze da 675Ω con un case da 1206, dove il case è stato appositamente scelto per la sua capacità di dissipare una potenza pari a $0.250W$; in questo modo la potenza potrà essere dissipata equamente tra le due resistenze. Quando il pulsante non è premuto, il diodo viene polarizzato direttamente e, conseguentemente, inizierà ad emettere un segnale luminoso. Quando la luce colpisce la regione della base del fototransistor, esso entra nello stato di conduzione e il segnale di emergenza non viene trasmesso alla CPLD; infatti, dall'immagine 4.5 è possibile notare che il segnale è tirato giù. Affinché il componente possa saturare, è stato deciso di inserire una resistenza di pull-up da $1k\Omega$. Questo valore è stato ricavato ponendosi nella condizione di guadagno del trasferimento di corrente massimo pari al 200% che il componente ha quando entra

in saturazione, ponendosi così nelle condizioni peggiori.

Quando il pulsante viene premuto, il diodo viene polarizzato inversamente e si comporterà come un circuito aperto. Non emettendo più luce, il fototransistor assumerà un comportamento da circuito aperto in quanto non è più in fase di conduzione. Ne consegue che la corrente non verrà più assorbita dal transistor comportando l'attivazione del segnale di emergenza che verrà trasmesso alla CPLD tramite una resistenza da 56Ω. I due condensatori posti all'ingresso e all'uscita dell'optoisolatore hanno lo scopo di eliminare i rumori garantendo la trasmissione corretta del segnale.

Quando il segnale di emergenza giunge alla CPLD, essa a sua volta trasferisce il segnale `EMG_CPLD_TO_MCU` al microcontrollore. La decisione di mandare il segnale alla CPLD è stata presa in quanto questo componente è programmato mediante linguaggi di descrizione hardware a differenza del microcontrollore che, essendo programmato mediante la scrittura software, anche in modalità standalone può raggiungere un punto in cui smette di eseguire le operazioni desiderate; ad esempio, gli ingressi e/o le uscite avranno uno stato indeterminato quando esistono errori nel codice firmware. Ne consegue che la CPLD è più sicura per gestire il segnale di emergenza.

Oltre al segnale di emergenza, è stato predisposto un sistema che permette di propagare il segnale di emergenza fuori dalla Control Board andando a disconnettere un componente esterno connesso al sistema. La disconnessione è permessa dopo l'invio del segnale `EMG_BTN` alla CPLD. Questa soluzione è stata implementata poichè non è nota a priori la componentistica che verrà connessa al sistema.

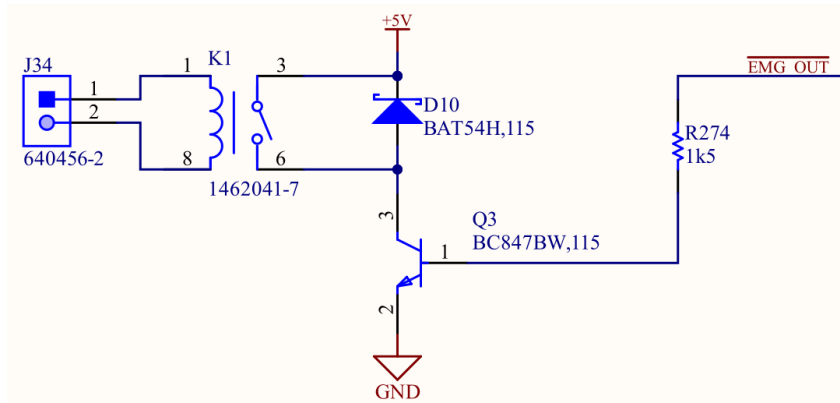


Figura 4.6: Schematico del sistema di emergenza per disabilitare un componente esterno alla scheda di controllo.

Il sistema è stato implementato (vedi 4.6) utilizzando il relè *1462041-7* il quale, al momento dell'alimentazione della sua bobina, provvederà a cortocircuitare il connettore *J34*. La disattivazione della bobina è gestita attraverso il BJT *BC847BW*, che, entrando in conduzione, permetterà la generazione di un segnale a bassa tensione grazie alla circolazione della corrente verso il ground. In condizioni normali, invece, la corrente

circolerà all'interno della maglia costituita dalla bobina e dal diodo *BAT54H,115*. Lo scopo del diodo è quello di limitare le sovracorrenti che si avrebbero in presenza di un gradino di tensione, ovvero quando il comando della CPLD assume lo stato logico 0 che corrisponde all'attivazione del segnale di emergenza *EMG_OUT*.

4.2.2 Filtro EMI

L'operazione PWM è un modo efficace per fornire la regolazione della tensione ad un carico. Tuttavia, il treno di impulsi ad alta frequenza generato dal convertitore stimola i parassitismi, per la maggioranza di tipo capacitivo, che esistono nei sistemi reali. I parassitismi addizionali sono dovuti, ad esempio, dai conduttori e dai circuiti stampati e possono essere assimilabili a capacità verso terra o verso lo chassis. Tipicamente, le emissioni del convertitore sono di due tipi:

- Condotte: si propagano verso altre utenze tramite i conduttori a cui è connesso il convertitore e per mitigarle vengono utilizzati filtri EMI;
- Irradiate: vengono generate dalla commutazione e per ridurle vengono utilizzati vernici o case metallici.

Il filtro EMI (Elettromagnetic Interference) ha lo scopo di prevenire le interferenze elettromagnetiche prodotte dal convertitore e garantire l'immunità da fonti di rumore nell'ambiente circostante. Il non utilizzo potrebbe compromettere l'integrità dei segnali elettrici nei sistemi elettronici causando, in casi estremi, condizioni di funzionamento anomale con possibilità di danneggiamento dei componenti che compongono il sistema. Il filtro EMI è stato progettato per attenuare o eliminare tali interferenze elettromagnetiche, migliorando la compatibilità elettromagnetica (EMC) del sistema. In questa specifica applicazione è stato posto tra la batteria e il convertitore buck e l'Evaluation Kit (in accordo con quanto detto nel paragrafo 4.2.3). Gli elementi che compongono il filtro EMI sono:

- Induttanza di modo comune, per limitare la corrente di modo comune che attraversa le capacità parassite;
- Condensatore di modo comune costituito da una gamba spezzata di condensatori connessi a terra, utili per creare una via alternativa di richiusura delle correnti di modo comune ed evitare che tale corrente scorra attraverso il sistema a monte dell'EMI;
- Condensatore di modo differenziale, viene inserito nel percorso del segnale per fornire una bassa impedenza alle frequenze del modo differenziale, contribuendo a ridurre o eliminare tali disturbi.

Il condensatore posto tra fase e terra ha lo scopo di attenuare le correnti di modo differenziale. Questo condensatore costituisce una bassa impedenza per correnti fortemente impulsive evitando che si propaghino verso il sistema in analisi; questo è vero anche al contrario. Il condensatore di modo differenziale scelto è il *EEE-HA1E471P* di tipo elettrolitico con una capacità pari a $470\mu F$ e una tensione nominale di $25V$. Il valore capacitivo di questo condensatore ha un valore elevato poichè si necessita di una grande riserva di carica.

Il condensatore di modo comune, invece, è costituito da una gamba spezzata di condensatori connessi al conduttore di protezione, ove i due condensatori di egual valore hanno il compito di bilanciare le correnti di modo comune che provengono dall'alimentatore verso il conduttore di protezione PE. Il condensatore di modo comune scelto è il *LDEDB3100JA0N00* di tipo film con una capacità pari a $100nF$ e una dV/dt pari a $100V/\mu s$. Sono stati scelti i condensatori di tipo film in quanto questa tipologia di componenti mantiene un valore di capacità relativamente costante al variare della tensione, tipica delle alimentazioni in alternata.

L'induttanza di modo comune ha il compito di bloccare le correnti di modo comune e quelle di modo differenziale. Le correnti di modo comune vengono bloccate grazie alla disposizione dei due avvolgimenti che, essendo avvolti in controfase, producono ognuno di essi un flusso magnetico che si elide con quello dell'altra bobina. Per bloccare anche le correnti di modo differenziale, la bobina di arresto è appositamente costruita per generare una induttanza dispersa. Ovvero, gli avvolgimenti sulla ferrite vengono appositamente distanziati in modo da creare una induttanza differenziale dovuta ad un basso accoppiamento dei due avvolgimenti. Il valore dell'induttanza di modo comune è stato scelto sulla base della corrente che il sistema assorbe e dallo spettro di frequenza che si vuole filtrare. Non essendo nota la configurazione definitiva, è stata effettuata una stima dei consumi andando a considerare gli elementi più dissipativi:

1. Inverter del VE-TracTM Dual Evaluation Kit

Andando a considerare la quantità di carica necessaria affinché il dispositivo possa commutare, si ricava la corrente di gate necessaria per il funzionamento tenendo conto della frequenza di commutazione supposta pari a $10kHz$. Nota la tensione di gate, è possibile stimare la potenza necessaria ad un solo IGBT dell'inverter. Da qui, si ricava la potenza necessaria per i tre moduli.

2. PCBA del VE-TracTM Dual Evaluation Kit

Il consumo necessario per il circuito di gate è stato stimato considerando un consumo pari al 50% della potenza dissipata dal gate per comandare gli IGBT delle gambe di inverter.

3. LEM del VE-TracTM Dual Evaluation Kit

Il sensore di corrente *HC5FW 900-S/SP1* ha un consumo continuativo. Dunque, è possibile ricavare il valore della potenza totale necessaria per alimentare i tre LEM presenti sul PCBA. Inoltre, è stato tenuto conto di un fattore di maggiorazione del

50% per tener conto dei consumi dovuti alla scheda driver e al buck presente sulla scheda di controllo.

4. Regolatori di tensione

I regolatori di tensione scelti dissipano al massimo 2W l'uno.

Nota la potenza totale ricavata dai precedenti ragionamenti e considerando che la configurazione non è definitiva per le ragioni esposte, si suppone che la potenza che dovrà essere fornita ai sistemi alimentati dal MCU sia pari a 22W. Da questo valore è possibile ricavare la corrente che fluirà nel choke; ovvero pari a 1.5A. Nota la corrente, occorre considerare qual è lo spettro di frequenza che si vuole filtrare.

1. Induttanza di modo comune

Al fine di avere una frequenza di risonanza intorno a 10kHz, il parametro dell'induttanza è stato ricavato come segue:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_R}{2} \cdot 2C_y}} \quad (4.1)$$

2. Induttanza di modo differenziale

Allo scopo di rendere il sistema immune privo di emissioni, è stato supposto di avere una frequenza di taglio pari o inferiore a 1kHz. il parametro dell'induttanza di dispersione è stato ricavato come illustrato di seguito:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_\sigma \cdot C_x}} \quad (4.2)$$

In conclusione, la bobina di arresto scelta è la B82721A2152N001.

In figura 4.7 è riportato il filtro EMI definitivo per l'applicazione ed è possibile notare che è stato predisposto un doppio sistema per la connessione a terra del filtro. Infatti, è possibile connettere il filtro a terra tramite il connettore J30 di tipo faston 7471212 o connetterlo al ground della Control Board.

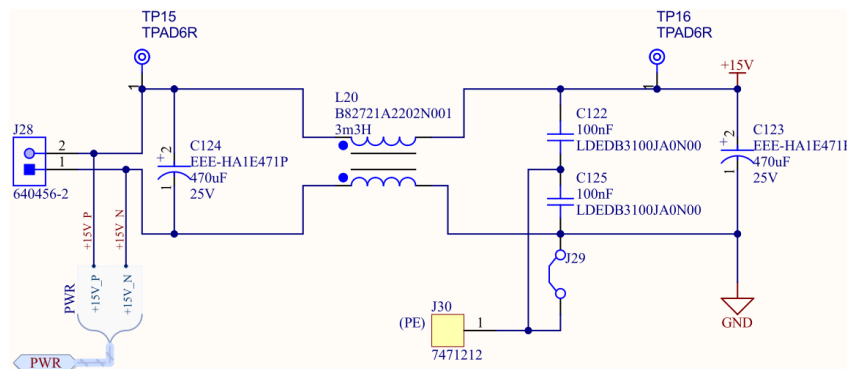


Figura 4.7: Schematico del filtro EMI.

In uscita dal sistema sono forniti i +15V necessari per andare ad alimentare l'Evaluation Board e il convertitore buck presente sulla scheda di controllo. Come è possibile notare dallo schematico mostrato in 4.8, l'EV-Kit può essere alimentato anche con una alimentazione esterna tramite il connettore di servizio J20. La seguente predisposizione è stata sviluppata per effettuare test o nel caso in cui è necessario alimentare separatamente i due sistemi. Questa configurazione può essere implementata andando a disconnettere elettricamente le gocce J16 e J18, le quali sono connesse elettricamente all'uscita del filtro EMI.

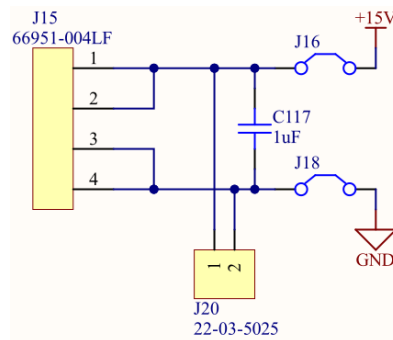


Figura 4.8: Schematico della doppia alimentazione del EV-Kit.

4.2.3 Convertitore buck

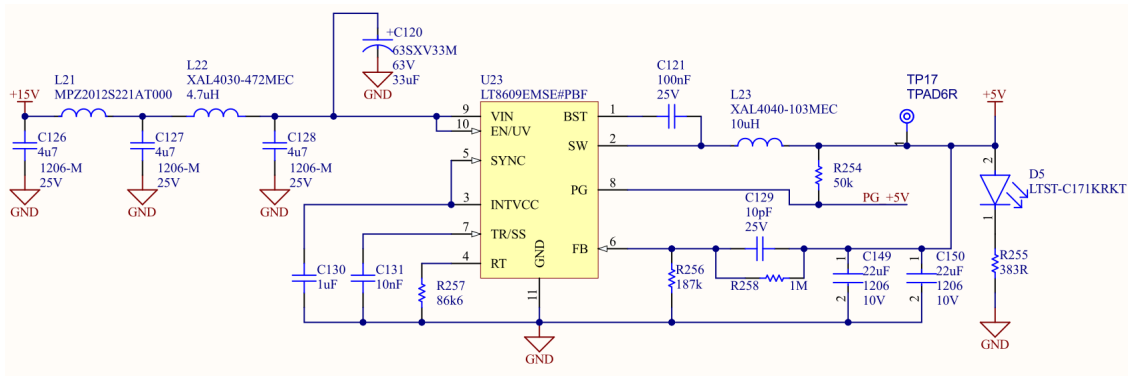


Figura 4.9: Schematico del convertitore buck.

L'alimentazione fornisce +15V, necessari per alimentare l'EV-Kit, ma il circuito necessita di una tensione inferiore; quindi, è stato inserito un convertitore buck che diminuisce il livello di tensione da +15V a +5V. I regolatori buck sono ampiamente utilizzati per ridurre la tensione di ingresso ad una tensione di uscita desiderata in modo efficiente ed efficace. La scelta del convertitore buck è stata effettuata valutando diversi parametri chiave tali da garantire un funzionamento stabile ed efficiente del circuito. Di seguito sono elencati i criteri di scelta e i parametri considerati:

- La tensione in ingresso deve essere compatibile con la tensione massima che il regolatore può gestire, in questo caso pari a +15V;
- La tensione in uscita desiderata è di +5V e deve essere stabile anche in presenza di variazioni nella tensione di ingresso e nei carichi di corrente la tensione desiderata in uscita è di +5V;
- La corrente di uscita massima fornita dal regolatore al carico non deve superare la sua capacità massima dichiarata;
- L'efficienza energetica è parametro importante per ridurre le perdite energetiche dovute alla conversione da +15V a +5V;
- La frequenza di commutazione del regolatore influisce sulle dimensioni degli induttori e sui requisiti di filtraggio dell'EMI.

Sulla base dei parametri sopra elencati, è stato scelto il *LT8609EMSE#PBF*. È stata implementata la soluzione *Ultralow EMI 5V 2A Step – Down Converter* in modo tale da avere il più basso livello di interferenza elettromagnetica. Questo regolatore ha il segnale di monitoraggio “power good” che permette di indicare che l'alimentazione è stabile e che la tensione di uscita è all'interno di limiti accettabili. Quando la tensione di uscita regolabile dell'*LT8609* rientra nella finestra di 8,5% del punto di regolazione, ovvero una tensione V_{FB} compresa nell'intervallo tipico $0,716V \div 0,849V$, la tensione di uscita è considerata accettabile. Il pin PG diventa un pin ad alta impedenza e viene tipicamente tirato su con una resistenza esterna; in caso contrario, il dispositivo di pull-down interno tirerà il pin PG verso il basso. La resistenza esterna R_{256} è stata scelta appositamente per avere in uscita una tensione pari a +5V.

Oltre questo componente, sono stati scelti altri componenti per andare a garantire la stabilità del circuito ed implementare la configurazione a basse EMI, come visibile in figura 4.9. Le linee guida per la scelta sono riportate nel datasheet del componente.

4.2.4 Regolatore di tensione

I regolatori di tensione consentono di creare un sistema isolato. Tale separazione risulta utile per garantire l'integrità dei segnali in parti sensibili del circuito e per evitare la propagazione di rumori nel sistema. Dunque, è stato scelto di isolare le alimentazioni per i segnali encoder, i segnali inviati a dSPACE e per i segnali CAN.

La scelta del regolatore dedicato alla realizzazione dell'alimentazione per l'encoder è ricaduta su un regolatore che riesce a fornire una potenza pari a 2W, in quanto soltanto il resolver necessita di una potenza pari a 0.7W. I parametri da considerare per scegliere un regolatore sono gli stessi utilizzati ed esplicitati nel paragrafo 4.2.3. È stato scelto il *RSE-0505S/H2* poiché, oltre alla congruenza delle tensioni, accetta un carico capacitivo in uscita molto alto, pari a $6800\mu F$, e un carico minimo in uscita pari allo 0%. È un aspetto molto interessante in quanto, essendo questo un progetto sperimentale, non è ben

noto il carico da gestire.

In questo regolatore è stato necessario non utilizzare il segnale di monitoraggio del “power good” in quanto superfluo ma anche perché il pin dissiperebbe molta corrente affinché sia aperto, in quanto è un segnale negato.

Il filtro LC posto in ingresso al regolatore di tensione è stato dimensionato secondo quanto riportato dal datasheet. La figura 4.10 mostra il filtro dimensionato per avere una frequenza di taglio pari a $20kHz$.

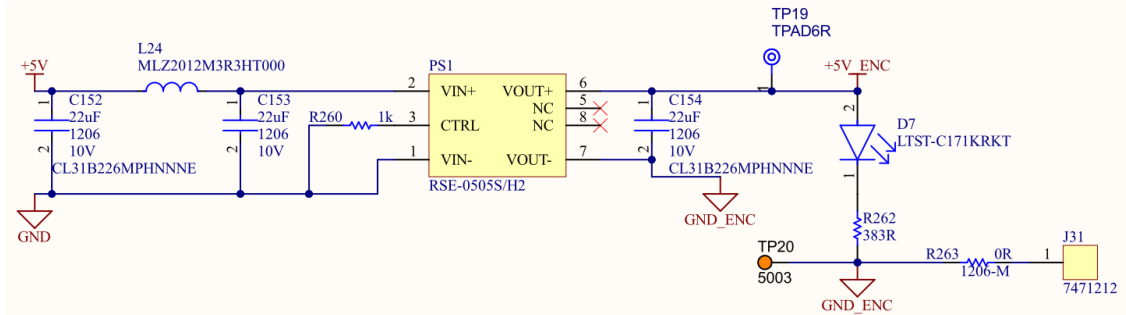


Figura 4.10: Schematico del regolatore di tensione.

Come è possibile notare in figura 4.10, il connettore *J31* è un faston *7471212* ed è connesso ad una resistenza con case da *1206* e con valore da 0Ω . La disposizione adotta ha lo scopo di poter avere un potenziale di riferimento esterno nel caso in cui fossero presenti interferenze nel sistema.

Per comodità e per non avere una vastità di componenti, questo componente è stato scelto anche per andare ad alimentare l’interfaccia esterna per dSPACE.

Per l’alimentazione di uno dei due segnali CAN è stato scelto un regolatore di tensione dedicato ma differente da quello precedentemente scelto poiché per alimentare questo sistema occorre una potenza inferiore e stimata a $0.5W$. È stato scelto il convertitore DC/DC *UCC12040*. Anche questo dispositivo ha in ingresso un filtro LC dimensionato in maniera analoga al precedente.

4.2.5 Regolatore di tensione lineare

Per poter alimentare le linee da $+3.3V$ analogiche e le $+3.3V$ digitali, è stato scelto il regolatore LDO con power good *TPS7A2633DRVR*. I criteri di scelta utilizzati sono quelli riportati nel paragrafo 4.2.3.

È stato scelto un regolatore di tensione a basso dropout (LDO) anziché un buck in questo caso in quanto questi dispositivi regolano la tensione di uscita in modo continuo senza cicli di commutazione. Ne consegue che gli LDO tendono a generare meno rumore rispetto ad alcuni regolatori switching. Ciò è particolarmente vantaggioso in applicazioni in cui la qualità del segnale è critica, come nel caso di segnali analogici. Inoltre, nella zona operativa di questo dispositivo, detta regione di dropout, il componente

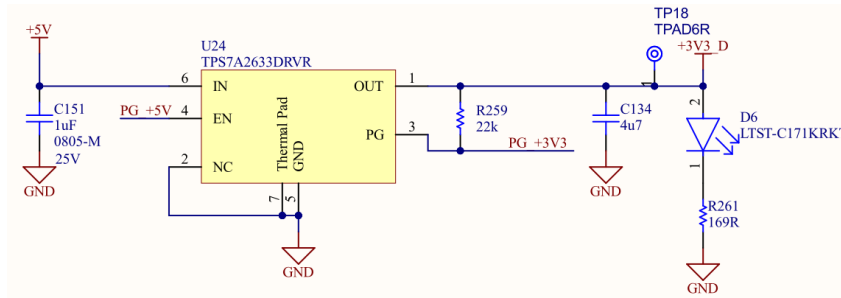


Figura 4.11: Schematico del regolatore di tensione lineare.

ha un comportamento simile a un resistore. Questo significa che, durante questa fase, il dispositivo è in grado di regolare la tensione anche in risposta a piccoli cambiamenti o salti senza richiedere un ampio margine di salto. Questa caratteristica è particolarmente significativa in situazioni in cui si verificano cambiamenti repentini o piccoli disturbi nella tensione di alimentazione. Invece di richiedere un margine di salto considerevole per adattarsi a tali variazioni, il dispositivo è in grado di regolare la tensione nella regione di dropout, garantendo una risposta efficiente e precisa.

Il *TPS7A2633DRVR* è equipaggiato con la funzionalità di "power good" che permette di fornire l'alimentazione al LDO dedicato ai +1.8V quando il livello di tensione 3V3 è stabile. Il componente scelto appartiene alla stessa famiglia degli LDO utilizzati per fornire l'alimentazione a +3.3V ed è il *TPS7A2618DRVR*.

L'alimentazione da +1.8V è necessaria per andare ad alimentare il core della CPLD (come riportato nel paragrafo 4.7).

4.3 Interfaccia dei sensori di posizione

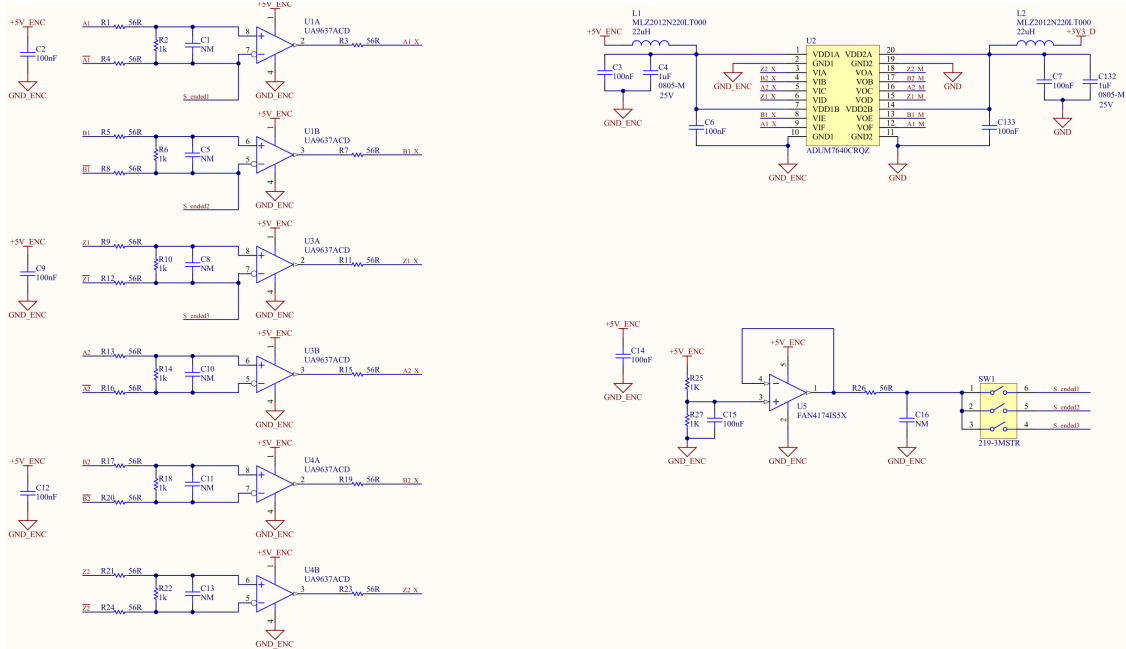


Figura 4.12: Schematico dell'acquisizione dei segnali di posizione.

Un sensore di posizione è un dispositivo utilizzato per misurare la posizione angolare di un oggetto in movimento, misura necessaria ai fini del controllo del motore. Dato che non è noto a priori il sensore di posizione che verrà utilizzato, in quanto questa applicazione ha lo scopo di andare a testare motori generici, è stato deciso di predisporre due differenti ricevitori in modo tale da potersi adattare a tutte le esigenze. Entrambi i sensori di posizione avranno un condizionamento del segnale dedicato e l'utente potrà scegliere quale dei due segnali utilizzare; infatti, a tal scopo è stato dedicato un pin del microcontrollore (SEL_ENC) per indicare quale segnale acquisire (paragrafo 4.8). In generale, la scelta tra resolver ed encoder dipende dalle esigenze specifiche dell'applicazione, dalla precisione richiesta, dalla robustezza richiesta e dalla facilità di integrazione con il sistema di controllo. Inoltre, il segnale in uscita dal resolver, essendo un segnale analogico, verrà convertito in segnale digitale compatibile con il sistema di controllo digitale della Control Board. A tal fine verrà utilizzato il convertitore analogico-digitale (ADC) *MSX-RDC-17* che alimenterà e gestirà l'acquisizione dei dati del resolver. Esso converte il valore di posizione trasmesso dal resolver in segnali di uscita digitali incrementali. La risoluzione dell'uscita incrementale può essere regolata tramite l'interruttore sul lato anteriore dell'*MSX-RDC-17*.

