

Master of Science in Ingegneria Elettrica

Master Thesis Dissertation

Sviluppo banco prova di test inverter ad elevata potenza in modalità hardware-in-the-loop

Relatori Prof. Radu Bojoi Dr. Fabio Mandrile Dr. Fausto Stella **Candidato** Roberto Pozé Falet

Novembre 2022

Desidero ringraziare innanzitutto il relatore di questa tesi, il professore Radu Bojoi, insieme ai correlatori Fabio Mandrile e Fausto Stella, per la loro attenzione, disponibilità e gentilezza dimostrata durante il lavoro e la stesura della tesi, oltre che per la passione trasmessa per la materia.

Ringrazio poi tutta la mia famiglia. I miei genitori, per avermi appoggiato nel percorso ed essere stati due punti di riferimento saldi, premurosi e mai assenti ed aver sopportato i miei anni più spericolati. Mio fratello Andrea per avermi mostrato più volte la giusta strada da percorrere alternando pazienza e fermezza con il giusto equilibrio.

I miei amici più cari, Matteo, Riccardo, Alberto e Davide per aver allietato e riempito di sorrisi le mie giornate fin da quando eravamo più piccoli.

Il mio allenatore Ivano, che dopo anni di discussioni accese, con dedizione mi ha mostrato come dare il massimo di me stesso.

Infine ringrazio tutte le altre persone che hanno reso possibile la mia crescita e la conclusione di questi cinque anni di studi.

Indice

El	enco	delle tabelle	VII	
El	Elenco delle figure			
1	Intr	oduzione	1	
	1.1	Configurazione testing Harware in the loop back-to-back	2	
	1.2	Sistema in analisi	3	
	1.3	Problematiche della configurazione back-to-back	4	
		1.3.1 Limitazione di banda passante	4	
		1.3.2 Control coupling e stabilità	4	
		1.3.3 Alimentazione DC in comune	4	
		1.3.4 Differenze tra frequenze di commutazione e angolo di fase delle		
		portanti	5	
	1.4	Schema di controllo convertitori	6	
		1.4.1 Controllo CUT	6	
		1.4.2 Controllo Load converter	6	
2	Siste	emi di filtraggio	9	
	2.1	Filtro induttivo	9	
	2.2	Filtro LCL	10	
	2.3	Trasformatore	11	
	2.4	Filtro di modo comune	12	
3	Ana	lisi del sistema	13	
	3.1	Load Converter e Converter under test	13	
	3.2	Dimensionamento filtro LCL	14	
	3.3	Dimensionamento filtro L	16	
	3.4	Controllo in tensione anello aperto	17	
	3.5	Controllo in corrente anello chiuso	17	
		3.5.1 Regolatore omopolare	18	
	3.6	PWM	19	
	3.7	Dimensionamento condensatore DC link per simulazioni	20	

	3.8	Simulazione filtro L e LCL
		3.8.1 Risposta controllo con regolatore Pl
		3.8.2 Differenze con o senza regolatore di omopolare
		3.8.3 Ripple di corrente con e senza scorrimento portanti
		3.8.4 Risultati simulazione trasformatore
4	Con	fronto filtro LCL e filtro induttivo 29
	4.1	Prima prova
	4.2	Seconda prova
	4.3	Terza prova
	4.4	Connessione centro stella condensatori - DC link
5	Proc	edura iterativa calcolo sistema di filtraggio 4
	5.1	Condizione di peggiore funzionamento
	5.2	Analisi ripple di modo comune filtro induttivo
	5.3	Analisi ripple di modo comune filtro LCL
	5.4	Calcolo del filtro di modo comune iterativo
	5.5	Simulazione in condizioni normali
	5.6	Schema iterativo dimensionamento
6	Siste	emi reali 52
	6.1	Sistema di grande taglia in potenza
	6.2	Sistema di media taglia in potenza 55
	6.3	Sistema di piccola taglia in potenza
	6.4	Produzione sistema di filtraggio
		6.4.1 Modifiche sistema piccola taglia
7	Siste	ema riprodotto in laboratorio 63
	7.1	Modifiche rispetto alla soluzione studiata
	7.2	Sistema laboratorio: composizione
		7.2.1 CUT
		7.2.2 Load inverter
		7.2.3 Alimentazione DC
		7.2.4 Trasformatore
		7.2.5 Filtro induttivo
		7.2.6 Sistema di raffreddamento
		7.2.7 Sistema di controllo
		7.2.8 Sensori di misura
		7.2.9 Acquisizione dati
		7.2.10 Oscilloscopio digitale
	7.3	Prove su banco in laboratorio
		7.3.1 Risultati prove sul banco reale

		7.3.2	Monitoraggio Termico	90
8	Sim	ulazione	e sistema laboratorio	91
	8.1	Sistem	a in simulazione	91
	8.2	Filtro I	ΕΜΙ	93
	8.3	Conde	nsatore DC-link CUT e Load converter	94
	8.4	Caratte	erizzazione del trasformatore tramite prove in laboratorio	94
		8.4.1	Prova a vuoto	95
		8.4.2	Prova in cortocircuito	97
		8.4.3	Acquisizione misure	99
	8.5	Risulta	ti simulazione	99
9	Mig	liorame	nto soluzione con trasformatore	105
	9.1	Trasfor	matore	106
	9.2	Inverte	r di carico	106
	9.3	Modifi	che per testing inverter da rete e in continua	106
		9.3.1	Inverter da rete	106
		9.3.2	Testing in continua	107
	9.4	Riassu	nto miglioramenti	107
10	Con	clusioni		109
Bil	Sibliografia 111			

Elenco delle tabelle

3.1	Valori simulazione iniziale
3.2	Valori componenti iniziali
4.1	Valori filtro induttivo - prima prova
4.2	Valori filtro LCL - prima prova
4.3	Valori filtri LCL - seconda prova
4.4	Valori filtri LCL - seconda prova
4.5	Risultati terza prova 37
4.6	Risultati quarta prova
5.1	Risultati modello completo dimensionato
6.1	Parametri sistema grande taglia
6.2	Valori corrente - tensione grande taglia
6.3	Valori filtri grande taglia
6.4	Risultati grande taglia
6.5	Parametri sistema media taglia
6.6	Valori corrente - tensione media taglia
6.7	Valori filtri media taglia
6.8	Risultati media taglia
6.9	Parametri sistema piccola taglia 57
6.10	Valori corrente - tensione piccola taglia
6.11	Valori filtri piccola taglia
6.12	Risultati piccola taglia
6.13	Valori progettazione 1
6.14	Valori progettazione 2
6.15	Valori progettazione 3
6.16	Valori progettazione 4
6.17	Resistenze e frequenze $L_1 = L_2$ 3 e 4 mH
6.18	Valori progettazione $(3-4 mH)$ 1
6.19	Valori progettazione $(3-4 mH) 2 \dots 61$
6.20	Valori progettazione $(3-4 mH)$ 3
6.21	Valori progettazione $