Fatta l'opportuna conversione, è possibile trattare i segnali in uscita dal ADC come quelli in uscita dall'encoder. I segnali sono acquisiti tramite i connettori *J19* e *J23*; non sono stati scelti i connettori D-Sub perché, data la loro forma costruttiva, risulterebbe poco

pratica la connessione con il sistema progettato.

Ogni segnale in uscita da ogni tipo di encoder è digitale; quindi, i segnali commuteranno tra quasi 0V e quasi 5V (per un encoder a 5V) ovvero, in termini digitali, commuteranno tra lo stato logico 0 e 1. Risulterà in uscita un segnale ad onda quadra.

Tipicamente vengono utilizzati in questo ambito encoder di tipo differenziale in quanto è un tipo di encoder che utilizza un'interfaccia a linea differenziale per trasmettere i segnali di posizione. Questo tipo di configurazione è spesso utilizzato in ambienti industriali in cui è necessaria una trasmissione di segnali robusta e resistente alle interferenze elettromagnetiche. Infatti, encoder con terminazione singola possono avere i seguenti svantaggi:

- All'aumentare della lunghezza della distanza di cablaggio, il segnale commutato può subire una attenuazione a causa della resistenza o della capacità dei cavi, in particolare quest'ultima incide sulla velocità del transitorio del segnale commutato causando dei rallentamenti. Questa situazione può essere pericolosa in caso di velocità del rotore elevate poiché restituirebbe un'informazione sbagliata sulla posizione, con conseguente errore sul controllo;
- In ambienti elettricamente rumorosi, il segnale può essere soggetto a distorsioni o interferenze e ciò può influenzare negativamente la qualità delle informazioni trasmesse.

Essendo incerta la lunghezza del cavo, è stato deciso di prediligere la segnalazione differenziale.

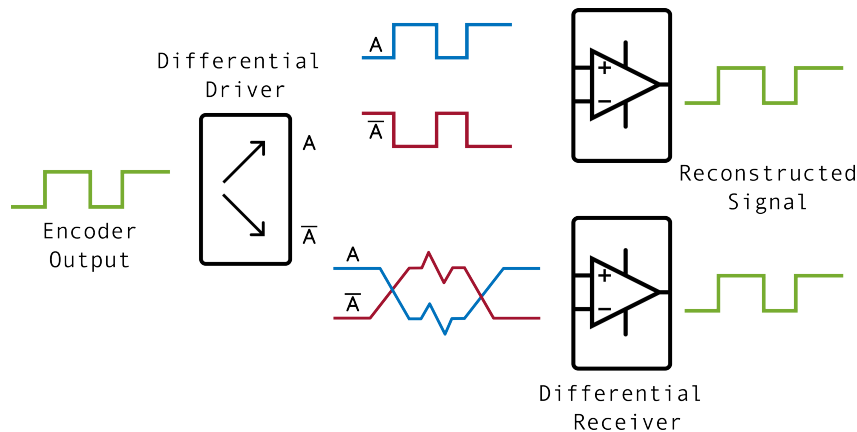


Figura 4.13: Segnale differenziale.

Il segnale differenziale viene trasmesso tramite l'ausilio di due conduttori, sfruttando la differenza di tensione tra di essi: uno corrisponde al segnale originale, mentre l'altro è un segnale esattamente opposto o complementare. Il segnale utile è rappresentato dalla differenza tra le tensioni nei due conduttori. Questa differenza di tensione rende

il sistema più resistente alle interferenze esterne, poiché le interferenze esterne spesso agiscono in modo simile su entrambi i conduttori (la differenza di tensione tra di essi rimane relativamente invariata) permettendo al ricevitore di distinguere il segnale utile dal rumore. La differenza dei due segnali viene fatta, nel caso del presente progetto, dal ricevitore di linea *UA9637ACP* il quale riceve i segnali dal connettore *J19* e *J23*. Dopo aver elaborato il segnale, esso sarà inviato alla CPLD la quale invierà a sua volta queste informazioni al microcontrollore e a dSPACE, descritti nei paragrafi 4.7 e 4.8. Il componente scelto permette di effettuare la rielaborazione del segnale per poter essere usato dalla CPLD. È stato scelto un doppio ricevitore di linea per questioni di ingombri.

4.3.1 Single-ended

Alcuni tipi di encoder, a differenza dei resolver, hanno la possibilità di emettere un solo segnale per ogni incremento di posizione. Questa tipologia di encoder è detta single-ended ed è utilizzata in applicazioni in cui la precisione del segnale di posizione non è vincolante per il controllo del sistema elettrico. Dato che la progettazione della Control Board in esame non è fatta per essere inserita in un sistema ben specifico ma per essere pronta ad accettare qualsiasi tipo di componente da analizzare, è stato pensato di inserire una linea dedicata per quei motori che utilizzano encoder a single-ended.

Per ridurre al minimo il numero di componenti, è stato deciso di non aggiungere un canale dedicato per l'acquisizione dei segnali provenienti dal single-ended ma utilizzare il canale dedicato all'encoder differenziale apportando delle accortezze, come è visibile in figura 4.14; non è possibile connettere direttamente un single-ended a questa configurazione poiché i segnali non connessi saranno flottanti.

Per evitare questo comportamento è necessario imporre il potenziale ai segnali negati, in modo che l'operazionale che esegue la differenza dei segnali possa rilevare una tensione differenziale in ingresso.

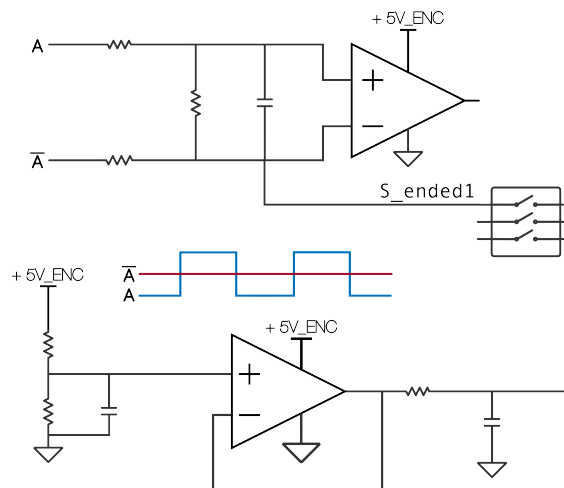


Figura 4.14: Soluzione per Single-Ended.

A tal scopo, è stato deciso di fissare il potenziale dei segnali negati al valore medio di 2.5V in modo tale che il sistema assuma il seguente comportamento:

- L' OP-AMP UA9637ACP propaga lo stato logico 0 quando la tensione del segnale principale è inferiore al valor medio della tensione;
- L'OP-AMP propaga lo stato logico 1 quando la tensione del segnale principale supera quella del segnale negato fissato al valor medio.

Il valor medio della tensione è stato ottenuto inserendo un partitore resistivo connesso all'inseguitore di tensione *FAN4174IS5X* il quale ha il compito di fornire la corrente necessaria e di seguire la tensione impostata dal parallelo. Nel calcolo del partitore inserito in ingresso, non è stata considerata la corrente di offset poiché il suo valore risulta trascurabile.

Per azionare il funzionamento da single-ended o da differenziale, è stato scelto di inserire l'interruttore *DIP 219-3MSTR* a tre posizioni.

4.3.2 *ADuM7640CRQZ*

È stato deciso di isolare i segnali in ingresso alla Control Board per ridurre il rischio di danni ai componenti e garantire la sicurezza. A tal scopo, è stato scelto di andare ad isolare i segnali provenienti dall'encoder e dal resolver dopo essere stati rielaborati dal ricevitore di linea. Un "digital isolator" (isolatore digitale) è un dispositivo elettronico utilizzato per isolare elettricamente segnali digitali tra due parti di un circuito. Questo tipo di componente è spesso impiegato in applicazioni in cui è necessario garantire l'isolamento galvanico per scopi di sicurezza, prevenire la propagazione di disturbi elettrici riducendone il rumore o conformità a normative specifiche. Nel caso specifico, è stato scelto l'*ADuM7640CRQZ* della *Analog Devices*, il quale è un digital insulator con trasformatore ad impulsi. La velocità di trasmissione dei dati attraverso l'isolatore è un'altra caratteristica importante e può andare da velocità moderate a velocità molto elevate, a seconda delle esigenze dell'applicazione. In questo caso è stato scelto di utilizzare un ADUM con velocità di trasmissione dati pari a *25Mbps*.

Nelle note di progettazione del datasheet, affinché possano essere ottenute le massime prestazioni e la conformità alle specifiche di progettazione del dispositivo, è raccomandato l'utilizzo di condensatori per bypassare l'alimentazione sui pin di ingresso e di uscita dell'*ADUM7640* al fine di:

- Filtrare l'alimentazione in modo tale da ridurre il rumore e le interferenze sulle linee di alimentazione assorbendo eventuali picchi di tensione e filtrando le variazioni rapide del segnale, garantendo una tensione più stabile ai pin di alimentazione dell'*ADUM7640*;
- Stabilizzare la tensione riducendo il rischio di oscillazioni indesiderate o di fluttuazioni nella fornitura di energia;

- Ridurre la risposta transitoria agli eventi improvvisi, come cambiamenti repentini nella richiesta di corrente per garantire la stabilità del sistema.

È stato deciso di inserire due condensatori ceramici da $1\mu F$ e $100nF$ per avere un campo di filtraggio più esteso, con l'accortezza di disporre i condensatori con valore inferiore più vicini al dispositivo nel momento dello sbroglio. Inoltre, è stata inserita l'induttore *MLZ2012N220LT000* da $22\mu F$ con finalità simile ai condensatori ma per la corrente ottenendo un filtro LC. Il filtro è lo stesso che verrà utilizzato, sia in ingresso che in uscita, per gli ADUM presenti sulla Control Board.

4.4 Interfaccia dei sensori di temperatura

La rilevazione e il monitoraggio accurato della temperatura sono di fondamentale importanza in ambienti sensibili al calore. Questi segnali termici forniscono informazioni importanti per gestire in modo ottimale la dissipazione del calore e prevenire il surriscaldamento, contribuendo così al mantenimento del corretto funzionamento e prolungando la durata di vita dei componenti critici.

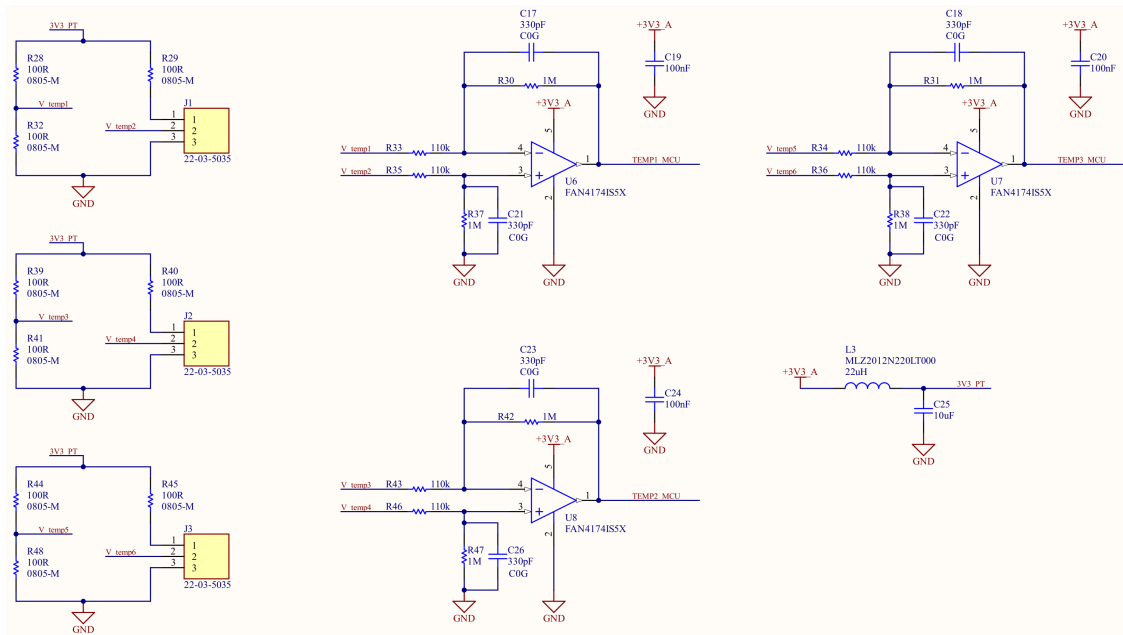


Figura 4.15: Schematico dell'interfaccia dei sensori di temperatura.

Come illustrato nella figura 4.15, il sistema di acquisizione dei segnali di temperatura prevede l'installazione di tre sensori *PT100*. Il sistema potrà acquisire o i segnali di temperatura dalla macchina under test o i segnali per monitorare la temperatura dell'acqua in ingresso e in uscita dal dissipatore dell'EV-Kit (in accordo con il paragrafo 4.1.1). L'analisi dei segnali di temperatura acquisiti consentirà di identificare eventuali inefficienze o anomalie, fornendo una base solida per migliorare la gestione termica complessiva e ottimizzare l'efficienza energetica. Tali informazioni saranno utili per adottare interventi correttivi tempestivi, ottimizzando le prestazioni complessive del sistema e garantendo una maggiore affidabilità nel lungo termine.

Le *PT100* sono sensori di temperatura che sfruttano la correlazione della variazione della resistenza al variare della temperatura. Questi sensori sono costruiti con un filo di platino puro come elemento sensibile. Il platino, essendo un metallo, presenta una relazione lineare e riproducibile tra la sua resistenza e la temperatura, conferendogli affidabilità nell'ambito della misurazione termica. Ne consegue che la resistenza del filo di platino

varia in modo lineare al variare della temperatura secondo una relazione definita. Una volta ottenuta la resistenza, è possibile risalire al valore di temperatura corrispondente, facendo riferimento a una tabella tecnica, comunemente conosciuta come LUT (Look Up Table).

La misurazione della resistenza richiede la valutazione di due grandezze elettriche fondamentali: la tensione e la corrente. Tuttavia, misurare la corrente direttamente rappresenta un problema pratico, poiché l'iniezione di una corrente significativa risulterebbe problematica all'interno di un circuito elettronico. A tale scopo, è stato optato per la realizzazione di un ponte di Wheatstone, una configurazione utilizzata per misurare una resistenza incognita noti i valori delle altre tre resistenze presenti nel circuito.

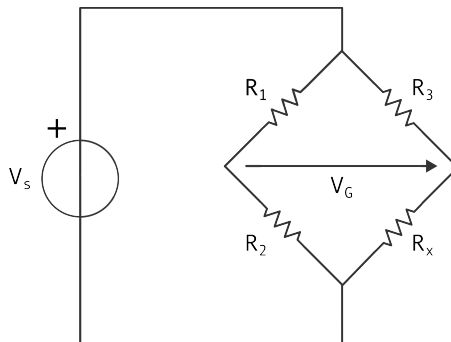


Figura 4.16: Ponte di Wheatstone.

La sua configurazione circuitale, illustrata nella figura 4.16, prevede quattro resistenze collegate in serie a due a due e la tensione viene misurata tra i punti intermedi dei due rami. Il ponte può operare sia in condizioni di equilibrio, con tensione nulla, sia in uno stato squilibrato, con tensione diversa da zero. Lo studio inizia con la condizione di equilibrio, dove V_G è pari a zero, ottenuta stabilendo il valore di tre resistenze pari a quello della resistenza *PT100* a 0°C , ovvero 100Ω . Questa soluzione è adatta al caso in analisi perché in uscita occorre misurare soltanto la tensione ed è possibile correlarla alla variazione di resistenza anziché al suo valore assoluto. La relazione tra la resistenza incognita e la tensione V_G è stata ricavata partendo dalla relazione tra la tensione V_G e le resistenze e la corrente che scorre nei due rami:

$$\begin{cases} V_G = R_x \cdot I_2 - R_2 \cdot I_1 \\ I_1 = \frac{1}{R_1 + R_2} \cdot V_S \\ I_2 = \frac{1}{R_3 + R_x} \cdot V_S \\ R = R_1 = R_2 = R_3 \end{cases} \quad (4.3)$$

Successivamente, è stato esplicitato il valore della resistenza incognita rispetto alle

variabili note:

$$V_G = \left(\frac{R_x}{R + R_x} - \frac{R}{R + R} \right) \cdot V_S \quad (4.4)$$

$$R_x = \frac{\frac{V_G}{V_S} + \frac{1}{2}}{1 - \left(\frac{V_G}{V_S} + \frac{1}{2} \right)} \cdot R \quad (4.5)$$

Tuttavia, va notato che la tensione in uscita dal ponte non è riferita a massa ma è flottante. Dunque, è necessario l'uso di un amplificatore differenziale per riferire la tensione a massa ed amplificarla opportunamente. I segnali verranno acquisiti tramite i connettori $J1$, $J2$ e $J3$ di tipo spox con passo di $2.50mm$ (22-03-5035) e occorre progettare un circuito di condizionamento tale da avere:

$$\begin{cases} V_G = 0V @ 0C \\ V_G = 3.3V @ 150C \end{cases} \quad (4.6)$$

Considerando il range di tensione in uscita, l'amplificatore operazionale scelto è il *FAN4174IS5X*. Dalle specifiche risulta che a $0^\circ C$ la tensione in uscita debba valere $0V$. Questo avviene quando la tensione differenziale del ponte è nulla, cioè quando il ponte è in equilibrio e vale:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_x} \quad (4.7)$$

Ne risulta che, sostituendo R_x con il valore della resistenza della *PT100* a $0^\circ C$ (100Ω) si ottiene la configurazione del ponte di Wheatstone illustrata in figura 4.16. A $150^\circ C$ la resistenza della *PT100* vale 157.75Ω , ne consegue che la tensione misurata varrà $365.9mV$ in accordo con l'equazione 4.4. Per ottenere $3.3V$ in uscita riferiti a massa è necessario ridimensionare questo valore. Il guadagno richiesto è:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_G} = \frac{3.3V}{365.9mV} = 9,018 \quad (4.8)$$

Questo valore serve a dimensionare le resistenze dello stadio amplificatore differenziale posto a valle del ponte Wheatstone. Il sistema che permette di condizionare tali misure è illustrato in figura 4.17

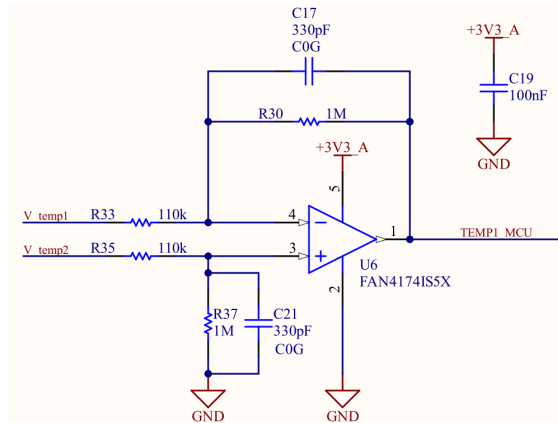


Figura 4.17: Circuito per condizionare opportunamente il segnale.

Ne consegue che il valore delle resistenze può essere ricavato come quanto segue:

$$A_v = \frac{R_f}{R_{in}} \quad (4.9)$$

Ponendo le resistenze in ingresso pari a $110k\Omega$, è possibile ricavare la resistenza di filtro in accordo con l'equazione 4.8, ottenendo un valore pari a $992k\Omega$.

Inoltre, sono stati inseriti due condensatori che fungono da filtro. Il filtro è stato dimensionato per avere una frequenza di taglio circa di $500Hz$ in quanto la grandezza misurata è la temperatura ed essa non varia con una costante di tempo di un ordine di grandezza pari a quelle del mondo elettrico.

Al fine di evitare errori sulla misura di questa grandezza ed evitare la propagazione del rumore, è stato inserito un filtro LC con lo scopo di andare a disaccoppiare il ponte di Wheatstone dal circuito di condizionamento. Questo accorgimento risulta necessario dato che le sonde di temperatura possono essere delle vie a bassa impedenza e sono connesse in luoghi difficoltosi, come gli avvolgimenti di un motore.

Una volta condizionati i segnali, verranno inviati e gestiti dal microcontrollore.

4.5 Interfaccia analogica

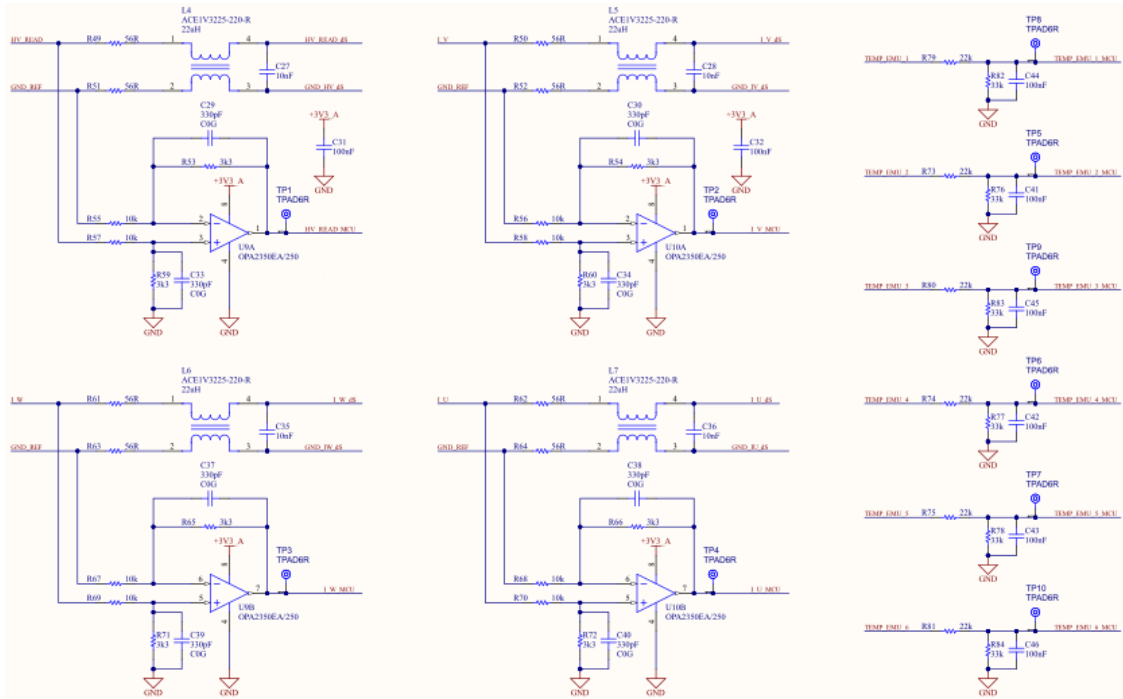


Figura 4.18: Schematico dell'interfaccia analogica.

Il presente capitolo si dedica all'analisi dell'acquisizione e del condizionamento dei segnali analogici mediante il connettore J12, il quale è direttamente connesso all'EV-Kit. Con riferimento al datasheet dell'Evaluation Kit, sono stati identificati i livelli di tensione dei segnali acquisiti, come indicato nella tabella 4.4. I segnali che verranno gestiti e illustrati in questo paragrafo sono illustrati in figura 4.18 e sono: i segnali di corrente delle fasi U, V e W dell'inverter, il segnale di presenza tensione del DC Link e i sei segnali dei sensori di temperatura, uno per ogni gamba dell'inverter.

No.	Nome	Tipo	Livello	Descrizione
1	GND	Ground	-	Riferimento per PWM
2	PWM_W_LS	Digital I/O	0 ÷ 3.3V OR 5V	Ingresso logico PWM
3	GND	Ground	-	Riferimento per PWM
4	PWM_W_HS	I/O Digitale	0 ÷ 3.3V OR 5V	Ingresso logico PWM

No.	Nome	Tipo	Livello	Descrizione
5	TEMP_EMU_2	Uscita analogica	0 ÷ 5V	Sensore temperatura fase W (LS)
6	TEMP_EMU_1	Uscita analogica	0 ÷ 5V	Sensore temperatura fase W (HS)
7	HV READ	Uscita analogica	0 ÷ 10V	DC Link feedback
8	LEM_PHASE_W	Uscita analogica	0 ÷ 10V	Uscita LEM fase W
9	POS 15V	Uscita analogica	15V	Potenza in uscita riferita a GND
10	TEMP_EMU_4	Uscita analogica	0 ÷ 5V	Sensore temperatura fase V (LS)
11	GND	Ground	-	Riferimento per PWM
12	PWM_V_LS	I/O Digitale	0 ÷ 3.3V OR 5V	Ingresso logico PWM
13	GND	Ground	-	Riferimento per PWM
14	PWM_V_HS	I/O Digitale	0 ÷ 3.3V OR 5V	Ingresso logico PWM
15	TEMP_EMU_3	Uscita analogica	0 ÷ 5V	Sensore temperatura fase V (HS)
16	LEM_PHASE_V	Uscita analogica	0 ÷ 10V	Uscita LEM fase V
17	READY	I/O Digitale	0 ÷ 3.3V OR 5V	Ingresso logico PWM
18	LEM_PHASE_U	Uscita analogica	0 ÷ 10V	Uscita LEM fase U
19	TEMP_EMU_5	Uscita analogica	0 ÷ 5V	Sensore temperatura fase U (HS)
20	TEMP_EMU_6	Uscita analogica	0 ÷ 5V	Sensore temperatura fase U (LS)
21	GND	Ground	-	Riferimento per PWM
22	PWM_U_LS	I/O Digitale	0 ÷ 3.3V OR 5V	Ingresso logico PWM
23	GND	Ground	-	Riferimento per PWM
24	PWM_U_HS	I/O Digitale	0 ÷ 3.3V OR 5V	Ingresso logico PWM

Tabella 4.4: Segnali acquisiti da connettore J2 dell'EV-Kit.

Le grandezze acquisite, una volta prelevate tramite il connettore J12, sono destinate

a essere trasmesse sia a dSPACE che al microcontrollore. Tuttavia, questa operazione richiede uno stadio di condizionamento adattando il segnale in base ai requisiti specifici di tensione di acquisizione del ricevente. Questo capitolo esplorerà in dettaglio le scelte progettuali effettuate per garantire una gestione ottimale di tali segnali analogici.

4.5.1 Condizionamento dei segnali per dSPACE

dSPACE è un'azienda specializzata nella fornitura di soluzioni hardware e software per lo sviluppo e il test di sistemi embedded. In particolare, dSPACE offre sistemi di simulazione e testing hardware-in-the-loop (HIL). Questo approccio consente di ridurre i costi di sviluppo, accelerare i tempi di progettazione e migliorare la qualità dei sistemi embedded.

Per garantire una comunicazione efficace tra la scheda di controllo e il sistema dSPACE, si è optato per il trasferimento differenziale dei segnali analogici delle fasi U, V e W, del segnale di presenza tensione del DC Link e del relativo segnale di riferimento. La decisione di non condizionare i segnali è giustificata dal fatto che i livelli di tensione sono compatibili tra mittente e ricevente. Tuttavia, al fine di prevenire la propagazione di rumori indesiderati e garantire una connessione affidabile, è stato introdotto un filtro LC, mostrato in figura 4.19. Questo filtro è stato progettato per disaccoppiare la scheda di controllo e il sistema dSPACE, considerando che i due sistemi potrebbero essere connessi a terra in punti diversi; ciò comporta la creazione di possibili ricircoli di corrente indesiderati.

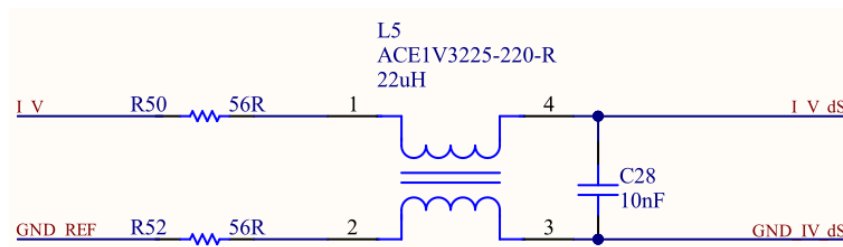


Figura 4.19: Condizionamento dei segnali analogici da inviare a dSPACE.

Il filtro LC è composto da un condensatore ceramico da $10nF$ e l'induttanza di modo comune $ACE1V3225-220-R$, uno per ogni linea. Questi componenti consentono di fornire un'impedenza di modo comune e una di modo differenziale, contribuendo a ridurre i disturbi e migliorare la qualità del segnale trasmesso. La scelta dei componenti è stata effettuata in modo tale da avere una frequenza di taglio maggiore di una decade rispetto alla frequenza di commutazione e compresa nell'intervallo $100 \div 300kHz$, garantendo un campionamento adeguato e una risposta ai segnali in linea con le specifiche del sistema. Analogamente, è stato applicato lo stesso approccio al segnale di feedback sulla tensione del DC Link, garantendo coerenza nella progettazione e implementazione del filtro LC per prevenire interferenze indesiderate.

Il connettore responsabile della trasmissione dei segnali analogici a dSPACE è il J17

(*XG4A-1031*), al quale è stata connessa una resistenza che offre la possibilità di vincolare il livello di tensione dello schermo. L'inclusione di questa resistenza consente di collegare lo schermo ad un potenziale noto, in particolare al riferimento di terra GND, nel caso in cui sia necessario schermare i cavi di trasmissione dei segnali analogici. Questa pratica offre un'efficace protezione dai fenomeni esterni e contribuisce a minimizzare il rumore che potrebbe altrimenti essere trasmesso all'esterno del sistema.

L'obiettivo principale di schermare i connettori delle grandezze analogiche è ridurre le interferenze elettromagnetiche (EMI) o le interferenze radiofrequenza (RFI) che potrebbero compromettere la qualità del segnale analogico durante la trasmissione o la ricezione. Queste interferenze potrebbero influenzare la precisione del processo di comunicazione dei dati. La connessione della resistenza di vincolo al GND contribuisce a stabilizzare lo schermo, mantenendo il potenziale dello schermo a un livello costante, garantendo così un'efficace schermatura del cavo e una maggiore integrità del segnale analogico.

4.5.2 Condizionamento dei segnali per il microcontrollore

I segnali destinati al microcontrollore sono stati derivati parallelamente da quelli inviati a dSPACE. È stato seguito un processo di condizionamento analogo a quello descritto nel paragrafo 4.4, relativo al condizionamento dei segnali provenienti dai sensori di temperatura mediante le *PT100*. Anche in questa fase, i segnali vengono appositamente condizionati per garantire che il loro livello di tensione sia compatibile con quello richiesto dal microcontrollore. A differenza dei segnali provenienti dai sensori di temperatura, il livello di tensione del segnale in ingresso varia nell'intervallo $0V \div 5V$.

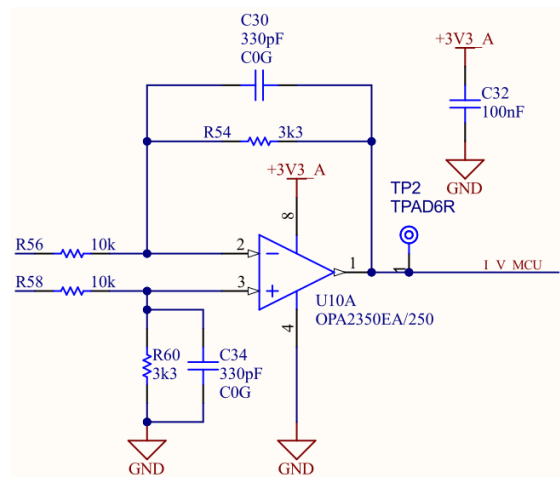


Figura 4.20: Condizionamento dei segnali analogici da inviare al microcontrollore.

Come evidenziato nella figura 4.20, il circuito di amplificazione utilizzato presenta lo stesso schema del caso precedente, ma è stato selezionato il componente *OPA2350EA/250*

che ottimizza lo spazio disponibile. All'interno del case, infatti, sono presenti due amplificatori operazionali, riducendo gli ingombri sulla scheda e migliorando la gestione delle connessioni e del trasporto dei segnali.

I calcoli e i ragionamenti effettuati in questa fase sono analoghi a quelli descritti nel capitolo 4.4. La scelta della frequenza di taglio segue lo stesso criterio del paragrafo 4.5.1. Va notato che, idealmente, la soluzione migliore sarebbe stata campionare utilizzando un metodo adattivo, come la media mobile. Tuttavia, il microcontrollore selezionato non dispone di una velocità di acquisizione dati sufficiente per implementare questo adattamento senza sovradimensionare il sistema.

Per quanto riguarda i segnali di temperatura acquisiti dall'EVK, saranno gestiti esclusivamente dal microcontrollore. Il livello di tensione dei segnali acquisiti è di 5V e, per adeguarli al livello di tensione dei pin del microcontrollore, è stato utilizzato un condizionamento passivo utilizzando un partitore resistivo con valori pari a $2.2k\Omega$ e $3.3k\Omega$. Inoltre, il segnale è stato filtrato con una frequenza di taglio pari a $1kHz$. Il condizionamento passivo dei segnali analogici delle temperature degli IGBTs dell'inverter è illustrato in figura 4.21.

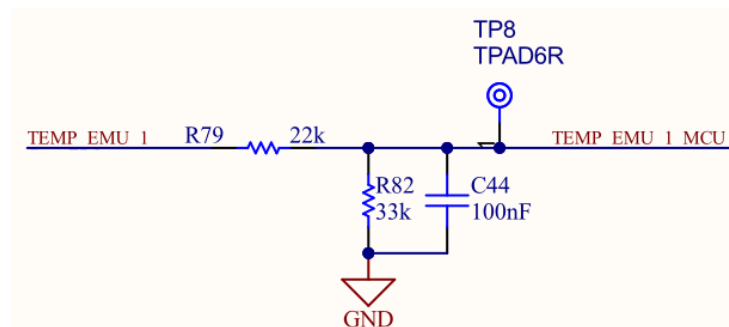


Figura 4.21: Condizionamento passivo dei segnali di temperatura.

A seguito, viene fornita la tabella 4.5 che illustra le scale di acquisizione dei segnali di corrente, tensione e temperatura illustrati in questo capitolo.

Segnale	EV-Kit	Control Board
Corrente di fase	-900A@0V +900A@10V	-900A@0V +900@3.3V
Tensione DC-Link	0V@0V 500V@10V	0V@0V 500V@3.3V
Sensore di temperatura	65°C@3.044V 130°C@3.496V	65°C@0V 130°C@3.3V

Tabella 4.5: Scale di acquisizione dei segnali.

4.6 Interfaccia dei segnali logici

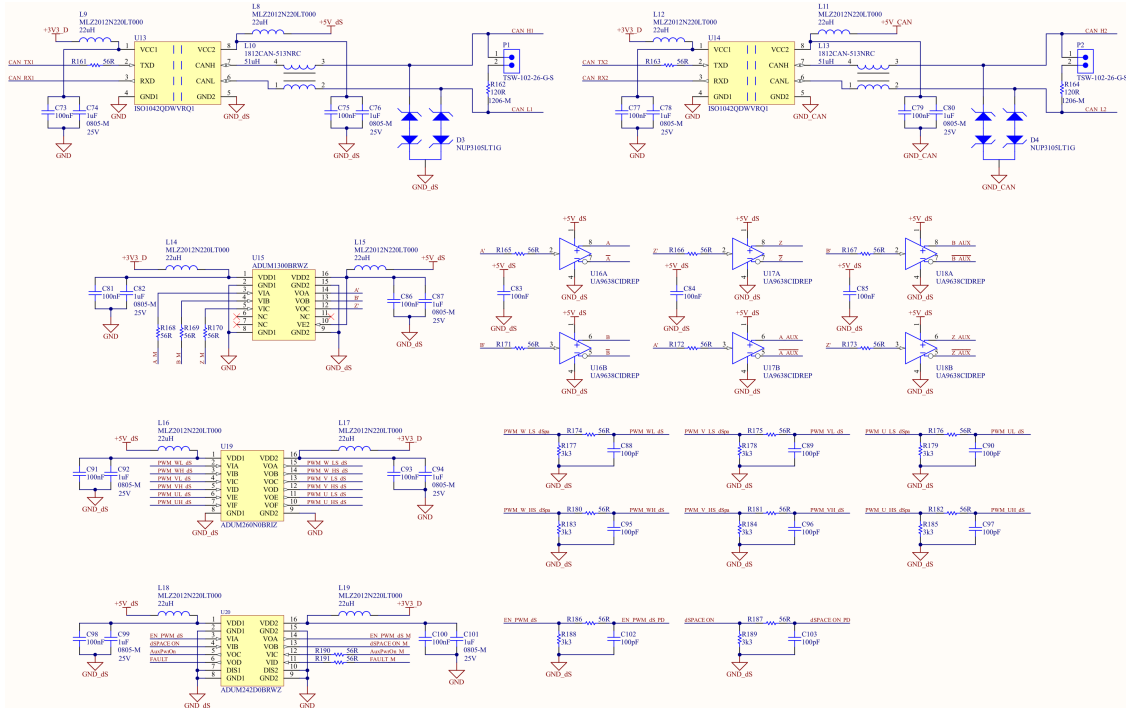


Figura 4.22: Schematico dell'interfaccia dei segnali logici.

In un contesto di progettazione di circuiti stampati, l'interfaccia logica consente la possibilità di interfacciare i diversi componenti del circuito con dispositivi esterni, in questo caso dSPACE. La figura 4.22 illustra i componenti che consentono la connessione e la gestione delle relazioni logiche tra di essi, garantendo un corretto trasferimento e interpretazione dei segnali. Le funzionalità incorporate in questo blocco comprendono:

- Acquisizione dei segnali PWM generati da dSPACE;
- Acquisizione/trasmissione dei segnali CAN;
- Trasmissione dei segnali provenienti dal sensore di posizione.

Al fine di mitigare il rischio di danni ai componenti e assicurare la sicurezza complessiva del sistema, è stata adottata la decisione di isolare i segnali in ingresso alla Control Board. Tale isolamento viene implementato mediante l'utilizzo di un "digital isolator", in conformità con quanto precedentemente discusso nella sezione 4.3.2.

4.6.1 Gestione dei segnali logici PWM

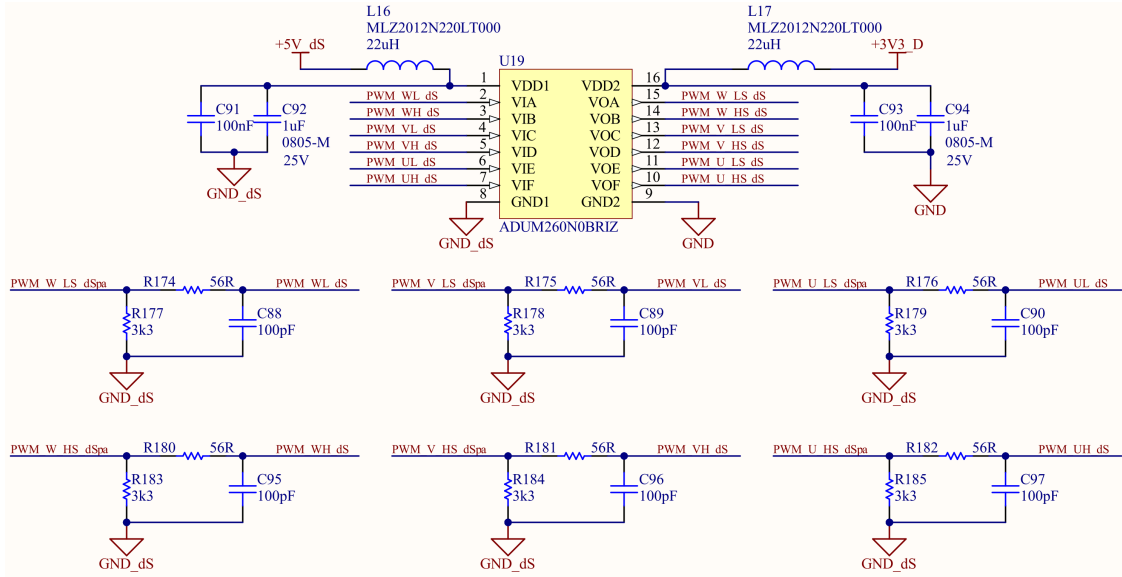


Figura 4.23: Schematico per la gestione dei segnali logici PWM.

La Pulse Width Modulation (PWM) è un tipo di modulazione digitale che consente la generazione di una tensione media variabile. Tale variabilità è determinata dal rapporto tra la durata dell'impulso positivo e il periodo del segnale. I segnali PWM sono segnali digitali che vengono utilizzati per controllare la tensione o la corrente fornita ad un carico. Il principio di base consiste nel regolare la larghezza degli impulsi (duty cycle) all'interno di un periodo fisso, mantenendo la frequenza costante. Questo consente di modulare la quantità di potenza fornita al carico.

Affinché l'inverter dell'EV-Kit possa operare correttamente, è necessario inviare in uscita i segnali logici PWM necessari per il controllo delle gambe dell'inverter. È stato deciso di comandare il sistema in stand alone che consente due modalità di comando:

- Il microcontrollore può generare internamente i segnali PWM da inviare all'EV-Kit;
- I comandi PWM vengono generati esternamente (da dSPACE).

La scelta della modalità di comando è permessa mediante il comando SEL_PWM. Per quanto riguarda i comandi PWM provenienti da dSPACE, essi sono acquisiti attraverso il connettore J13. Prima di essere inviati all'ADUM260N0BRIZ, che gestisce l'isolamento, i segnali sono collegati a un pull-down e a un filtro da 24MHz. Questo stadio è stato introdotto per garantire un livello di tensione definito nel caso in cui il cavo venga accidentalmente disconnesso e per eliminare eventuali disturbi vicino all'uscita. Questo ADUM è stato selezionato non solo per i criteri comuni di scelta ma anche per il suo comportamento in assenza di alimentazione all'ingresso. Nel caso in cui non sia

presente un segnale in ingresso, l'ADUM trasferisce un segnale basso, portando tutti i suoi pin a un livello logico 0. Questa scelta è stata attenzionata poiché, in caso contrario, se i pin fossero stati tutti impostati su un livello logico 1, ciò avrebbe comportato la chiusura di tutti gli switch nell'inverter. Questa scelta è stata fondamentale in modo tale da mettere in condizioni di sicurezza l'inverter quando dSPACE non è alimentato o il segnale in ingresso potrebbe essere assente.

4.6.2 Gestione dei segnali provenienti dal sensore di posizione

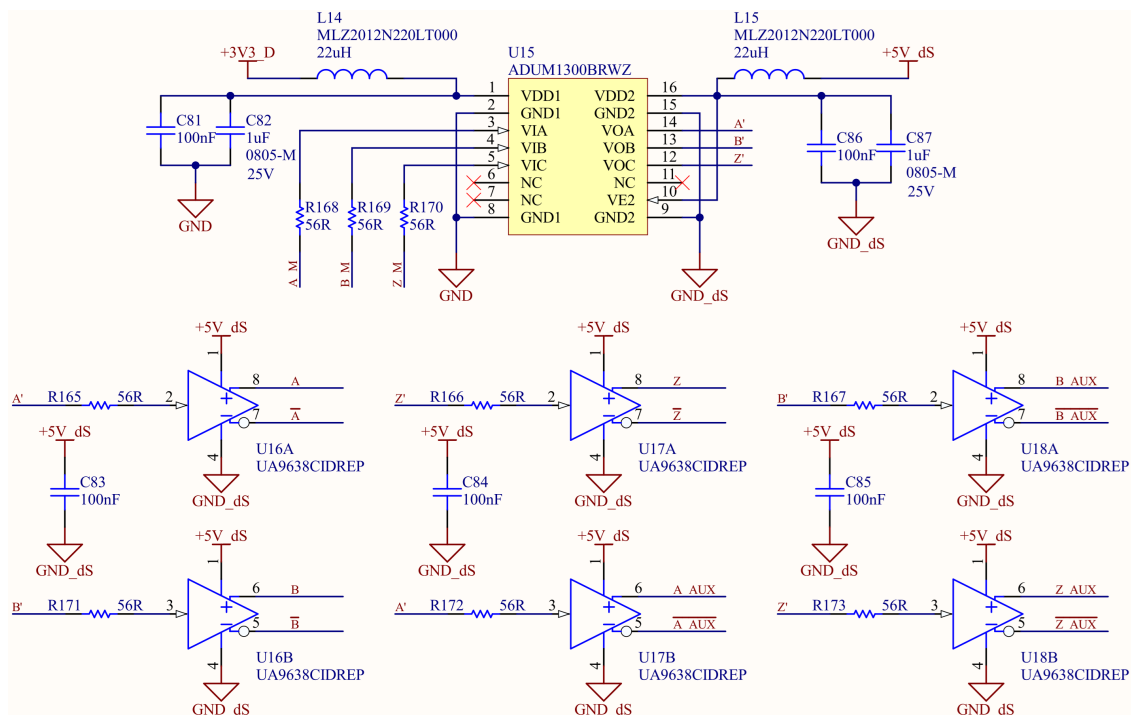


Figura 4.24: Schematico per la gestione dei segnali provenienti dal sensore di posizione.

Dopo aver condizionato i segnali provenienti dal resolver o dall'encoder, sono inviati al microcontrollore e a dispositivi esterni. Prima di inviare i segnali all'esterno del PCB, si è optato per l'inserimento di una barriera di isolamento, rappresentata dall'*ADUM1300BRWZ*, un isolatore digitale a tre canali caratterizzato da un isolamento di $1kV$ e una velocità di trasmissione di $25Mbps$. Tale isolamento consente di limitare i rumori presenti sulla scheda senza compromettere il normale funzionamento di oggetti esterni.

Al fine di garantire una trasmissione dati più robusta, è stato deciso di adottare il segnale differenziale anziché il single-ended. Tale scelta è motivata dalla mancanza di una

destinazione applicativa specifica per il prototipo in fase di sviluppo. Infatti, risulta particolarmente utile in situazioni in cui vengono impiegati cavi molto lunghi o in presenza di accoppiamento capacitivo. Questo approccio consente la ricombinazione del segnale in dSPACE, annullando eventuali disturbi, poiché il rumore compare su entrambi i segnali (come già spiegato in 4.3). Per realizzare il segnale differenziale, è stato utilizzato il dispositivo *UA9638CIDREP* che contiene al suo interno due amplificatori operazionali. I segnali differenziali vengono successivamente propagati sia a dSPACE che a una porta di servizio ausiliaria tramite i connettori *J10* e *J11*, rispettivamente. L'introduzione della porta di servizio ausiliaria è finalizzata al collegamento, verosimilmente, di uno strumento di misura *HBM*.

4.6.3 Gestione dei segnali CAN

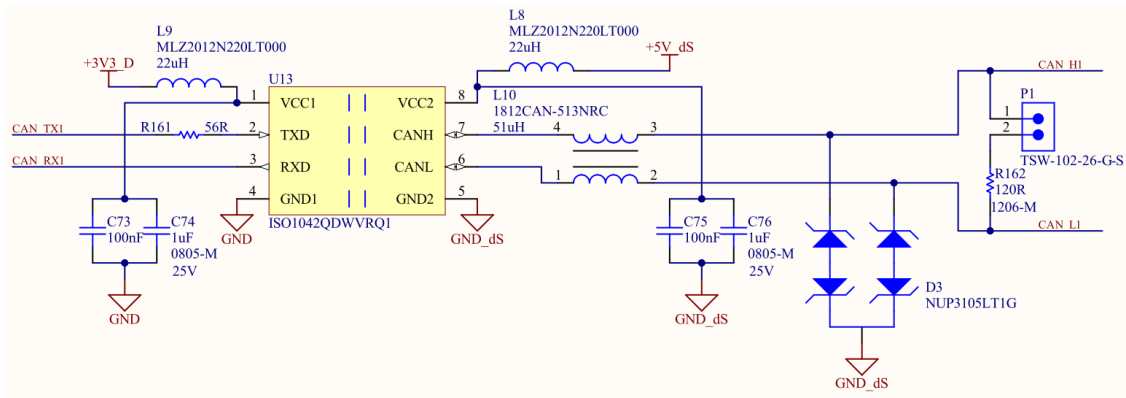


Figura 4.25: Schematico per la gestione dei segnali dei segnali CAN.

La Controller Area Network (CAN) è un protocollo di comunicazione seriale che consente lo scambio di informazioni tra i vari sistemi elettronici garantendo una comunicazione affidabile, efficiente e resistente alle interferenze elettromagnetiche. Il sistema CAN utilizza una topologia a bus, dove tutti i dispositivi sono collegati allo stesso canale di comunicazione. Ciascun nodo del bus può trasmettere e ricevere messaggi broadcast, ovvero vengono inviati a tutti i nodi sulla rete. Tuttavia, ogni messaggio ha un identificatore unico, consentendo ai nodi di determinare se devono elaborare o ignorare il messaggio. Inoltre, dispone di un sistema di arbitraggio che permette di dare precedenza a segnali con priorità maggiore. L'identificazione della priorità avviene tramite la tecnica di bit dominante e bit recessivo.

Il protocollo CAN è ampiamente utilizzato in applicazioni automotive, sistemi di controllo industriale, automazione e molte altre aree in cui è necessaria una comunicazione affidabile e veloce tra dispositivi. Per poter utilizzare tale protocollo, è necessario inserire nel sistema un ricetrasmittitore CAN che permette di interfacciare dispositivi o sottosistemi diversi all'interno di un sistema che utilizza la comunicazione CAN. Questo

dispositivo è in grado di interpretare i segnali provenienti dalla rete CAN, elaborarli (se necessario) e trasmettere nuovi messaggi sulla rete. A tal fine è stato scelto il dispositivo *ISO1042QDWVRQ1* isolato galvanicamente. Il dispositivo supporta una velocità di trasferimento dati fino a *5Mbps*. Il componente racchiude in sé sia il transceiver che un digital insulator e la comunicazione avviene da dSpace verso il microcontrollore, e viceversa, tramite segnali single-ended. Il dispositivo *ISO1042-Q1* offre una protezione contro guasti del bus fino a $\pm 70V_{CC}$ e un intervallo di tensione di modo comune di $\pm 30V$. Tuttavia, è essenziale integrare dispositivi di soppressione di tensioni transitorie (TVS) per proteggere ulteriormente il circuito. Anche se il dispositivo integrato può sopportare temporaneamente transitori elettrici, l'esposizione ripetuta potrebbe causare danni. Pertanto, l'aggiunta di dispositivi TVS offre una protezione supplementare deviando i transitori elettrici a ground. I dispositivi TVS costituiscono una soluzione intermedia tra dispositivi di blocco, come i fusibili, e dispositivi di isolamento, come gli optoisolatori, offrendo dimensioni ridotte e un costo moderato. A tal scopo è stato scelto un diodo TVS che è in grado di assorbire correnti elevate da eventi transitori elettrici poiché sono diodi progettati con una grande sezione trasversale di giunzione. In condizioni normali, presenta un'alta impedenza, ma quando la tensione operativa sicura viene superata, opera in modalità a valanga, fornendo un percorso a terra a bassa impedenza per la corrente transitoria. È stato scelto il diodo TVS bidirezionale *NUP3105LT1G* ed è stato connesso alle linee CAN_H e CAN_L. Il diodo è stato scelto in base al valore della tensione di rottura inversa (V_{BR}), ovvero il punto in cui il dispositivo conduce in modalità a valanga. Sono state integrate due linee CAN nel circuito, di cui una è destinata a dSPACE, mentre l'altra rappresenta una predisposizione per eventuali necessità future. Le linee sono interconnesse attraverso i connettori *J21* e *J24*.

In aggiunta, è stato implementato un terminatore costituito da una resistenza da 120Ω tra le linee CAN_H e CAN_L. Questa resistenza è connessa in serie al jumper *TSW-102-26-G-S*, con passo di $2.54mm$. Tale configurazione è stata adottata al fine di inserire il terminatore di fine linea.

4.6.4 Gestione dei segnali dSPACE

Oltre ai segnali necessari per il corretto funzionamento del sistema in progettazione, dSPACE richiede l'acquisizione e/o la trasmissione di quattro specifici segnali:

- EN_PWM_dS: dSPACE comunica alla CPLD che il sistema è pronto a trasmettere i segnali logici PWM;
- AuxPwrOn: la CPLD comunica a dSPACE la presenza dell'alimentazione sulla scheda;
- dSPACE ON: è un segnale watchdog che consente alla CPLD di verificare se i comandi di dSPACE si bloccano;

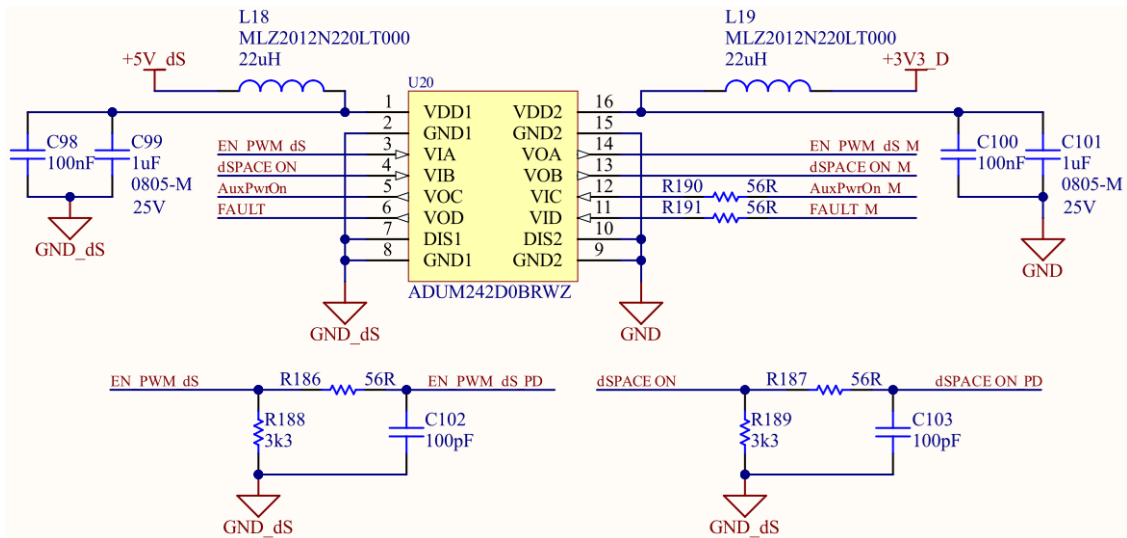


Figura 4.26: Schematico per la gestione dei segnali dei segnali dSPACE.

- **FAULT**: la CPLD comunica a dSPACE che il sistema si è fermato a causa di un fault o uno stato particolare.

Tali segnali vengono acquisiti attraverso il connettore *J13* e trasmessi al digital insulator *ADUM242D0BRWZ* a quattro canali con segnale basso in caso di non alimentazione di un pin, in linea con quanto precedentemente descritto per la gestione dei segnali PWM nel paragrafo 4.6.1. Questa scelta è stata effettuata per garantire una trasmissione affidabile degli stati del sistema. Poiché i segnali **FAULT** e **AuxPwrOn** sono ingressi per il componente dSPACE, mentre **EN_PWM_dS** e **dSPACE ON** sono uscite, l'ADUM selezionato è in grado di gestire entrambe le direzionalità. Come prassi per elementi digitali, questi segnali sono connessi in ingresso al un dispositivo attraverso una bassa resistenza. Ciò è realizzato per due motivi principali:

- In caso di malfunzionamenti, è possibile scollegare la resistenza per isolare un segmento rispetto a un altro e valutare gli effetti;
- Consente di ottenere un comportamento smorzato sulle linee in quanto le connessioni introducono una piccola induttanza e nella parte terminale una piccola capacità.

In aggiunta, è stata inclusa una resistenza di pull-down per impostare lo stato della linea e un condensatore che funge da filtro.

4.7 CPLD

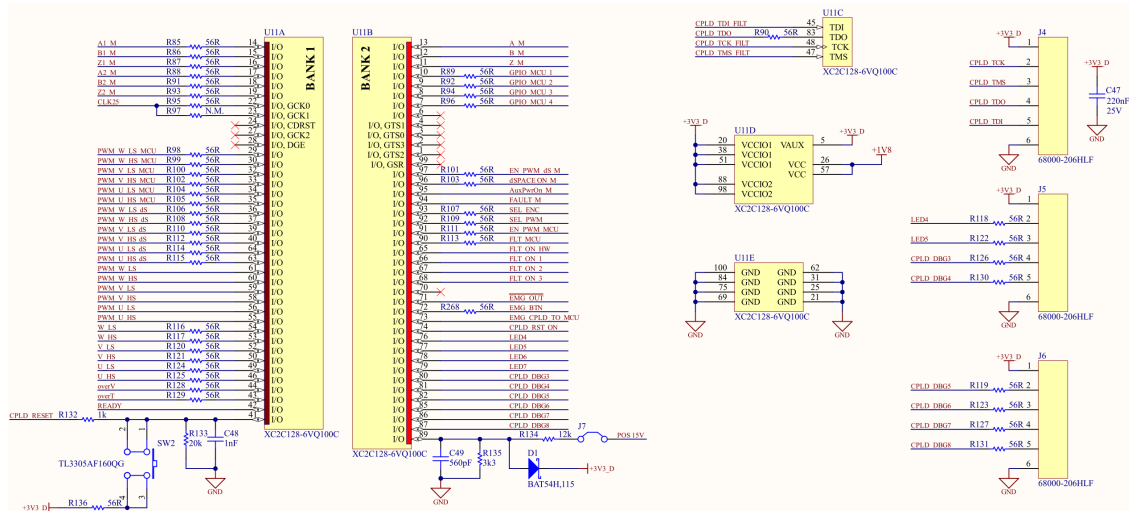


Figura 4.27: Schematico della CPLD.

La CPLD, acronimo di Complex Programmable Logic Device, è un dispositivo logico programmabile costituito da array di porte logiche. Questo dispositivo fa parte della famiglia delle Programmable Logic Device (PLD) che è caratterizzata dalla costituzione di più celle logiche le cui interconnessioni possono essere configurate utilizzando un linguaggio HDL. I PLD offrono la possibilità di avere un maggior grado di libertà e flessibilità in fase di progettazione grazie all'hardware riconfigurabile. Il dispositivo scelto è il *XC2C128-6VQ100C* con 80 pin I/O della casa produttrice *Xilinx*.

La figura 4.28 mostra l'architettura tradizionale delle CPLD. La CPLD è composta da macrocelle, ciascuna delle quali può essere configurata per definire le connessioni necessarie a implementare una specifica funzione logica. L'insieme delle macrocelle costituisce i due blocchi funzionali presenti nel dispositivo scelto, i quali sono interconnessi tramite una matrice di routing globale nota come *Xilinx Advanced Interconnect Matrix (AIM)*. All'interno dei blocchi funzionali, è utilizzata una configurazione *PLA (Programmable Logic Array)* che facilita l'instradamento e la condivisione di tutti i termini del prodotto tra le macrocelle del blocco funzionale. La CPLD interagisce con il mondo esterno utilizzando gli I/O digitali.

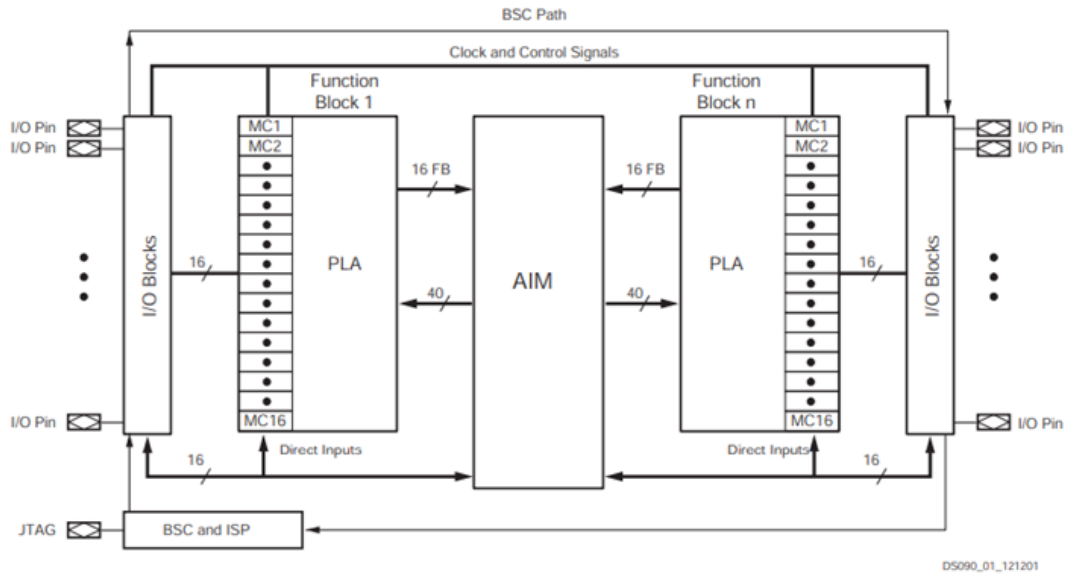


Figura 4.28: Architettura interna della CPLD [5].

È stata scelta una CPLD anziché una FPGA in quanto essa è dotata di una EEPROM (Electrically Erasable Programmable Random-Access Memory) integrata non volatile. La EEPROM consente alla CPLD di conservare il proprio contenuto anche quando è spenta e, conseguentemente, può avviarsi immediatamente dopo l'accensione. Una volta definiti i segnali in ingresso e in uscita che la CPLD deve gestire, sarà necessario procedere con la configurazione dell'ambiente di programmazione e test. Questo ambiente comprende un pacchetto software dedicato alla progettazione, al collaudo e alla verifica del circuito. Tali software consentono lo sviluppo del programma utilizzando i linguaggi di descrizione hardware. Dopo la progettazione, il software viene caricato sulla memoria interna del dispositivo per effettuare il processo di verifica del dispositivo per individuare eventuali errori o bug presenti nel sistema.

In figura 4.27 è mostrata la CPLD con i segnali che andrà a gestire. La simbologia utilizzata per rappresentare la CPLD è di tipo eterogeneo, in modo tale da facilitare la lettura dello schematico. Sono presenti 5 blocchi:

- Due blocchi dedicati ai banchi di porte I/O;
- Un blocco dedicato ai pin di alimentazione per i due banchi I/O, le quali sono $+3.3V_D$ e $+1.8V$;
- Un blocco dedicato ai ground della CPLD;
- Un blocco dedicato ai segnali utilizzati per la programmazione, il test e il debug della CPLD.

I componenti ausiliari alla CPLD includono:

- Un pulsante di servizio per effettuare il reset della CPLD;
- Alcuni LEDs di servizio necessari per il debug;
- Tre connettori dedicati al debug in modo da andare a valutare il livello del segnale;
- Tre filtri dedicati ai segnali in ingresso per effettuare la programmazione;
- Un clock generator, il quale permette una maggiore flessibilità alla CPLD;
- Due banchi di condensatori, uno per ogni livello di alimentazione, in modo tale da filtrare ulteriormente l'alimentazione dei componenti della CPLD.

I segnali destinati alla CPLD sono stati gestiti in base alla loro tipologia, distinguendoli tra segnali di ingresso e di uscita. In linea generale, è stato deciso di inserire una resistenza da 56Ω per connettere i segnali in ingresso mentre per quelli in uscita si ha un collegamento secco. I segnali gestiti dalla CPLD sono riportati nelle tabelle 4.6 e 4.7.

Banco delle porte I/O n°1				
Blocco intercon- nesso	PIN CPLD	Nome	I/O	Funzione del segnale
Interfaccia sensore di posizione	85	A1_M	I	Segnali Encoder
	82	B1_M	I	
	81	Z1_M	I	
	80	A2_M	I	Segnali Resolver
	79	B2_M	I	
	78	Z2_M	I	
CPLD	22	CLK25	I	Clock in ingresso per CPLD
MCU	39	PWM_W_LS_MCU	I	Segnali PWM generati dal MCU
	37	PWM_W_HS_MCU	I	
	36	PWM_V_LS_MCU	I	
	35	PWM_V_HS_MCU	I	
	33	PWM_U_LS_MCU	I	
	34	PWM_U_HS_MCU	I	
Interfaccia logica	92	PWM_W_LS_dS	I	Segnali PWM generati da dSPACE
	93	PWM_W_HS_dS	I	
	94	PWM_V_LS_dS	I	
	95	PWM_V_HS_dS	I	
	96	PWM_U_LS_dS	I	
	97	PWM_U_HS_dS	I	

Banco delle porte I/O n°1				
Blocco intercon- nesso	PIN CPLD	Nome	I/O	Funzione del segnale
Connettori	49	PWM_W_LS	O	Segnali PWM per EV-Kit
	50	PWM_W_HS	O	
	44	PWM_V_LS	O	
	43	PWM_V_HS	O	
	41	PWM_U_LS	O	
	40	PWM_U_HS	O	
CPLD	61	W_LS	I	Segnali prelevati e condizionati dai segnali LEDs dell'EV-Kit
	60	W_HS	I	
	59	V_LS	I	
	58	V_HS	I	
	56	U_LS	I	
	55	U_HS	I	
	54	overV	I	
53	overT	I		

Tabella 4.6: Segnali gestiti dal banco delle porte I/O n°1.

Banco delle porte I/O n°2				
Blocco intercon- nesso	PIN CPLD	Nome	I/O	Funzione del segnale
Interfaccia logica e MCU	6	A_M	O	Segnali sensore di posizione
	32	B_M	O	
	30	Z_M	O	
MCU	15	GPIO_MCU_1	I	Segnali generici GPIOs
	19	GPIO_MCU_2	I	
	18	GPIO_MCU_3	I	
	17	GPIO_MCU_4	I	
dSPACE	87	EN_PWM_dS_M	I	dSPACE abilita PWM
	89	dSPACE_ON_M	I	Watchdog
	90	AuxPwrOn_M	O	Presenza tensione su PCB
	91	FAULT_M	O	Fault o status PCB
MCU	12	SEL_ENC	I	Selezione dell'encoder o resolver

Banco delle porte I/O n°2				
Blocco interconnesso	PIN CPLD	Nome	I/O	Funzione del segnale
MCU	13	SEL_PWM	I	Selezione del generatore PWM (dSPACE o MCU)
	14	EN_PWM_MCU	I	Abilitazione PWM
	29	FLT_MCU	I	Fault dal MCU alla CPLD
	11	FLT_ON_HW	O	Fault Hardware generico della CPLD al MCU
	10	FLT_ON_1	O	Fault Hardware generico della CPLD al MCU
	9	FLT_ON_2	O	Fault Hardware generico della CPLD al MCU
	8	FLT_ON_3	O	(LEDs EV-Kit)
Emergenza	86	EMG_OUT	O	Segnale di emergenza per disalimentare un componente esterno
	63	EMG_BTN	I	Segnale di emergenza inviato dal pulsante di emergenza
MCU	7	EMG_CPLD_TO_MCU	O	Segnale di emergenza inviato dalla CPLD
CPLD	52	CPLD_RST_ON	O	Segnale di reset per l'EV-Kit
	73	LED4	O	Led per il debug
	74	LED5	O	
	72	LED6	O	
	71	LED7	O	
	76	CPLD_DBG3	O	Segnali di debug della CPLD
	77	CPLD_DBG4	O	
	66	CPLD_DBG5	O	
	67	CPLD_DBG6	O	
	68	CPLD_DBG7	O	
70	CPLD_DBG8	O		
Connettori	46	POS_15V	I	Presenza tensione sull'EV-Kit
	42	READY	I	Abilitazione delle PWM sull'EV-Kit

Tabella 4.7: Segnali gestiti dal banco delle porte I/O n°2.

I circuiti per il condizionamento e la gestione dei segnali descritti successivamente sono stati acquisiti dal VE-TracTM Dual Evaluation Kit. La necessità di derivare questi segnali nasce dall'impossibilità di accedere agevolmente all'EV-Kit poichè sarà contenuto in un contenitore. La Figura 4.29 mostra il circuito stampato su cui sono stati derivati i segnali.

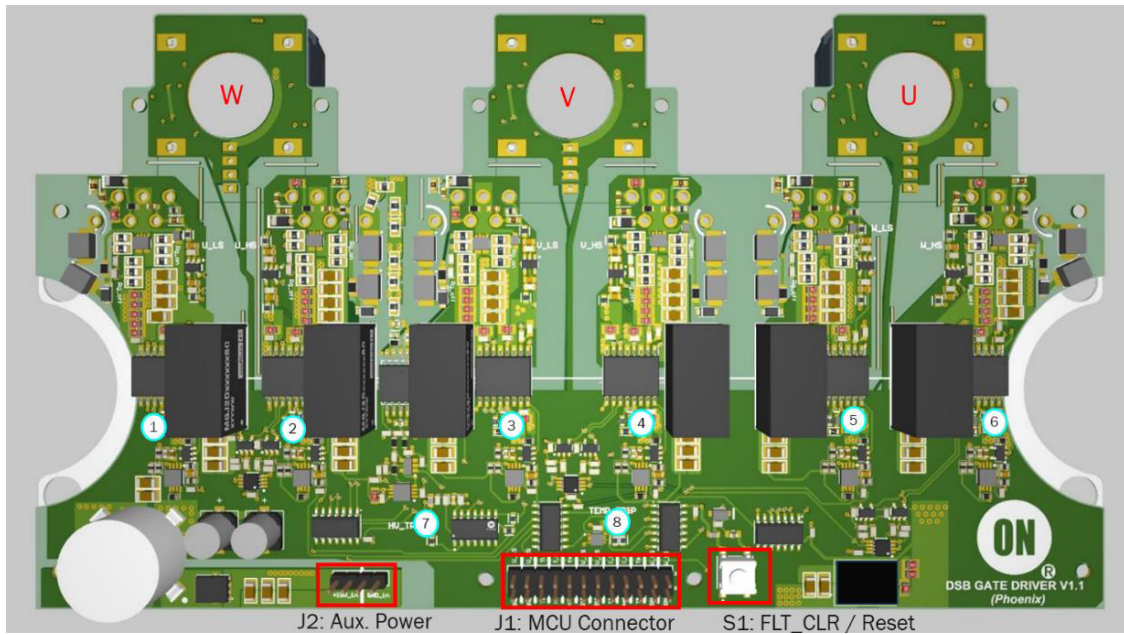


Figura 4.29: Vista dall'alto del PCBA del gate driver che mostra la posizione dei componenti [6].

4.7.1 Segnali LEDs dell'EV-Kit

Durante un guasto, un LED si accende per aiutare l'operatore a identificare la causa del guasto. A causa dell'impossibilità di visualizzare l'accensione dei LEDs presenti sul circuito stampato dell'EV-Kit, sono stati prelevati i segnali che abilitano l'illuminazione dei LEDs ad essi connessi (come visibile in figura 4.30).

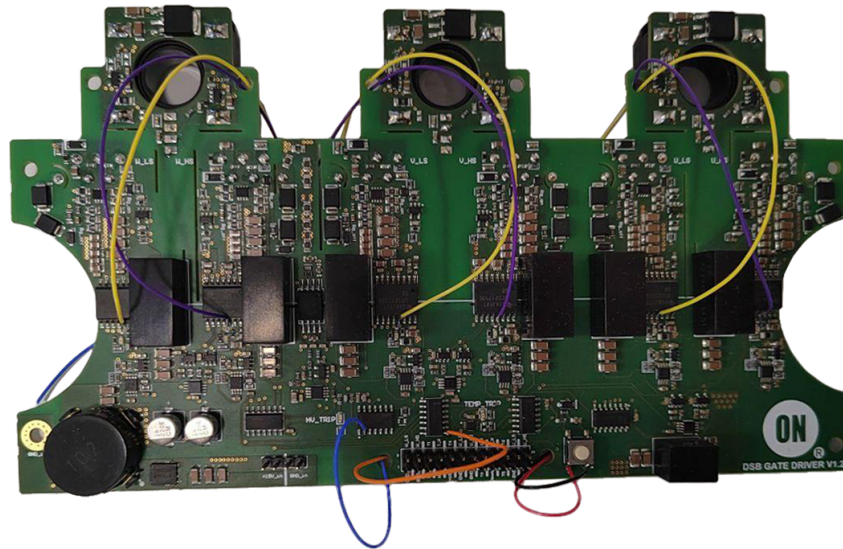


Figura 4.30: Derivazione dei Segnali LEDs dal PCBA dell'EV-Kit.

I livelli di attivazione dei segnali di protezione sono impostati come segue:

- Protezione da sovracorrente per tutte le fasi, impostata su 1600A;
- Protezione da sovratemperatura per tutte le fasi, impostata su 150°C;
- Soglia di guasto da sovratensione del DC Link, impostata su 550VDC;
- Soglia di sottotensione, impostata a 13V.

I segnali vengono acquisiti tramite il connettore J14 e sono riportati in tabella 4.8.

Rif. LED in Figura 4.29	Colore 4.30	Rif.	Ref. Schematico in Figura 4.27	Descrizione
1	Giallo		W_LS_ONSEMI	Indicatore di guasto Desat lato basso della fase W
2	Viola		W_HS_ONSEMI	Indicatore di guasto Desat lato alto della fase W
3	Giallo		V_LS_ONSEMI	Indicatore di guasto Desat lato basso della fase V
4	Viola		V_HS_ONSEMI	Indicatore di guasto Desat lato alto della fase V
5	Giallo		U_LS_ONSEMI	Indicatore di guasto Desat lato basso della fase U
6	Viola		U_HS_ONSEMI	Indicatore di guasto Desat lato alto della fase U
7	Blu		overV_ONSEMI	Guasto sovratensione DC Link
8	Arancione		overT_ONSEMI	Guasto temperatura elevata

Tabella 4.8: Segnali derivati dai LEDs dell'EV-Kit.

Il segnale di protezione da sovracorrente viene derivato dal pin 13 (FLT) del driver *UCC21710QDWQ1* dedicato agli IGBT dell'inverter. Il segnale FLT in uscita dal driver è di tipo basso e viene attivato nel caso di sovracorrente o cortocircuito. Essendo un segnale a 5V, è stato condizionato opportunamente per ottenere un segnale con un livello di tensione pari a 3.3V. Il filtro RC è stato inserito per aumentare la velocità di lettura del segnale.

Il segnale generato in condizioni di sovratemperatura è stato derivato dal pin 8 dell'integrato *MC74AC11*. Questa porta logica acquisisce i segnali di sovratemperatura di tre IGBT e, tramite le porte ANDs, discrimina la gamba che è affetta da sovratemperatura. Questa operazione viene ripetuta per le altre tre gambe di inverter. I segnali in uscita comparati vengono tra loro ulteriormente comparati e restituiscono il segnale alto della gamba affetta da sovratemperatura tramite il pin 8. Dato che questo segnale non permette l'interruzione del funzionamento del sistema, la CPLD invierà al MCU un segnale di guasto che permetterà l'interruzione. Analoghe deduzioni sono state effettuate per il segnale di sovratensione. Il condizionamento di questi due segnali è analogo a quello effettuato per i segnali di protezione da sovracorrente.

Dato che non tutti gli indicatori di guasto prelevati prevedono una interruzione del sistema, è stato deciso di inviare dalla CPLD al microcontrollore un segnale di fault hardware generico FLT_ON_HW che permette di arrestare il sistema. Successivamente, il microcontrollore verificherà qual è la tipologia di guasto segnalato andando a leggere se l'interruzione è stata dovuta al segnale FLT_ON_1, FLT_ON_2 o FLT_ON_3. Ognuno di questi segnali identifica un bit che permette una numerazione da 0 a 7. In base alla combinazione dei tre segnali, si ottiene un numero da 0 a 7 che sarà l'indice del fault da identificare, come riportato in tabella 4.9. L'assegnazione dei segnali di fault mostrata potrebbe non essere quella definitiva.

FLT_ON_HW	FLT_ON_2	FLT_ON_1	FLT_ON_0	Cod.	Segnale
L	X	X	X	-	-
H	0	0	0	0	overV_ONSEMI
H	0	0	1	1	W_LS_ONSEMI
H	0	1	0	2	W_HS_ONSEMI
H	0	1	1	3	V_LS_ONSEMI
H	1	0	0	4	V_HS_ONSEMI
H	1	0	1	5	U_LS_ONSEMI
H	1	1	0	6	U_HS_ONSEMI
H	1	1	1	7	overT_ONSEMI

Tabella 4.9: Assegnazione dei segnali di fault.

Dopo aver discriminato il problema, a sua volta propagherà il segnale tramite CAN-bus a dSPACE e sul PC.

4.7.2 Segnale di reset

Data l'impossibilità di accedere agevolmente all'EV-Kit, è stato deciso di derivare tramite due cavi (rosso per il reset e nero per il ground come visibile in figura 4.30) i due pin connessi al pulsante di reset *S1* mostrato in figura 4.29. L'utilizzo di questo pulsante deriva dalla necessità di dover resettare l'EV-Kit successivamente ad un guasto. Inoltre, può essere implementato anche un codice tale per cui ad ogni avvio del sistema, l'EV-kit venga resettata.

Dalle misurazioni condotte sul circuito stampato dell'EV-Kit è emerso che, mediante la pressione del pulsante di reset, il segnale sul pin 14 (RST/EN) del driver *UCC21710QDWQ1*, dedicato a un IGBT dell'inverter, si azzerava. Il pin RST/EN è impiegato per abilitare o disabilitare le uscite del driver. Pertanto, per gestire questa modalità, è necessario portare il segnale a zero.

La funzionalità è stata integrata attraverso l'aggiunta dell'optoisolatore *TLX9185A(GBTPL,F)*, il quale abilita l'esecuzione di questo comando come illustrato nella figura 4.31.

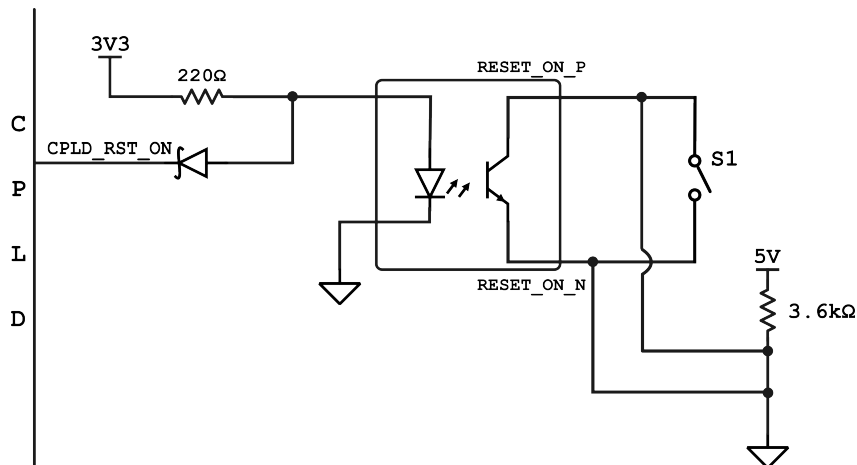


Figura 4.31: Circuito dedicato al comando RESET.

Quando il segnale *CPLD_RST_ON* trasmesso dalla CPLD assume un livello basso (pari a 0), il diodo Schottky *BAT54-03WE6327* è nello stato di conduzione. Ne consegue che la tensione ai capi del fotodiode non è sufficiente e, di conseguenza, l'optoisolatore è spento. Quando il segnale trasmesso dalla CPLD è a livello alto (pari a 1), il diodo Schottky *BAT54-03WE6327* entra nello stato di interdizione consentendo la conduzione del fototransistor. Quando l'optoisolatore è in conduzione, si verifica un potenziale nullo ai capi del pin RST/EN, con la conseguenza diretta che il driver disabilita le uscite dei moduli di potenza. Questo funzionamento si ha sia se il pin della CPLD è programmata ad 1 sia se la CPLD non è programmata. I segnali *RESET_ON_P* e *RESET_ON_N* vengono inviati al pulsante tramite il connettore *J22*.

Il sistema è stato dimensionato in condizioni di saturazione affinché sia garantita l'alimentazione del pin RST/EN in condizioni normali. A tal fine è stata misurata la resistenza

presente tra l'alimentazione a 5V e il ground a cui è connesso il pin RST/EN. Nota la resistenza, è possibile calcolare la corrente necessaria affinché sia garantito un livello opportuno di tensione tale per cui si ha il funzionamento in condizioni di reset. Per avere un potenziale chiuso saturo, occorre fornire una corrente maggiore di:

$$I_{reset} = \frac{V_{EV}}{R_{EV}} = \frac{5V}{3.6k\Omega} = 1.4mA \quad (4.10)$$

Affinché possa scorrere una corrente maggiore del valore ricavato, occorre verificare il guadagno dell'optoisolatore. Quando il fotodiodo è in fase di conduzione, è attraversato da una corrente di 10mA se sono applicati ai suoi capi 1.27V. Per garantire tale caduta è stata inserita una resistenza da 220Ω. Dato che il guadagno di trasferimento della corrente in condizioni di saturazione è come minimo pari al 100%, la corrente trasferita è idonea per garantire il l'interruzione dell'inverter in condizioni anomale.

Il diodo Schottky, invece, ha lo scopo di garantire che l'optoisolatore non conduca in condizioni normali. Non è stato scelto un diodo convenzionale in quanto il diodo Schottky è caratterizzato da elevate velocità di commutazione e riduzione degli overshoot di commutazione. La corrente di forward dello Schottky non può superare i 15mA poiché è limitata dalla resistenza da 220Ω. Con riferimento al datasheet, ci si ritrova nella condizione in cui la forward voltage del diodo sarà compresa nell'intervallo 400 ÷ 500mV. Questa tensione risulta essere sufficientemente bassa affinché l'optoisolatore non entri in conduzione, in quanto la tensione minima di attivazione è di 0.95V a 125°C. Quindi quando il segnale di reset è basso, lo Schottky conduce e l'optoisolatore è sicuramente spento. Quando il segnale reset è alto, il diodo Schottky entrerà sicuramente in uno stato di interdizione perché la tensione al catodo sarà maggiore o uguale di quella applicata all'anodo comportando l'attivazione dell'optoisolatore. Con questa configurazione, nelle condizioni peggiori la CPLD dovrà assorbire 15mA, ovvero quando la tensione è applicata esclusivamente alla resistenza da 220Ω. È stato quindi verificato che la CPLD scelta potesse sopportare questo valore per un tempo indeterminato.

4.8 Microcontrollore

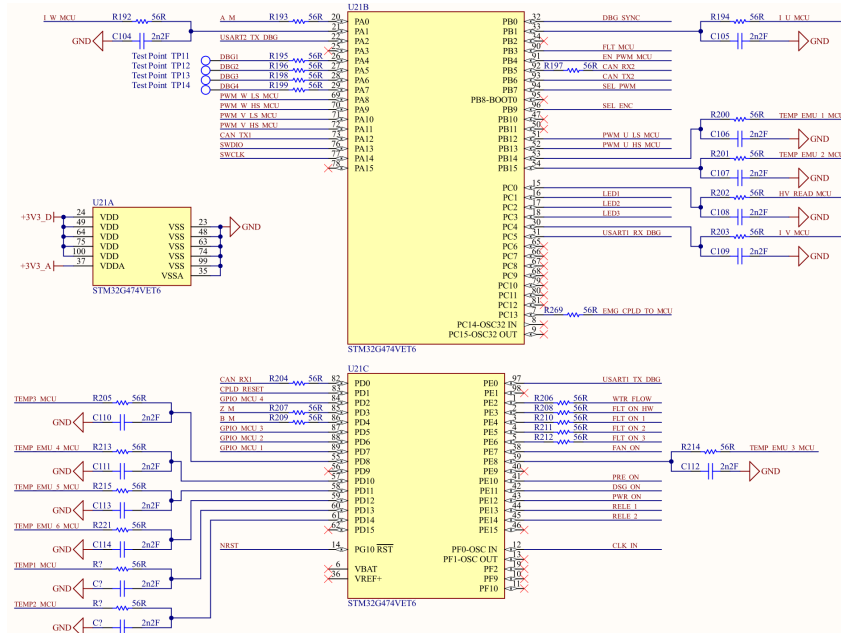


Figura 4.32: Schematico del MCU.

Un microcontrollore (MCU) è un circuito integrato compatto configurabile via software. Esso è costituito da un singolo chip con a bordo tutte le risorse necessarie per il controllo: processore, memoria e periferiche (A/D converter, timer PWM e USART). Questo tipo di dispositivo è progettato per eseguire specifiche operazioni di controllo in sistemi embedded ed è comunemente utilizzato in una varietà di applicazioni. I vantaggi dell'embedded controller sono:

- **Ripetibilità:** consente di ottenere lo stesso comportamento su diverse unità una volta progettato il controllo, a differenza dei controlli analogici (ad esempio, la CPLD);
- **Flessibilità:** l'algoritmo di controllo è modificabile via software senza dover richiedere modifiche hardware consentendo di avere adattamenti dinamici e aggiornamenti senza interventi fisici;
- **Modularità:** la sostituzione del microcontrollore può avvenire senza dover apportare modifiche al resto del sistema, facilitando la manutenzione e l'aggiornamento graduale;
- **Gerarchia:** i microcontrollori si integrano nei sistemi embedded attraverso protocolli di comunicazione gerarchica, gestendo diverse priorità di scambio di informazioni tra dispositivi;

- Diagnostica: è possibile immagazzinare dati durante il funzionamento del sistema e manipolarli al fine di ottenere informazioni sulle performance complessive, tra cui quelle sulla “salute” del sistema.

Le prestazioni di un microcontrollore sono soggette a valutazione attraverso due principali parametri:

- Frequenza di clock: la velocità di calcolo è direttamente proporzionale alla frequenza perché essa determina il tempo di esecuzione dei cicli del processore e delle periferiche;
- Numeri di bit: definiscono l’accuratezza della rappresentazione numerica e influenzano sull’errore di quantizzazione, cruciale per applicazioni che richiedono una gestione dettagliata dei dati.

Nel contesto dell’applicazione specifica della trattazione, la famiglia di microcontrollori *STM32G474xB/xC/xE* è emersa come la soluzione ideale in quanto offre una combinazione di prestazioni, flessibilità e caratteristiche specifiche che soddisfano le esigenze dell’applicazione. Essa è caratterizzata da un core Arm Cortex-M4 a 32 bit in grado di operare fino a una frequenza di $170MHz$. Questi dispositivi integrano memorie ad alta velocità (memoria Flash fino a $512Kbyte$ e SRAM fino a $128Kbyte$), fornendo ampio spazio per il programma e la memorizzazione temporanea dei dati.

La famiglia di dispositivi offre una serie completa di funzionalità temporali, tra cui due timer generici a $32bit$, tre timer PWM a $16bit$ dedicati al controllo dei motori, sette timer generici a $16bit$ e un timer ad alta risoluzione con risoluzione di $184ps$. Queste caratteristiche lo rendono particolarmente adatto per applicazioni che richiedono precisione e controllo temporale avanzato. Inoltre, offrono cinque convertitori analogico-digitale (ADC) a $12bit$ con una velocità di campionamento fino a $4Msps$, sette comparatori, sei amplificatori operazionali e sette canali digitali-analogici (DAC). La tabella 4.10 fornisce una guida dettagliata alle specifiche del microcontrollore *STM32G474VET6* scelto, evidenziando le sue caratteristiche distintive.

Caratteristica	Valore
Core	Arm [®] 32-bit Cortex [®] -M4 CPU
Memoria flash	$512kbytes$
RAM	$128kbytes$
Oscillatore a cristallo	4 to $48MHz$
Condizioni operative (VDD e VDDA)	$1.71V$ to $3.6V$
Numero di pin	100
GPIOs	86
Numero di canali a 12-bit ADCs	42

Tabella 4.10: Specifiche principali del STM32G474VE.

La figura 4.33 presenta uno schema a blocchi che offre una panoramica dell'architettura dei microcontrollori della famiglia *STM32G474xB/xC/xE* di *STMicroelectronics*. La parte superiore della figura è dedicata al core, cuore del microcontrollore, il quale gestisce le operazioni principali e coordina le attività delle diverse periferiche. Sulla destra e sulla sinistra della figura sono disposte le varie periferiche integrate nei microcontrollori della famiglia. Inoltre, l'immagine mostra i canali di comunicazione tra core e periferiche o tra periferiche e periferiche, ovvero i bus APB e AHB che fungono da canali di comunicazione tra il core e le periferiche. Infine, si notano le interfacce GPIOs (General Purpose Input/Output). I pin GPIOs permettono l'accesso alle informazioni o la trasmissione di dati tra il microcontrollore e il sistema esterno, facilitando l'interazione con dispositivi esterni.

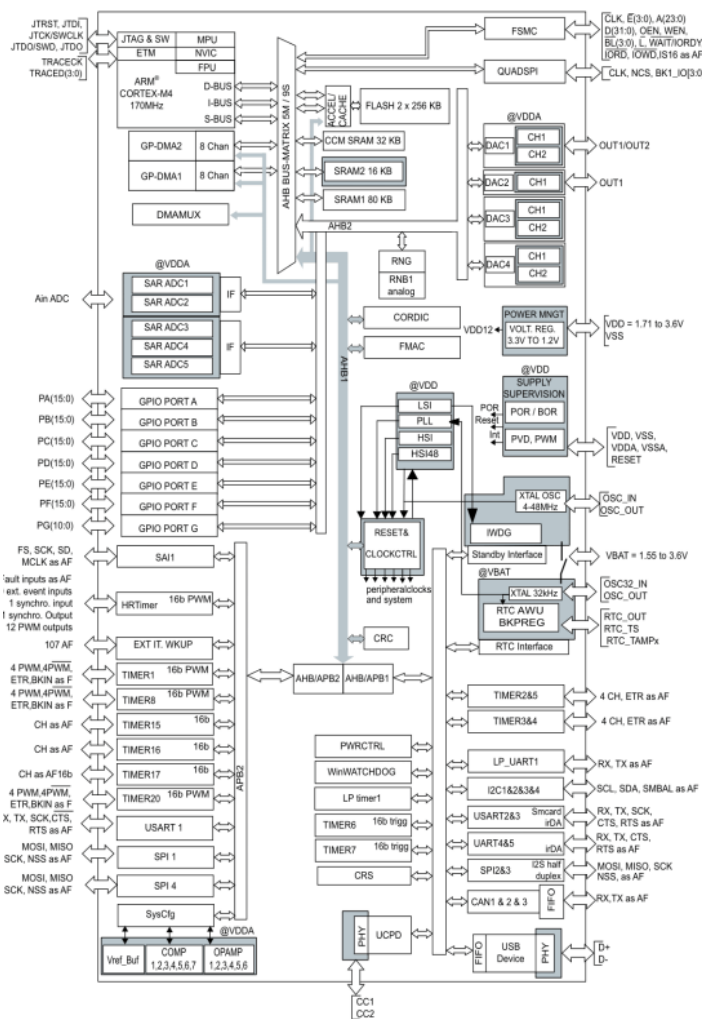


Figura 4.33: Architettura della famiglia di microcontrollori STM32G474xB/xC/xE [7].

Una fase essenziale nel processo di sviluppo di un'applicazione embedded per il

microcontrollore *STM32G474VET6* è la programmazione del dispositivo per gestire i segnali e attivare le periferiche desiderate. In questo contesto, verrà programmato tramite due software: STM32 Cube e μ Vision.

STM32 Cube si presenta come uno strumento grafico che semplifica notevolmente la configurazione del microcontrollore. Attraverso un'interfaccia intuitiva, permette di visualizzare i pin del microcontrollore con i rispettivi nomi e funzionalità. Qui, è possibile configurare i pin per attivare specifiche periferiche in base alle esigenze del progetto (come mostrato in figura 4.34). I pin del microcontrollore scelto sono 100 e possono essere di tipo:

- **Generico:** sono la maggior parte dei pin (ad esempio PA0) e sono associati ai cinque canali GPIO; i pin possono essere configurati per svolgere diverse funzionalità, ma è possibile usarne soltanto una per volta;
- **Specifico:** sono pin specifici e hanno una funzione predefinita, ad esempio quella di alimentare il microcontrollore svolta dal pin VDD.

Una volta completata la configurazione, STM32 Cube genera un "empty template" (uno scheletro vuoto) che costituirà la base per l'inserimento del codice di controllo l'ambiente di sviluppo μ Vision. L'IDE μ Vision (Integrated Development Environment) svolge diverse funzionalità:

- **Editor:** fornisce uno spazio per la scrittura del codice di controllo all'interno dell'empty template generato da STM32 Cube;
- **Compiler:** traduce il codice scritto in linguaggio C in un file eseguibile da caricare nella ROM del μ C tramite lo strumento di programmazione ST-Link;
- **Real-time Debugging:** permette di eseguire il codice in modalità debug, consentendo la visualizzazione delle variabili e l'analisi del flusso del programma;
- **Oscilloscopio:** fornisce una rappresentazione grafica delle forme d'onda delle variabili del microcontrollore, consentendo una valutazione visuale delle prestazioni durante l'esecuzione del codice.

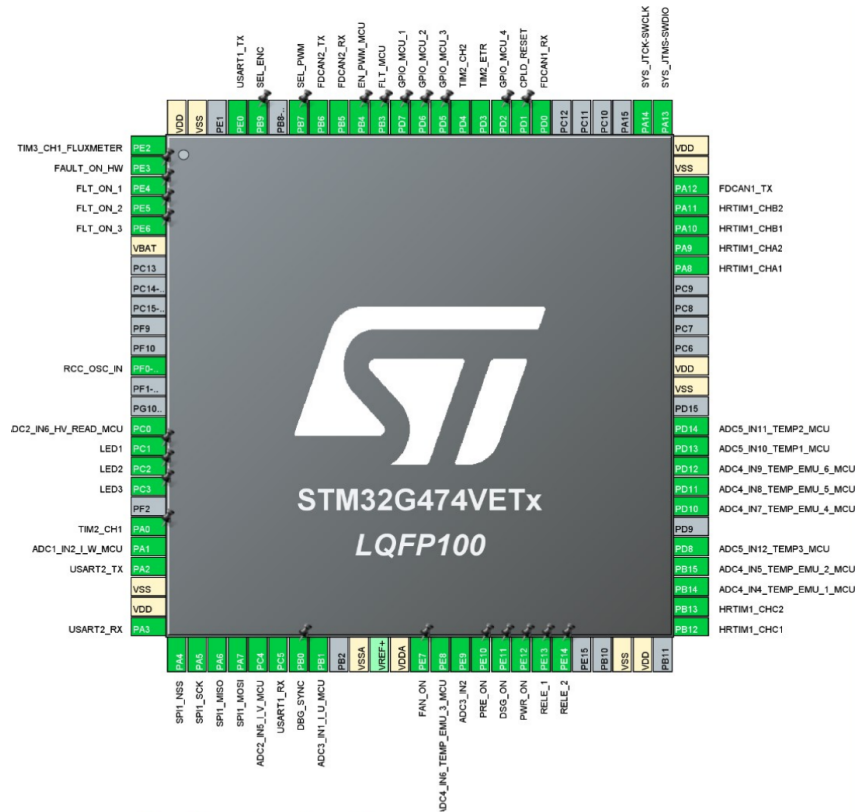


Figura 4.34: Pinout del microcontrollore STM32G474VE.

Finita la fase di programmazione, il caricamento del codice nel dispositivo avviene attraverso l'utilizzo di ST-Link, un dispositivo che supporta due tipologie di connessioni: tramite un cavo USB o tramite un convertitore ST-Link, a seconda delle esigenze del progetto. Nel caso di questo progetto il microcontrollore non dispone di un convertitore ST-Link integrato e, quindi, viene utilizzato un cavo USB diretto per la connessione. Il dispositivo ST-Link supporta due protocolli di comunicazione/debugging: SWIM (Single Wire Interface Module) e JTAG (Joint Test Action Group). Il protocollo JTAG richiede la definizione di quattro pin nell'architettura del microcontrollore:

- TMS (Test Mode Select): se alimentato, indica che il μC è in modalità debug, sotto il controllo esterno;
- TCH (Test Clock): questo segnale di clock sincronizza la comunicazione;
- TDI (Test Data In): è la linea dedicata ai dati in ingresso;
- TDO (Test Data Output): è la linea dedicata ai dati in uscita.

La possibilità di ricevere e restituire dati contemporaneamente è data dalla abilitazione degli ultimi due pin. La tabella 4.11 fornisce un dettaglio dei segnali gestiti, le loro

interconnessioni con gli elementi del sistema e la descrizione delle loro funzioni. I segnali destinati alla microcontrollore sono stati gestiti in base alla loro tipologia, distinguendoli tra segnali di ingresso e di uscita e tra segnali analogici e digitali. In linea generale, è stato deciso di inserire una resistenza da 56Ω per connettere i segnali digitali in ingresso mentre per quelli in uscita si ha un collegamento secco. I segnali analogici sono stati gestiti inserendo in ingresso un filtro RC con una resistenza pari a 56Ω ed un condensatore pari a $2.2nF$.

Blocco interconnesso	MCU PIN	Nome	I/O	Funzione del segnale
Interfaccia dei segnali analogici	PC0	HV_READ_MCU	I	DC Link feedback
	PA1	I_W_MCU	I	Uscita LEM per ogni fase dell'inverter
	PC4	I_V_MCU	I	
	PB1	I_U_MCU	I	
	PB14	TEMP_EMU_1_MCU	I	Sensore temperatura delle gambe di inverter
	PB15	TEMP_EMU_2_MCU	I	
	PE8	TEMP_EMU_3_MCU	I	
	PD10	TEMP_EMU_4_MCU	I	
	PD11	TEMP_EMU_5_MCU	I	
PD12	TEMP_EMU_6_MCU	I		
CPLD	PA0	A_M	I	Segnale Encoder
	PD4	B_M	I	
	PD3	Z_M	I	
CPLD	PA8	PWM_W_LS_MCU	O	Segnali PWM per EV-Kit
	PA9	PWM_W_HS_MCU	O	
	PA10	PWM_V_LS_MCU	O	
	PA11	PWM_V_HS_MCU	O	
	PB12	PWM_U_LS_MCU	O	
	PB13	PWM_U_HS_MCU	O	
Gestione della Control Board	PB9	SEL_ENC	O	Selezione dell'encoder
	PB7	SEL_PWM	O	Selezione del generatore PWM (dSPACE o MCU)
	PB4	EN_PWM_MCU	O	Abilitazione PWM
	PB3	FLT_MCU	O	Fault dalla MCU alla CPLD
	PE3	FLT_ON_HW	I	Fault Hardware generico dalla CPLD al MCU

Blocco interconnesso	MCU PIN	Nome	I/O	Funzione del segnale
Gestione della Control Board	PE4	FLT_ON_1	I	Fault Hardware generico della CPLD al MCU (LEDs EV-Kit)
	PE5	FLT_ON_2	I	Fault Hardware generico della CPLD al MCU (LEDs EV-kit)
	PE6	FLT_ON_3	I	
	PD7	GPIO_MCU_1	I/O	Generici
	PD6	GPIO_MCU_2	I/O	
	PD5	GPIO_MCU_3	I/O	
	PD2	GPIO_MCU_4	I/O	
	PD1	CPLD_RESET	O	Reset CPLD
PC13	EMG_CPLD_TO_MCU	O	Emergenza inviata dalla CPLD al MCU	
Interfaccia sensori di temperatura PT100	PD13	TEMP1_MCU	I	Sensore PT100 Sensing
	PD14	TEMP2_MCU	I	
	PD8	TEMP3_MCU	I	
Interfaccia segnali logici	PD0	CAN_RX1	I/O	Segnali CAN
	PA12	CAN_TX1	I/O	
	PB5	CAN_RX2	I/O	
	PB6	CAN_TX2	I/O	
Sensore di portata	PE2	WTR_FLOW	I	Flussimetro
Gestione della Service Board	PE10	PRE_ON	O	Abilitazione precarica
	PE11	DSG_ON	O	Abilitazione scarica
	PE12	PWR_ON	O	Abilitazione kilovac
	PE13	RELE_1	O	Abilitazione relè 1
	PE14	RELE_2	O	Abilitazione relè 2
	PE7	FAN_ON	O	Abilitazione ventole
MCU	PA4	DBG1/SPI1 CS	I/O	DEBUG & Programmazione
	PA5	DBG2/SPI1 CLK	I/O	
	PA6	DBG3/SPI1 MISO	I/O	
	PA7	DBG4/SPI1 MOSI	I/O	
	PE0	USART1_TX_DBG	O	
	PC5	USART1_RX_DBG	I	
	PA2	USART2_TX_DBG	O	
	PB0	DBG_SYNC	O	

Blocco interconnesso	MCU PIN	Nome	I/O	Funzione del segnale
MCU	PA14	SWCLK	O	DEBUG & Programmazione
	PA13	SWDIO	I/O	
	NRST	NRST	I	Reset MCU (ACTIVE LOW)
	PF0	CLK_IN	I	Clock in ingresso per MCU core (generato usando un oscillatore)
	PC1	LED1	O	LEDs
	PC2	LED2	O	
PC3	LED3	O		

Tabella 4.11: Specifiche principali del STM32G474VE.

I componenti ausiliari al microcontrollore includono:

- Alcuni LEDs di servizio necessari per il debug;
- Un connettore dedicato alla programmazione e al debug;
- Alcuni tests point in modo da andare a valutare il livello del segnale in fase di debug;
- Un clock generator;
- Due banchi di condensatori, uno per ogni livello di alimentazione, in modo tale da avere un accumulo di carica locale.

4.9 Implementazione pratica della progettazione della scheda di controllo

Dopo aver progettato il design dello schema elettrico dei differenti blocchi necessari al corretto funzionamento del sistema, occorre andare a sviluppare il progetto attraverso lo sbroglio del PCB.

Il PCB riflette le scelte progettuali discusse nei capitoli precedenti, come l'adozione di componenti specifici, filtri e regolatori di tensione, che ora prendono forma concreta nel circuito stampato. L'organizzazione e il layout delle piste, il posizionamento dei componenti e le decisioni di routing contribuiscono in modo significativo all'efficienza e alla stabilità complessiva del circuito. Durante il processo di sbroglio, è stata posta particolare attenzione a mantenere un'adeguata separazione tra i segnali al fine di evitare interferenze indesiderate. Quindi, è risultato necessario identificare i differenti livelli di tensione e i differenti tipi di segnale, ovvero analogico e digitale, al fine di disporre i componenti in modo tale da minimizzare le interferenze e massimizzare l'efficienza del percorso. A tal scopo è stato utilizzato per lo sbroglio un PCB con quattro layer.

Inoltre, è risultato necessario disporre i componenti in modo tale da minimizzare gli spazi, in quanto questo dispositivo sarà contenuto in un contenitore insieme agli altri elementi del sistema. A tal fine, i connettori sulla scheda Control Board sono stati disposti seguendo questo criterio.

È rilevante sottolineare che ogni connessione è stata verificata con attenzione per garantire la continuità e l'integrità del segnale. Sono state implementate le necessarie misure di protezione, come resistori di pull-up o pull-down, per assicurare un funzionamento stabile in diverse condizioni operative, anche quelle accidentali dovute da un operatore.

La figura 4.35 permette il passaggio da una visione concettuale alla realtà fisica, evidenziando come le scelte progettuali abbiano preso forma tangibile nello sviluppo del PCB. Inoltre, è interessante osservare nell'immagine 4.36 come è stato sviluppato il routing mettendo in evidenza i diversi piani utilizzati.

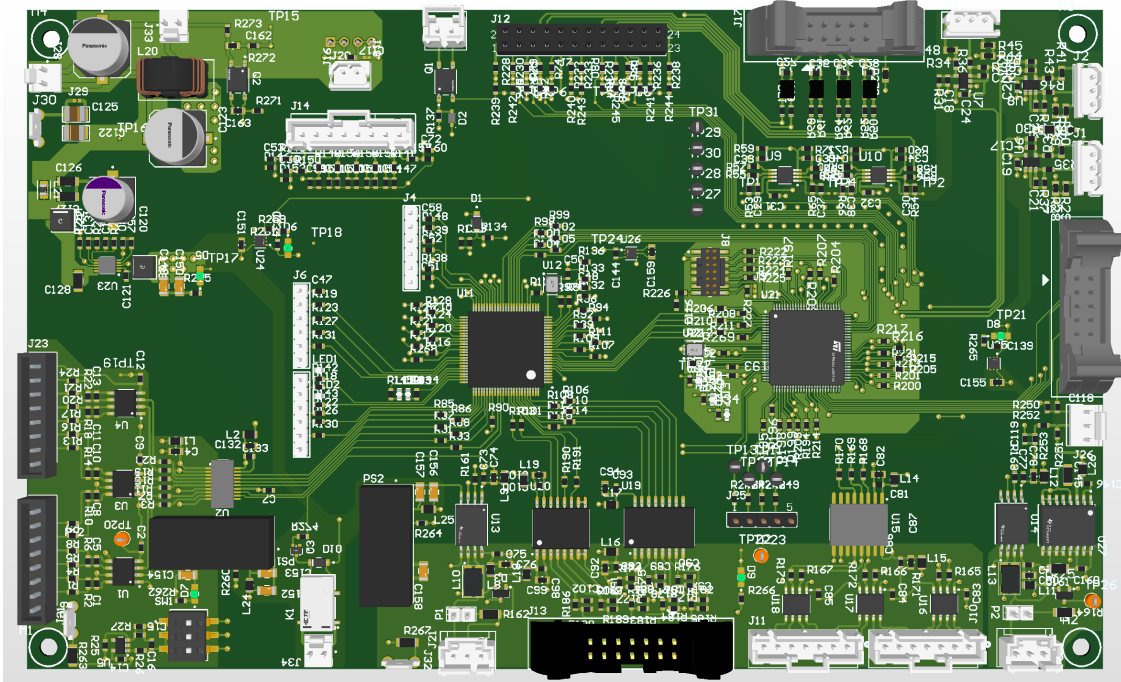


Figura 4.35: Layout della Control Board.

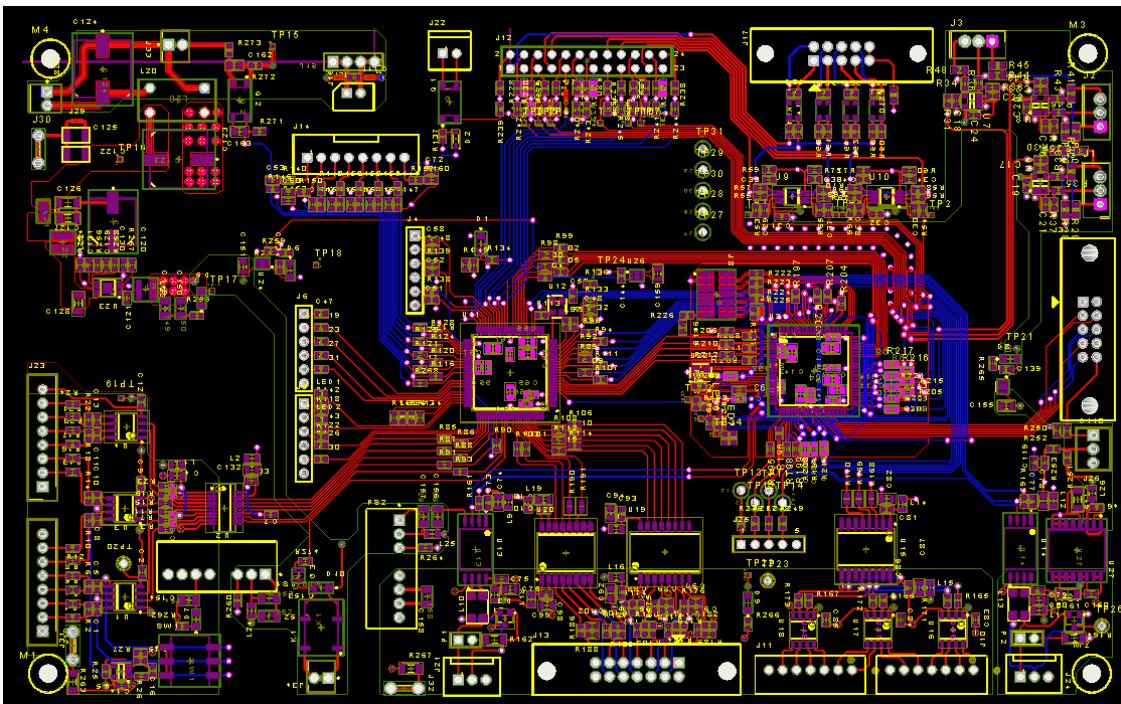


Figura 4.36: Routing della Control Board.

Capitolo 5

Conclusioni e contributi personali

Dalla valutazione dell'Evaluation Board VE-TracTM Dual Evaluation Kit della casa produttrice *onsemi* (NVG800A75L4DSB-EVK) emergono alcune lacune che limitano la sua utilità nel laboratorio *PEIC*. L'obiettivo principale di questa tesi è stato affrontare tali limitazioni attraverso la progettazione e l'implementazione di un sistema migliorato, rendendo il kit EV adatto alle esigenze specifiche del laboratorio.

Attraverso l'analisi dei componenti presenti nel kit EV, è emerso che, nonostante le sue caratteristiche di base, il kit in esame presenta diverse lacune. Queste includono l'assenza di un'interfaccia di controllo digitale, la mancanza di protezioni e sensori aggiuntivi per monitorare la sicurezza e il corretto funzionamento del sistema, la necessità di migliorare la gestione del DC Link, l'implementazione di un filtro EMI per garantire la stabilità delle forme d'onda e un contenitore su rack ventilato per impedire il contatto accidentale con i componenti in tensione del sistema.

Il presente elaborato si propone di colmare queste lacune attraverso la progettazione e l'integrazione di diverse funzionalità mancanti. Ciò include lo sviluppo di un'interfaccia di controllo digitale per l'implementazione di un controllo del convertitore e l'aggiunta di un'interfaccia di comunicazione per collegare il convertitore con altri dispositivi nel laboratorio. Inoltre, è risultato indispensabile inserire un DC Link adatto alle esigenze del laboratorio per testare i DUT al massimo delle loro capacità.

Lo schema a blocchi del sistema finale, mostrato in figura 1.3, evidenzia come l'integrazione di queste funzionalità porterà a un sistema più completo e adatto alle esigenze del laboratorio *PEIC*. L'implementazione di queste migliorie consentirà di sfruttare appieno le potenzialità dell'Evaluation Board, accelerando i processi di testing e riducendo i tempi di sviluppo dei prodotti nel settore dell'automotive.

In definitiva, l'obiettivo principale di questa ricerca è stato quello di fornire al laboratorio *PEIC* uno strumento più completo e funzionale per l'analisi e lo sviluppo di sistemi elettronici per veicoli elettrici. Le proposte di miglioramento presentate dovranno essere

assemblate e testate per verificare il corretto funzionamento del sistema.

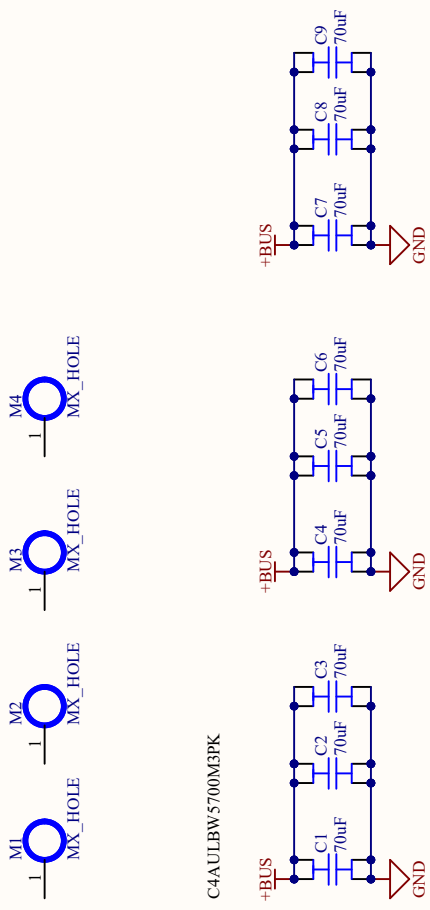
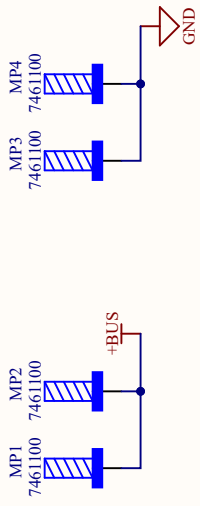
I contributi personali apportati per la progettazione delle funzionalità sopra citate sono:

- Progettazione della scheda DC Link, il cui schematico è riportato nell'appendice A;
- Progettazione della Service Board, il cui schematico è riportato nell'appendice B;
- Progettazione della Control Board, il cui schematico è riportato nell'appendice C;
- Scelta dei componenti più adatti alle specifiche del sistema;
- Sbroglia dei PCB progettati.

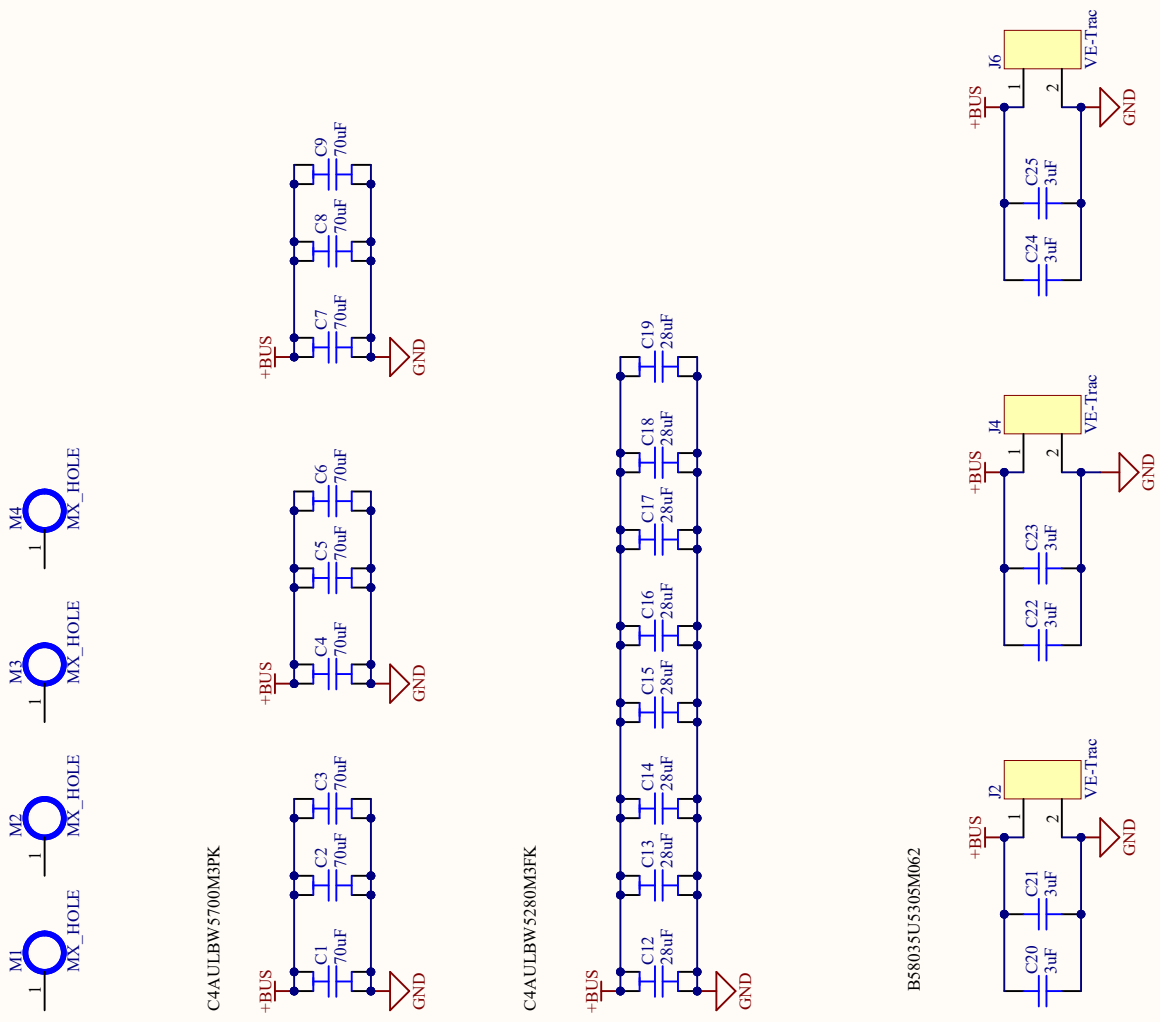
Il progetto dovrà essere continuato andando a saldare i componenti sul PCB e successivamente effettuare i test necessari.

Appendice A

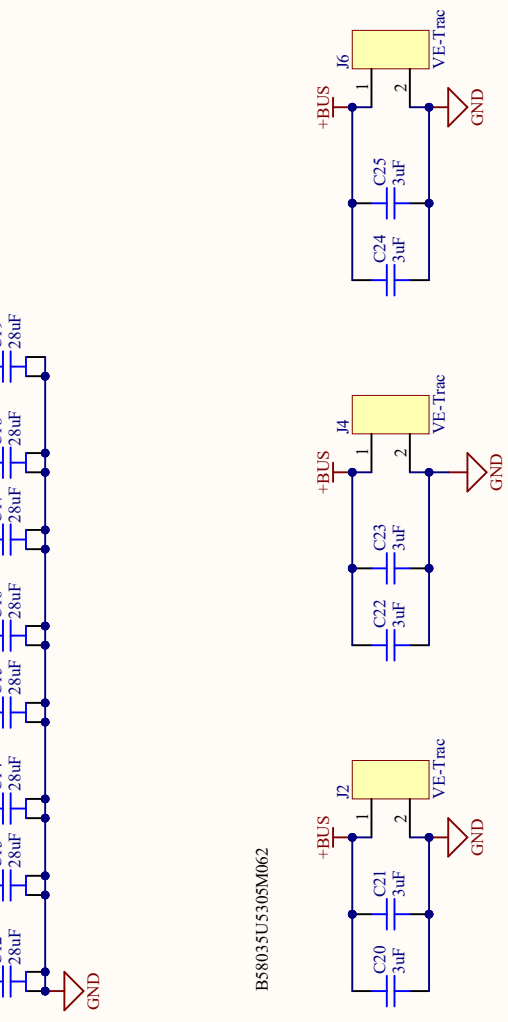
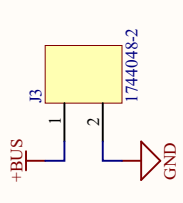
Schematico DC Link Board



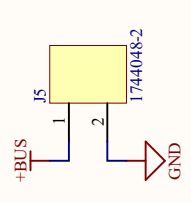
C44ULBW5700M3PK



C44ULBW5280M3FK



B58035U5305M062

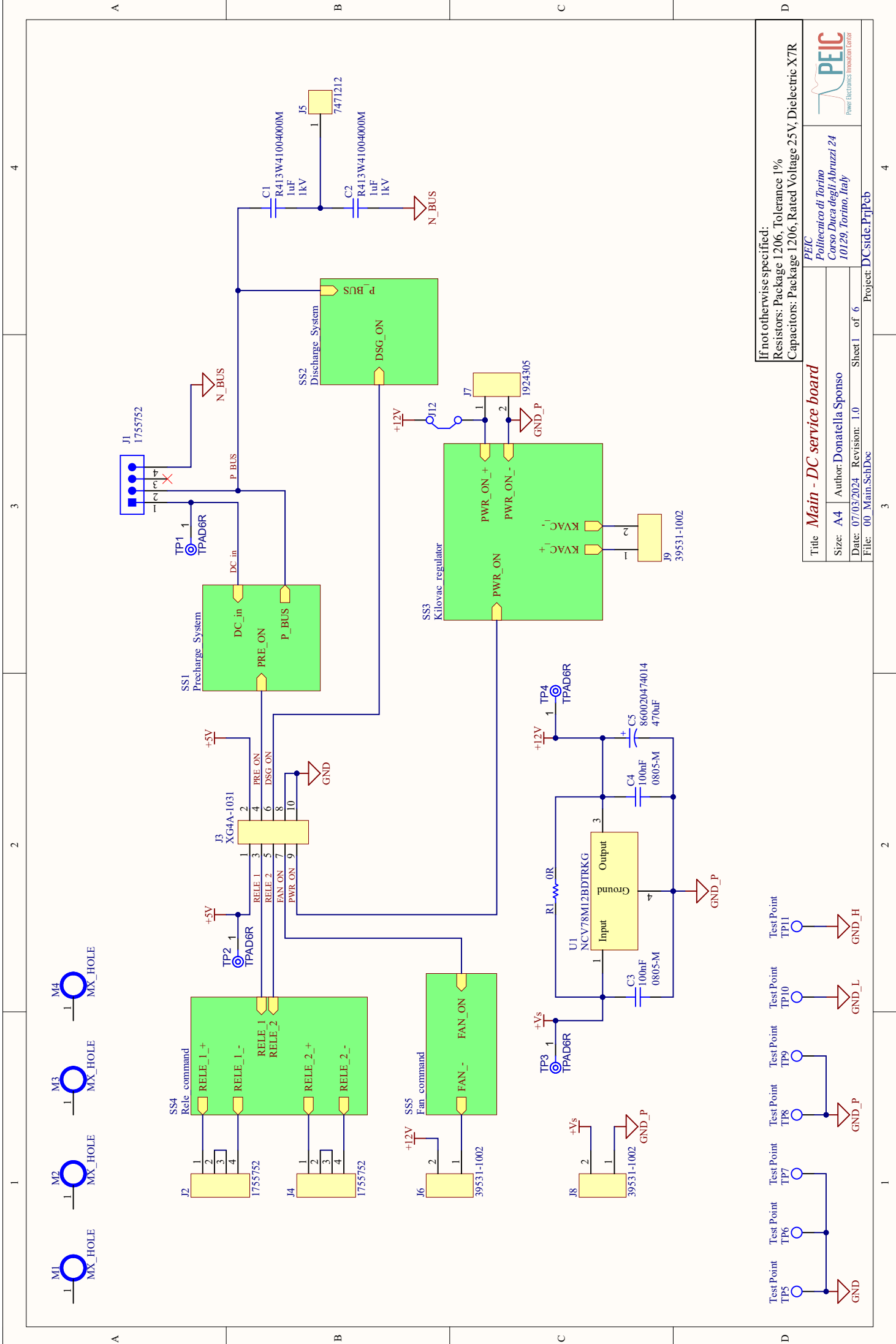


Total DM cap: 872uF
I_{rms}: 412,2A

Title Main - DC-Link Onsemi		PEIC Politecnico di Torino Corso Duca degli Abruzzi 24 10129, Torino, Italy	
Size: A4	Author: Donatella Sponso	Project: DCLink_ONsemi_Project.PjtPcb	
Date: 07/03/2024	Revision: 1.1	Sheet 1 of 1	
File: 01_Main_SchDoc			

Appendice B

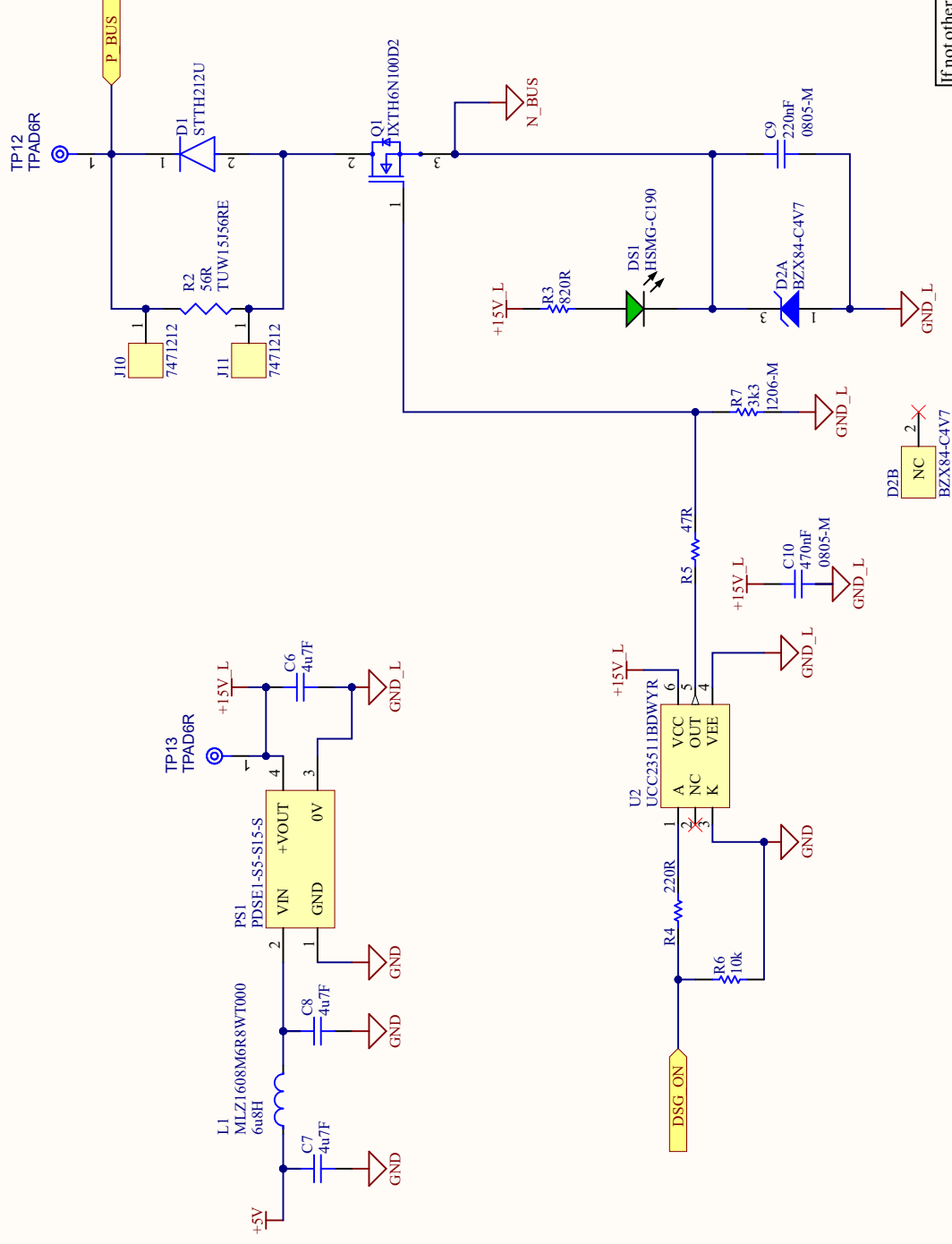
Schematico Service Board



If not otherwise specified:
 Resistors: Package 1206, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 1206, Rated Voltage 25V, Dielectric X7R

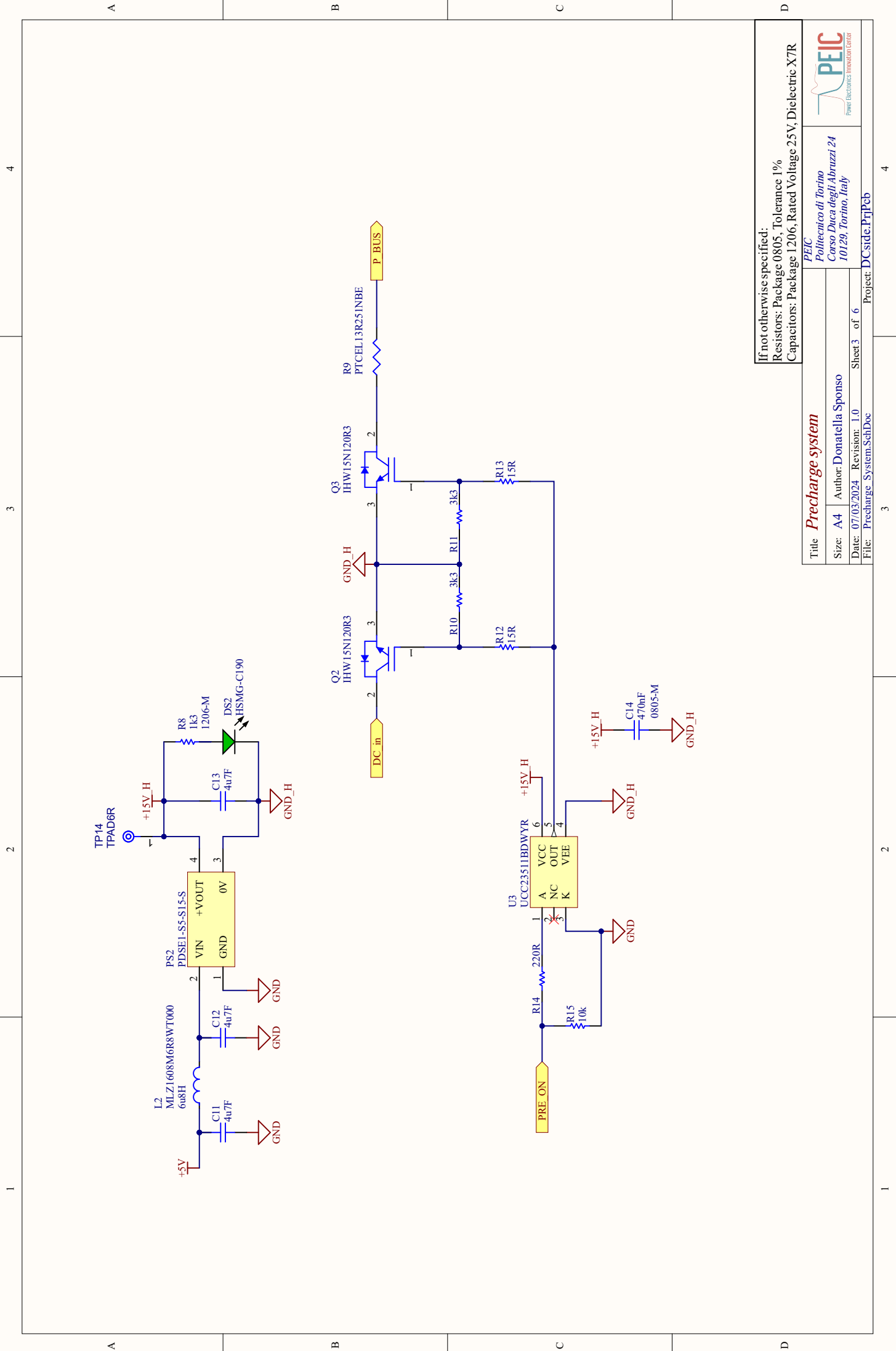
Title Main - DC service board	
Size: A4	Author: Donatella Sponso
Date: 07/03/2024	Revision: 1.0
File: 00_Main_SchDoc	Sheet 1 of 6
Project: DCside.PrlPcb	

Title PEIC	
Politecnico di Torino	
Corso Duca degli Abruzzi 24	
10129, Torino, Italy	
Power Electronics Innovation Center	



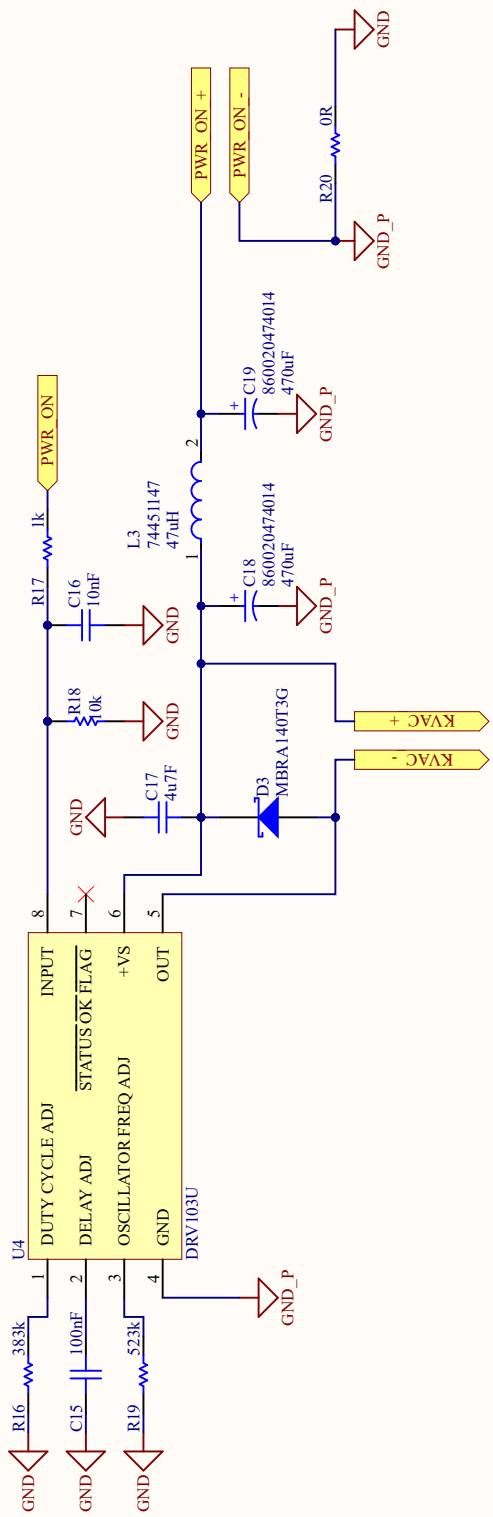
If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0805, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 1206, Rated Voltage 25V, Dielectric X7R

<p>PEIC Politecnico di Torino Corso Duca degli Abruzzi 24 10129, Torino, Italy</p>	
<p>Title: Discharge system</p>	<p>Project: DCside.FrjPcb</p>
<p>Size: A4 Author: Donatella Sponzo</p>	<p>Sheet 2 of 6</p>
<p>Date: 07/03/2024 Revision: 1.0</p>	<p>File: Discharge System.SchDoc</p>



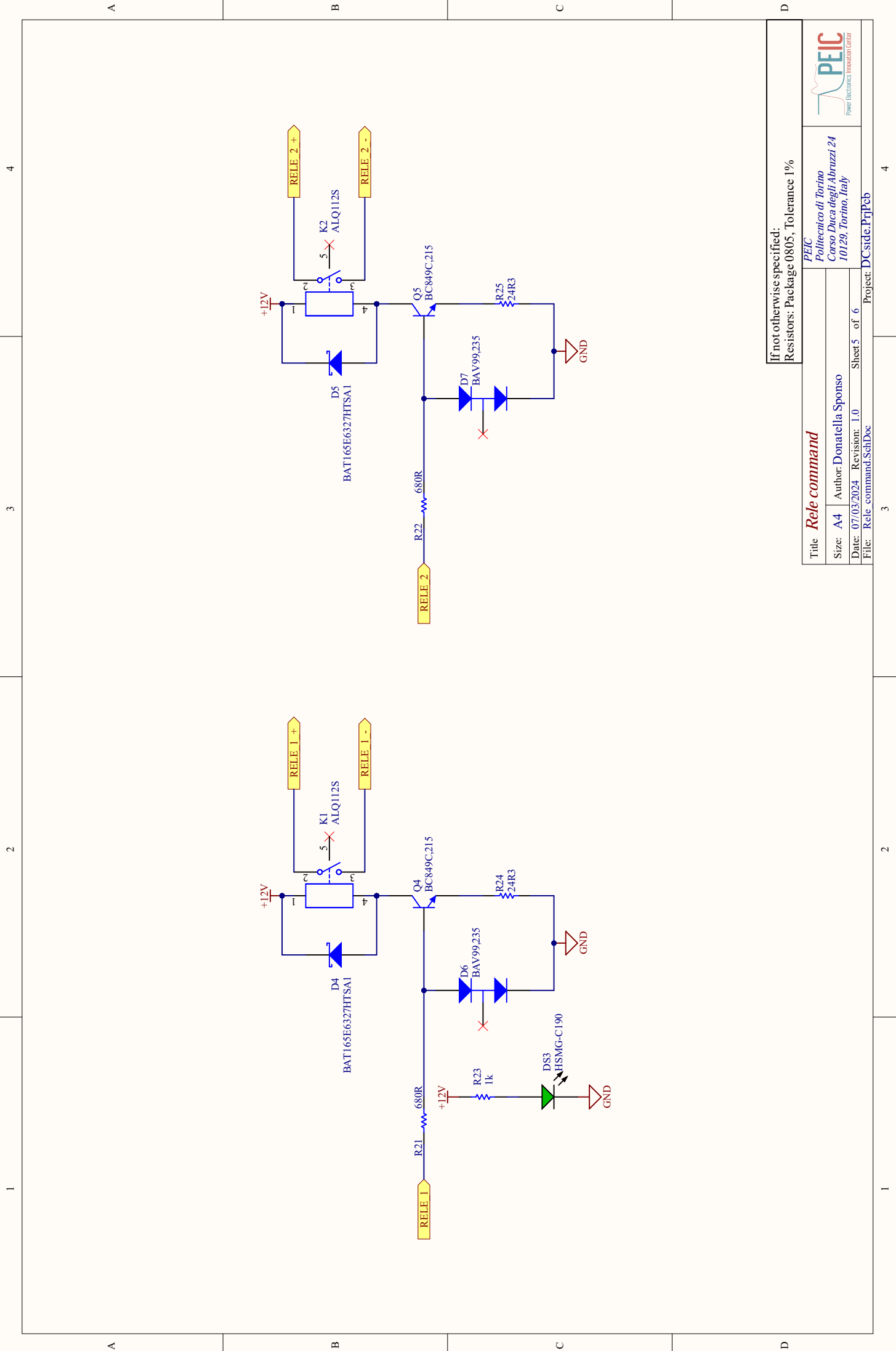
If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0805, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 1206, Rated Voltage 25V, Dielectric X7R

Title: Precharge system	
Size: A4	Author: Donatella Sponso
Date: 07/03/2024	Revisor: I.0
Sheet 3 of 6	
Project: DCside.PjPcb	



If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0805, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 0805, Rated Voltage 25V, Dielectric X7R

Title: Kilovac regulator Author: Donatella Sponso Date: 07/03/2024, Revision: 1.0 File: Kilovac_regulator.SchDoc		PEIC Politecnico di Torino Corso Duca degli Abruzzi 24 10129, Torino, Italy
Sheet 4	of 6	Project: DCside.PjPcb

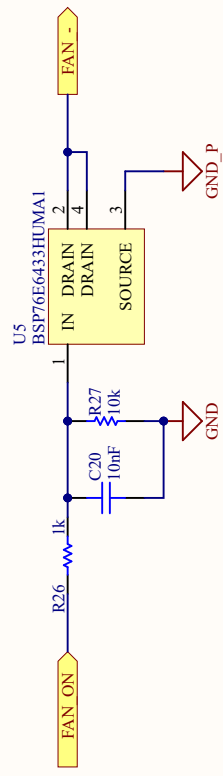


If not otherwise specified:
Resistors: Package 0805, Tolerance 1%

Title Rele command	
Size: A4	Author: Donatella Sponso
Date: 07/03/2024	Revisor: I.0
File: Rele_command.SchDoc	Sheet 5 of 6
Project: DCside.PjPcb	



PEIC
Politecnico di Torino
Corso Duca degli Abruzzi 24
10129, Torino, Italy



If not otherwise specified:

Resistors: Package 0805, Tolerance 1%

Capacitors: Package 0805, Rated Voltage 25V, Dielectric X7R

Fan command

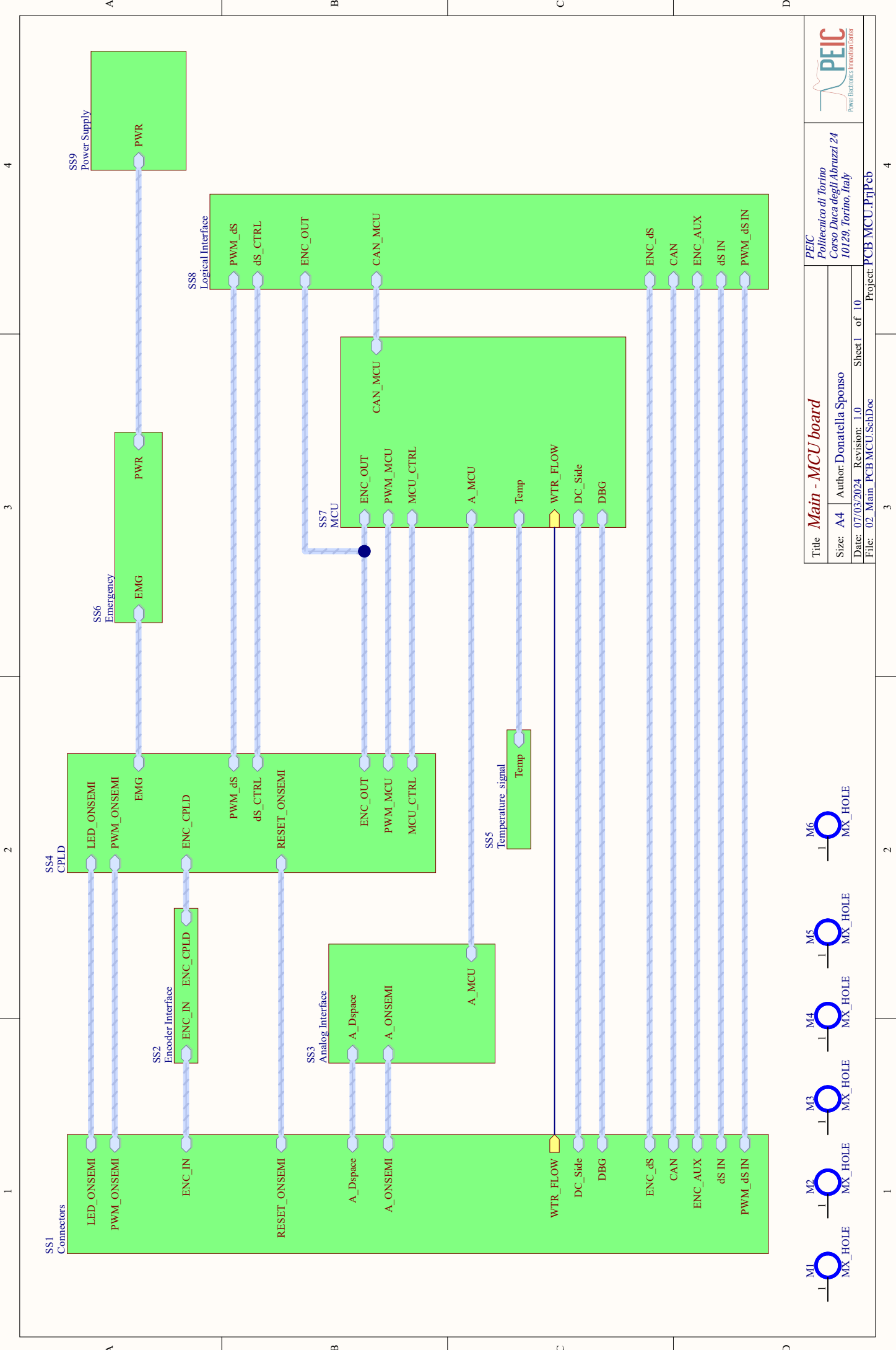
Title: *PEIC*
Politecnico di Torino
Corso Duca degli Abruzzi 24
10129, Torino, Italy

Size: A4 Author: Donatella Sponso
Date: 07/03/2024 Revision: 1.0 Sheet 6 of 6

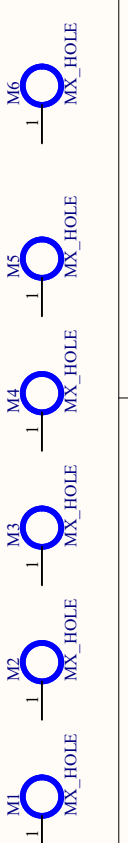
File: Fan_command.SchDoc Project: DCside.PjPcb

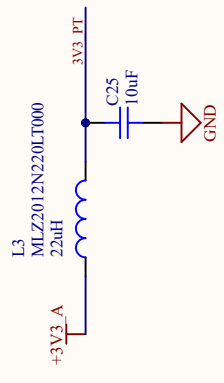
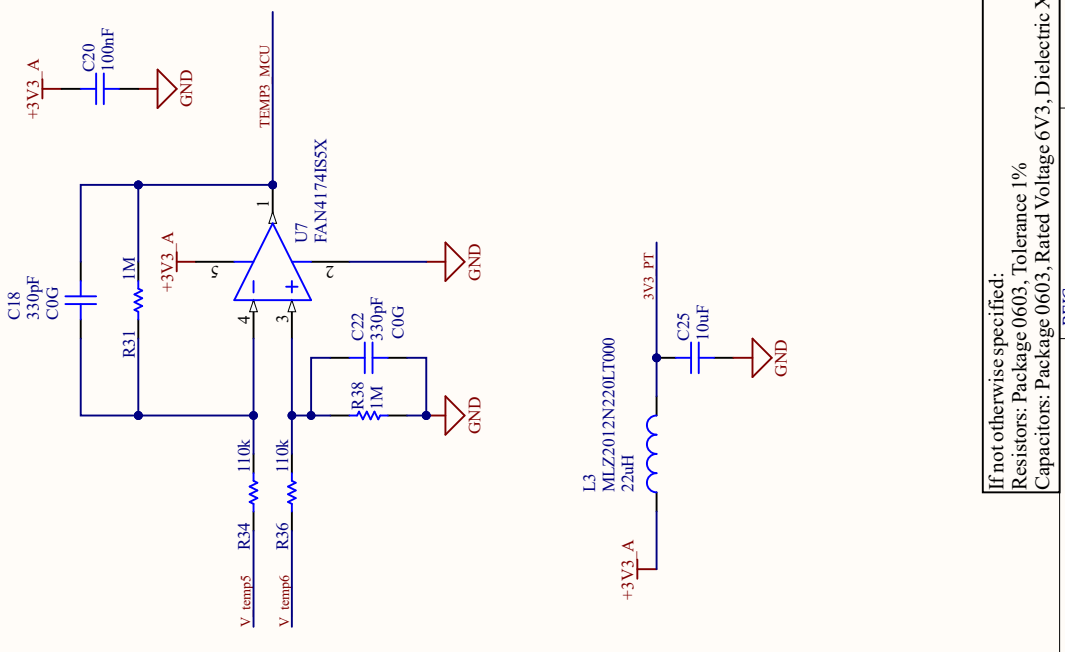
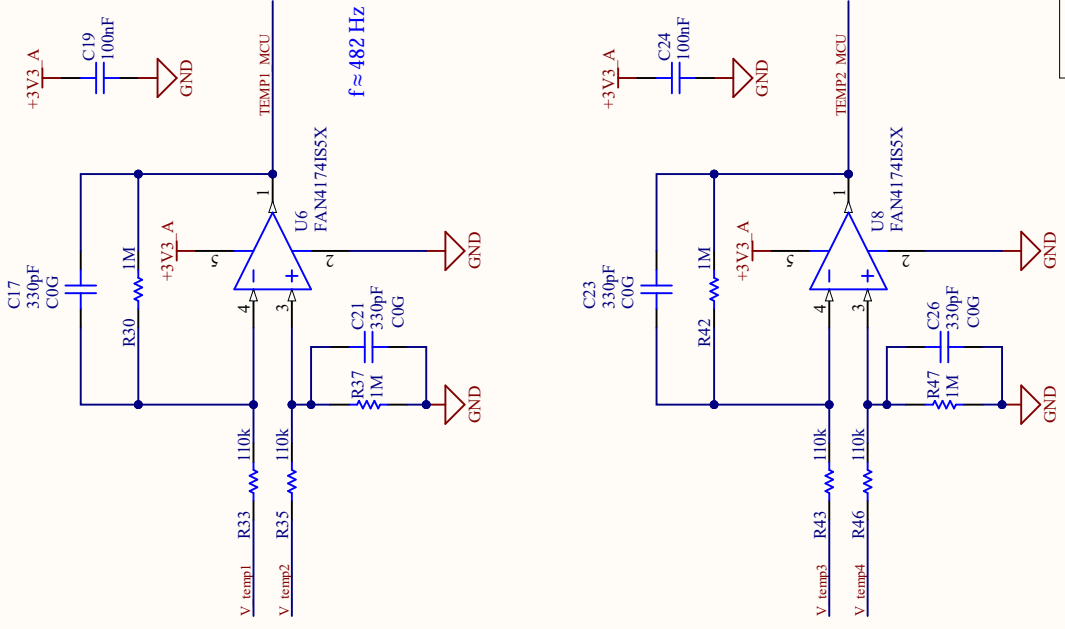
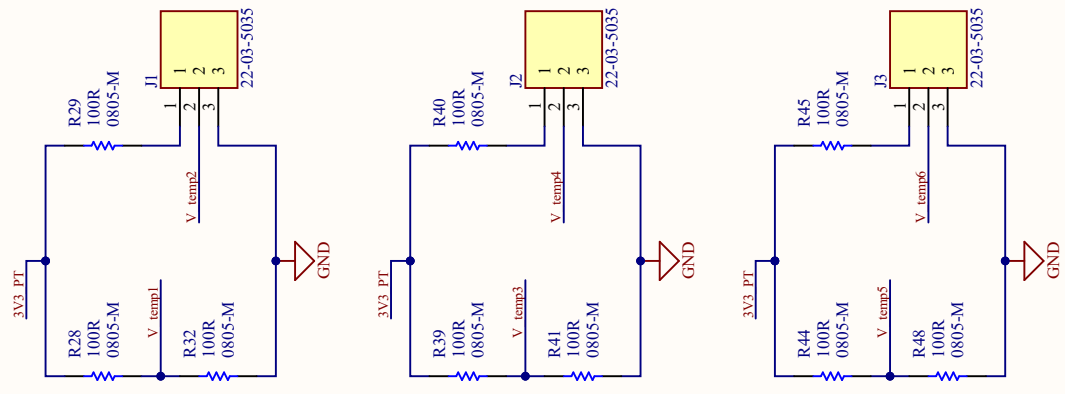
Appendice C

Schematico Control Board



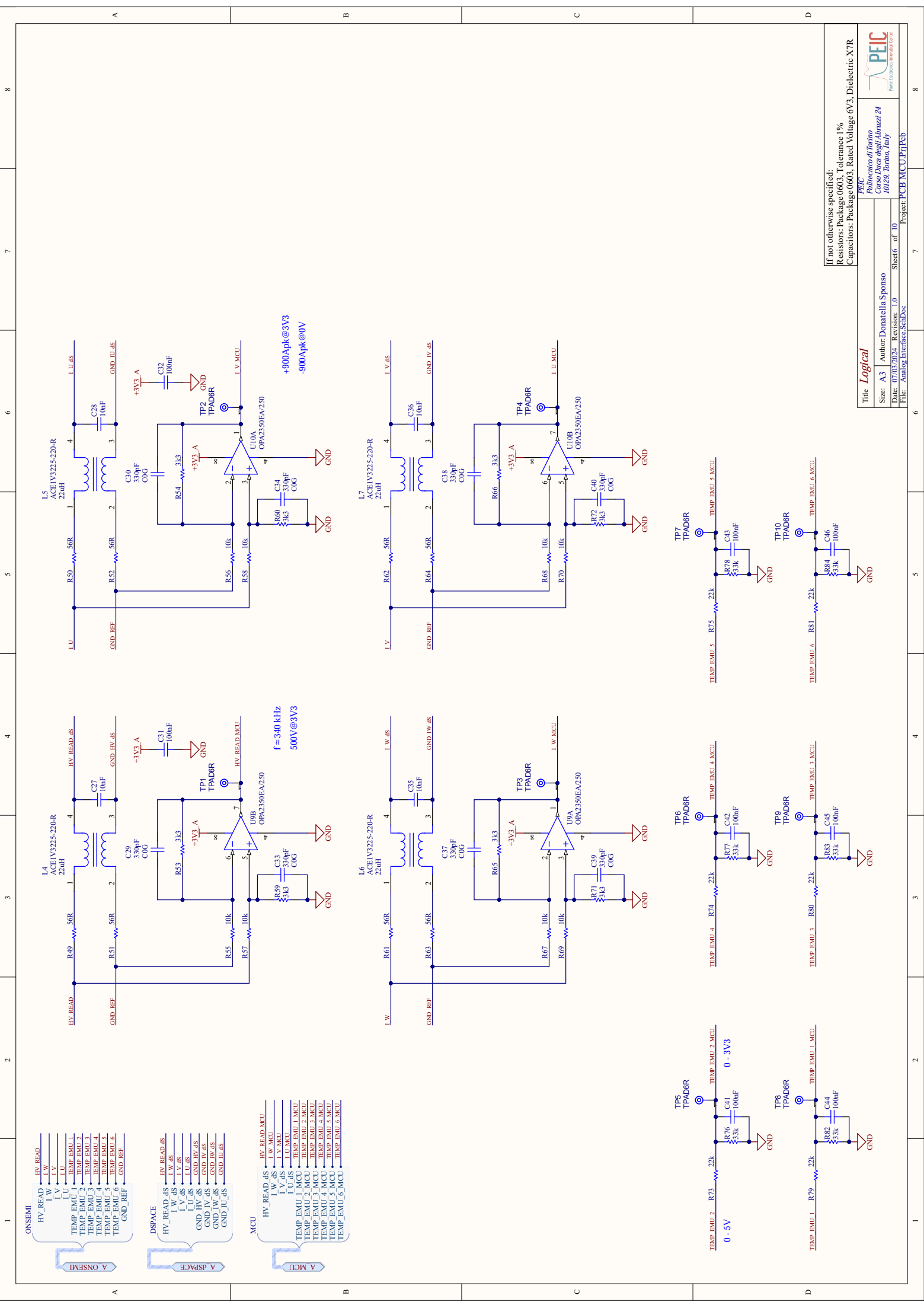
Title: Main - MCU board		PEIC Politecnico di Torino Corso Duca degli Abruzzi 24 10129, Torino, Italy	
Size: A4	Author: Donatella Sponso	Sheet 1	of 10
Date: 07/03/2024	Revision: 1.0	Project: PCB_MCU_P17Feb	
File: 02_Main_PCB_MCU.SchDoc			





If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0603, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 0603, Rated Voltage 6V3, Dielectric X7R

Title: Temperature Signal		PEIC Politecnico di Torino Corso Duca degli Abruzzi 24 10129, Torino, Italy Power Electronics Innovation Center	
Size: A4	Author: Donatella Sponso	Sheet 5	of 10
Date: 07/03/2024	Revisor: L.O	Project: PCB MCU.P17Feb	



1 2 3 4 5 6 7 8

A B C D

ONSEMI
 HV_READ_1
 HV_READ_2
 HV_READ_3
 HV_READ_4
 HV_READ_5
 HV_READ_6
 GND_REF

A DSPACE
 HV_READ_DS_1
 HV_READ_DS_2
 HV_READ_DS_3
 HV_READ_DS_4
 HV_READ_DS_5
 HV_READ_DS_6
 GND_IV_DS_1
 GND_IV_DS_2
 GND_IV_DS_3
 GND_IV_DS_4
 GND_IV_DS_5
 GND_IV_DS_6
 GND_IU_DS_1
 GND_IU_DS_2
 GND_IU_DS_3
 GND_IU_DS_4
 GND_IU_DS_5
 GND_IU_DS_6

A MCU
 HV_READ_MCU_1
 HV_READ_MCU_2
 HV_READ_MCU_3
 HV_READ_MCU_4
 HV_READ_MCU_5
 HV_READ_MCU_6
 TEMP_EMU_1_MCU
 TEMP_EMU_2_MCU
 TEMP_EMU_3_MCU
 TEMP_EMU_4_MCU
 TEMP_EMU_5_MCU
 TEMP_EMU_6_MCU
 GND_MCU

If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0603, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 0603, Rated Voltage 6V3, Dielectric X7R

PEIC
 Politecnico di Torino
 Corso Duca degli Abruzzi 24
 10129, Torino, Italy
 Sheet 6 of 10
 Project: PCB MCU Pt1 Pcb

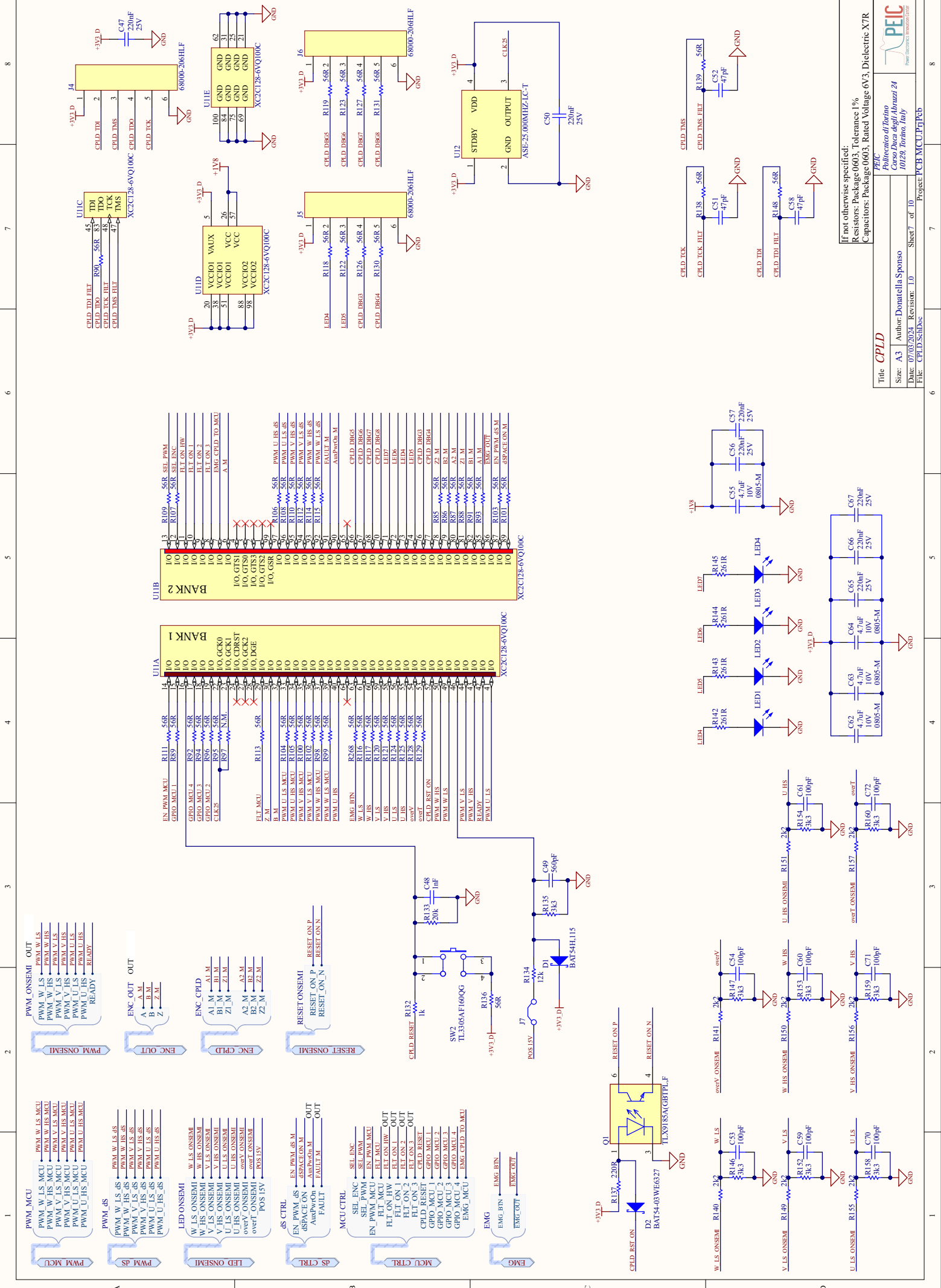
Title Logical

Author: Donatella Sponso

Date: 07/03/2024

Resistor: I-D
 File: Analog Interface_SchDwg

1 2 3 4 5 6 7 8

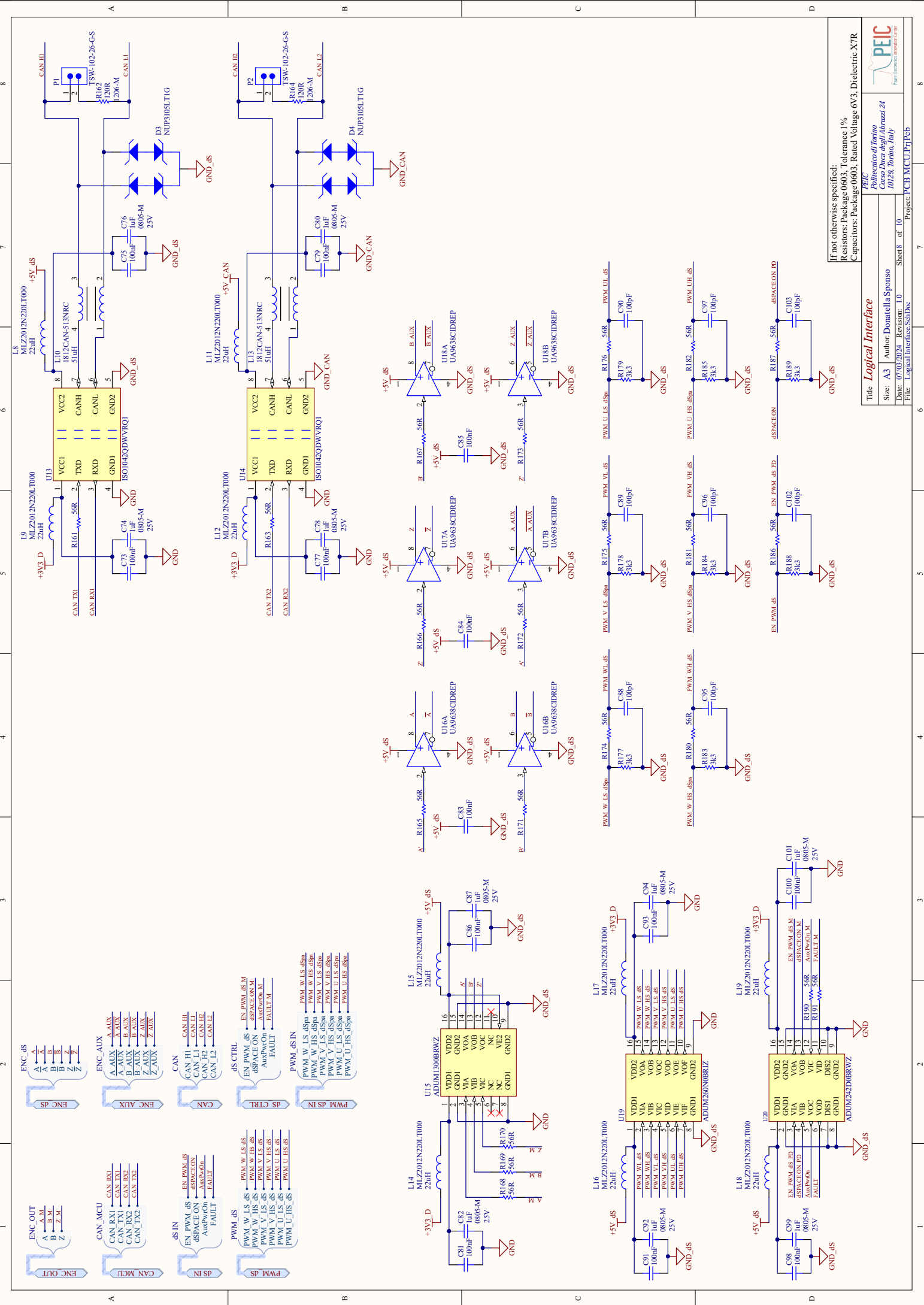


If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0603, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 0603, Rated Voltage 6V3, Dielectric X7R

CPLD
 Title: A3 | Author: Donatella Sponso
 Date: 07/03/2024, Revision: 1.0 | Sheet 7 of 10
 File: CPLD_SchDoc

Project: PCB MCU P17Pcb

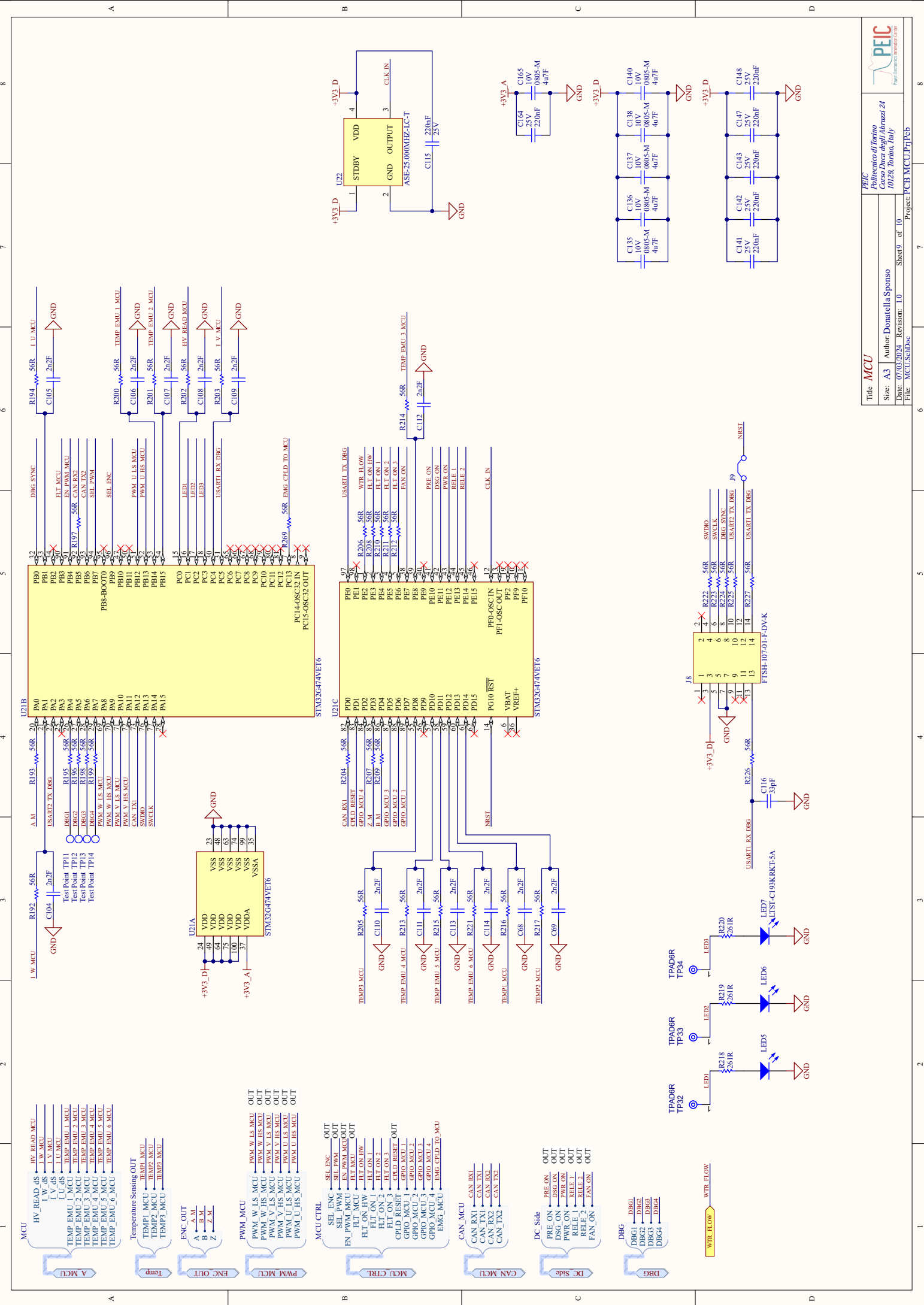
PEIC
 Politecnico di Torino
 Corso Duca degli Abruzzi 24
 10128, Torino, Italy



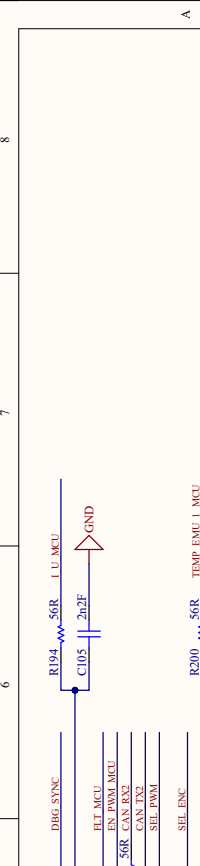
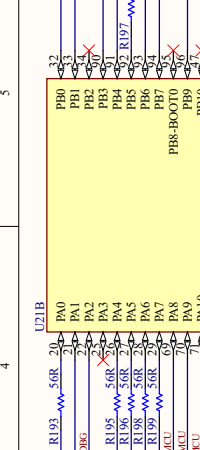
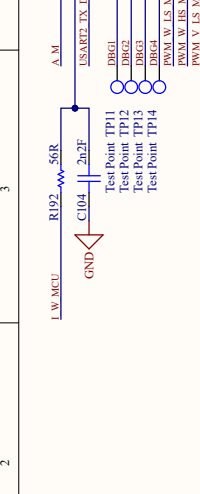
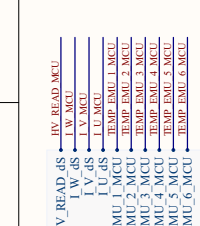
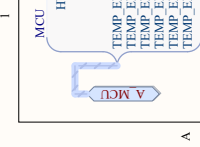
If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0603, Rated Voltage 6V3, Dielectric X7R
 Capacitors: Package 0603, Rated Voltage 6V3, Dielectric X7R

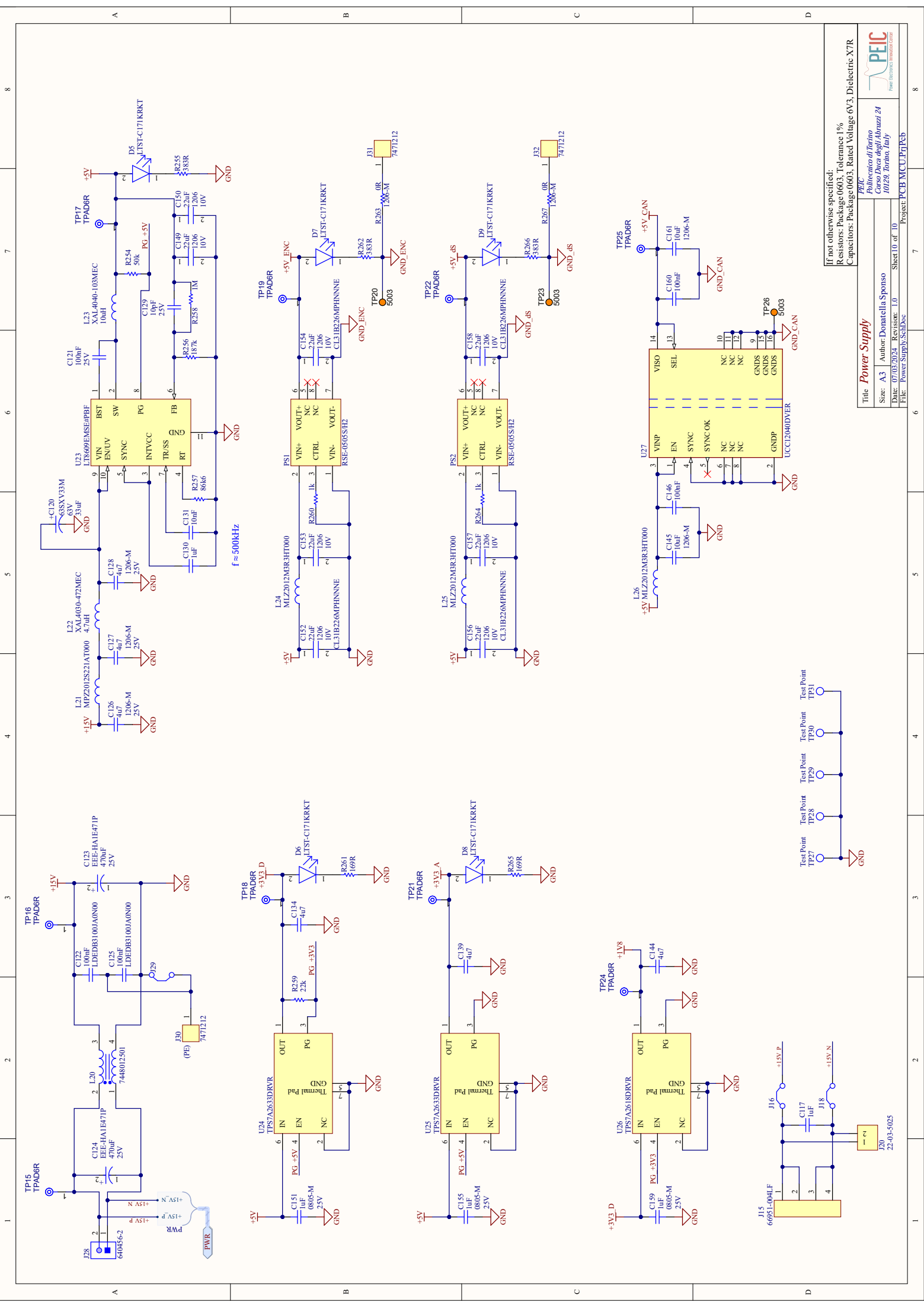
PEC
 Politecnico di Torino
 Corso Duca degli Abruzzi 24
 10128, Torino, Italy

Title: **Logical Interface**
 Size: A3 Author: Donatella Sponso
 Date: 07/03/2024, Revision: L0
 Sheets: of 10
 Project: PCB MCU Pt1 Pcb



- MCU
 - HV_READ_GS → HV_READ MCU
 - I.W. GS → I.W. MCU
 - L.V. GS → L.V. MCU
 - L.U. GS → L.U. MCU
 - TEMP_EMU_1_MCU → TEMP EMU 1 MCU
 - TEMP_EMU_2_MCU → TEMP EMU 2 MCU
 - TEMP_EMU_3_MCU → TEMP EMU 3 MCU
 - TEMP_EMU_4_MCU → TEMP EMU 4 MCU
 - TEMP_EMU_5_MCU → TEMP EMU 5 MCU
 - TEMP_EMU_6_MCU → TEMP EMU 6 MCU
- Temperature Sensing OUT
 - TEMP1_MCU → TEMP1 MCU
 - TEMP2_MCU → TEMP2 MCU
 - TEMP3_MCU → TEMP3 MCU
- ENC OUT
 - A → A.M.
 - B → B.M.
 - Z → Z.M.
- PWM MCU
 - PWM_W_LS_MCU → PWM W. LS MCU
 - PWM_W_HS_MCU → PWM W. HS MCU
 - PWM_V_LS_MCU → PWM V. LS MCU
 - PWM_V_HS_MCU → PWM V. HS MCU
 - PWM_U_LS_MCU → PWM U. LS MCU
 - PWM_U_HS_MCU → PWM U. HS MCU
- MCU CTRL
 - SEL_ENC → SEL_ENC OUT
 - SEL_PWM → SEL_PWM OUT
 - EN_PWM_MCU → EN_PWM MCU OUT
 - FLT_ON_HW → FLT_ON_HW
 - FLT_ON_1 → FLT_ON 1
 - FLT_ON_2 → FLT_ON 2
 - FLT_ON_3 → FLT_ON 3
 - CPD_RESET → CPD_RESET OUT
 - GPI0_MCU_1 → GPI0 MCU 1
 - GPI0_MCU_2 → GPI0 MCU 2
 - GPI0_MCU_3 → GPI0 MCU 3
 - GPI0_MCU_4 → GPI0 MCU 4
 - EMG_MCU → EMG CPD TO MCU
- CAN MCU
 - CAN_RX1 → CAN RX1
 - CAN_RX2 → CAN RX2
 - CAN_TX2 → CAN TX2
- DC Side
 - PRE_ON → PRE ON OUT
 - DSG_ON → DSG ON OUT
 - PWR_ON → PWR ON OUT
 - RELE_1 → RELE 1 OUT
 - RELE_2 → RELE 2 OUT
 - FAN_ON → FAN ON OUT
- DBG
 - DBG1 → DBG1
 - DBG2 → DBG2
 - DBG3 → DBG3
 - DBG4 → DBG4

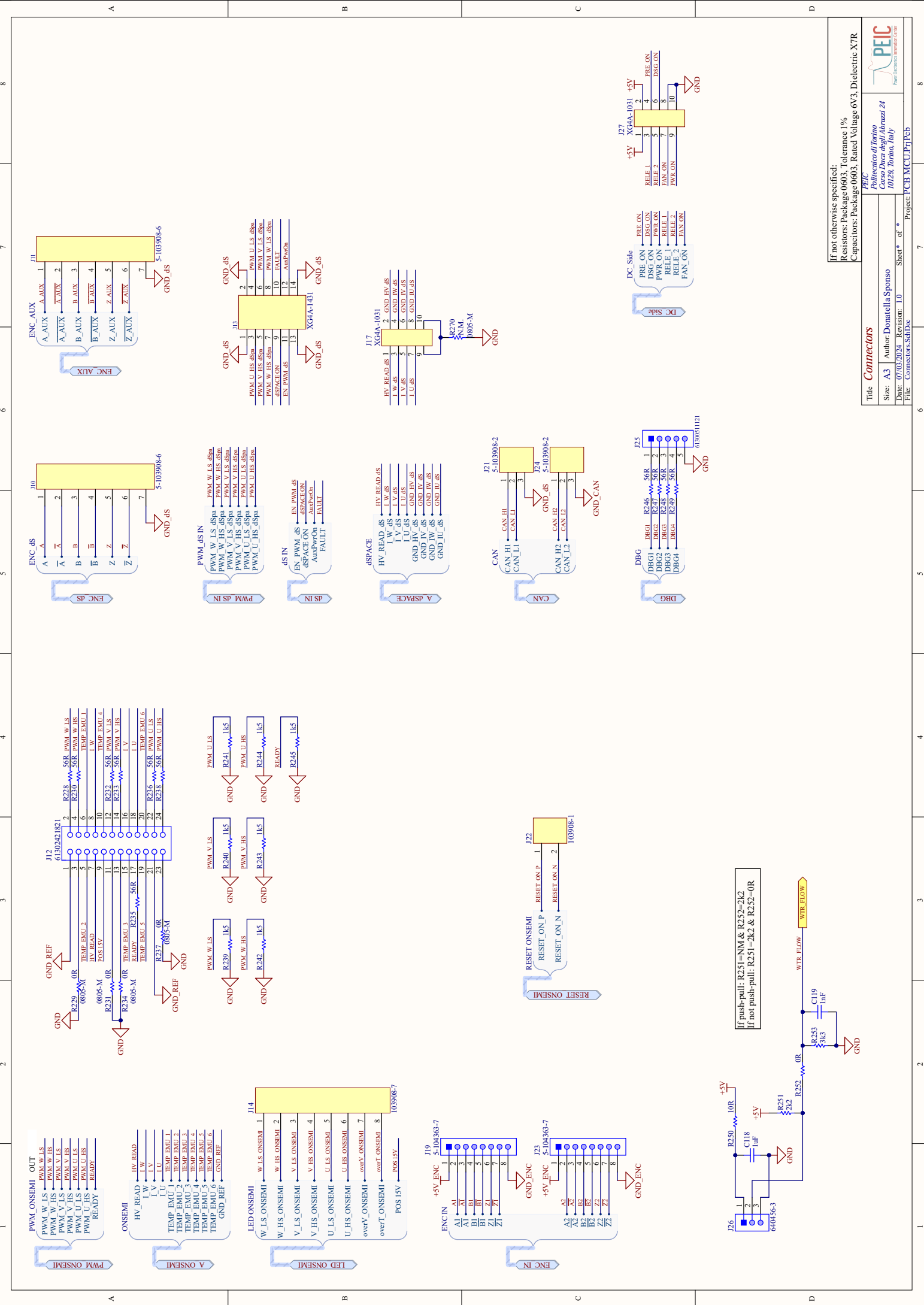




If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0603, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 0603, Rated Voltage 6V3, Dielectric X7R

PEC
 Politecnico di Torino
 Corso Duca degli Abruzzi 24
 10128, Torino, Italy

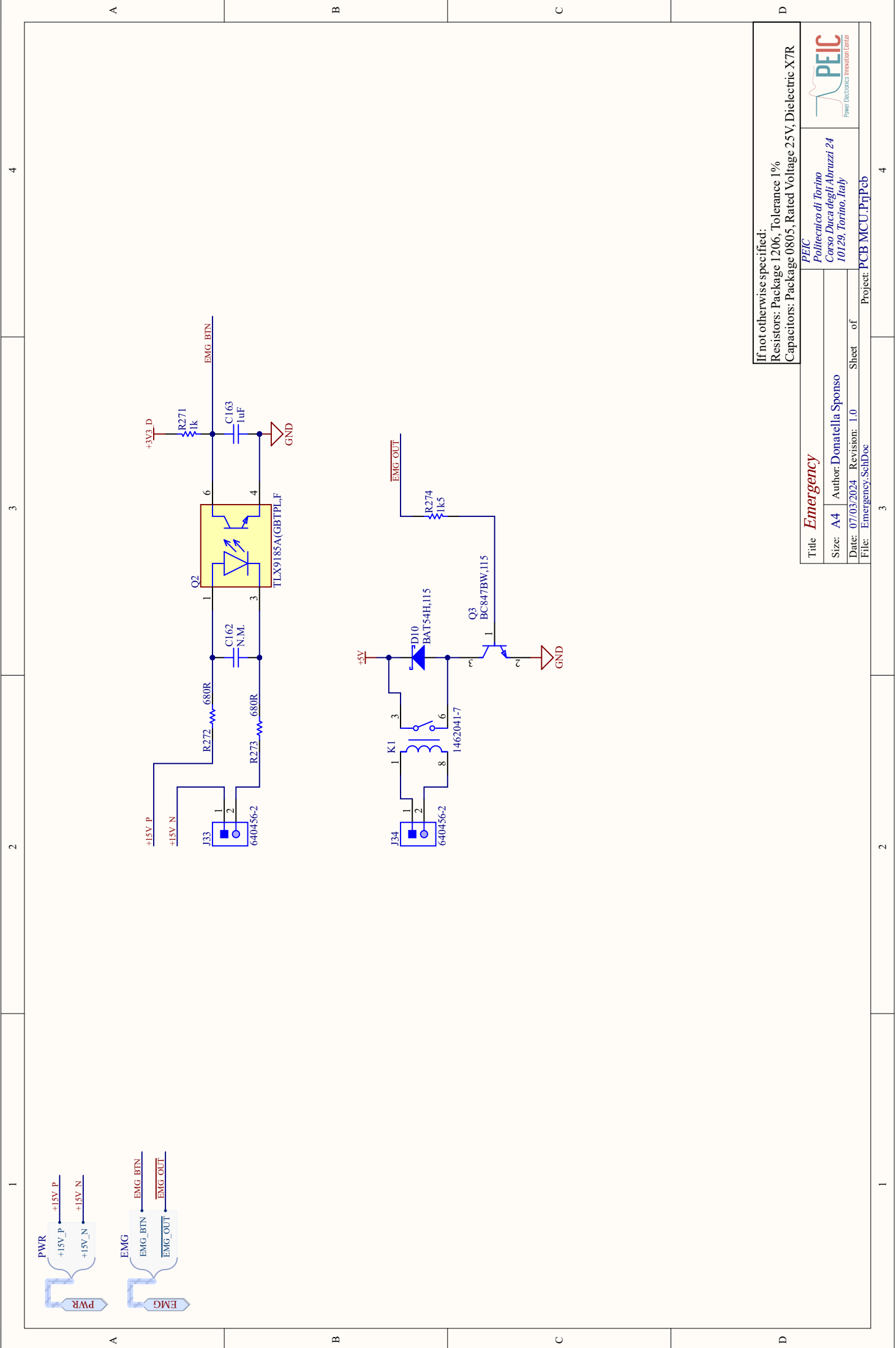
Title: **Power Supply**
 Size: A3 | Author: Donatella Sponso
 Date: 07/03/2024 | Revision: 1.0 | Sheet 10 of 10
 File: Power Supply_SchDoc | Project: PCB MCUP17Pcb



If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0603, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 0603, Rated Voltage 6V3, Dielectric X7R

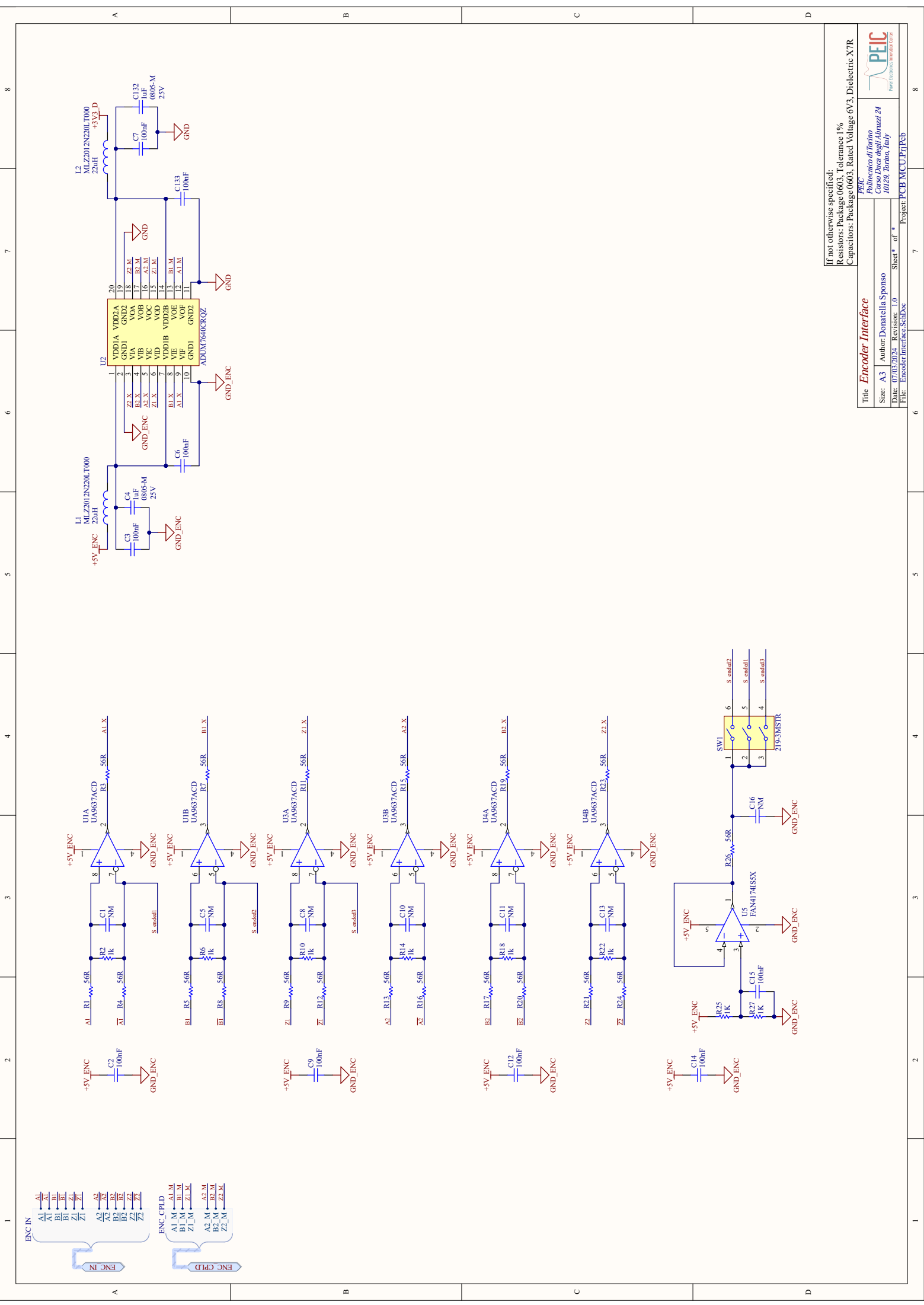
Title		Connectors	
Size:	A3	Author:	Donatella Sponso
Date:	07/03/2024	Revisior:	1.0
File:	Connectors_SchDoc	Sheet* of *	
Project:		PCB MCU P171Pcb	

PEC
 Politecnico di Torino
 Corso Duca degli Abruzzi 24
 10128, Torino, Italy



If not otherwise specified:
 Resistors: Package 1206, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 0805, Rated Voltage 25V, Dielectric X7R

PEIC Power Electronics Innovation Center	
Politecnico di Torino Corso Duca degli Abruzzi 24 10129, Torino, Italy	
Title: Emergency	Sheet of
Size: A4	Author: Donatella Sponso
Date: 07/03/2024	Revision: 1.0
File: Emergency_SchDoc	
Project: PCB MCU.P11Feb	



If not otherwise specified:
 Resistors: Package 0603, Tolerance 1%
 Capacitors: Package 0603, Rated Voltage 6V3, Dielectric X7R

PEC
Encoder Interface
 Title
 Size: A3 | Author: Donatella Sponso
 Date: 07/03/2024 | Resistor: I:0
 Sheet* of *
 File: EncoderInterface.SchDoc
 Project: PCB MCU P71 Pcb

Bibliografia

- [1] *Altium Designer*. URL: <https://www.altium.com/it>.
- [2] J.W. Kolar e S.D. Round. “Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems”. en. In: *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 153.4 (2006), p. 535. ISSN: 13502352. DOI: 10.1049/ip-epa:20050458. URL: https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa_20050458.
- [3] Marija Vujacic et al. “Analysis of dc-Link Voltage Switching Ripple in Three-Phase PWM Inverters”. en. In: *Energies* 11.2 (feb. 2018), p. 471. ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en11020471.
- [4] Texas Instruments. *UCC23511BDWYR*. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc23511.pdf?ts=1709654124650&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fde-de%252FUCC23511.
- [5] Xilinx. *XC2C128-6VQ100C*. URL: <https://docs.xilinx.com/v/u/en-US/ds093>.
- [6] onsemi. *NVG800A75L4DSB-EVK Evaluation Kit*. URL: <https://www.onsemi.com/design/tools-software/evaluation-board/nvg800a75l4dsc-evk>.
- [7] STMicroelectronics. *STM32G474xB/C/E Datasheet*. URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32g474cb.pdf>.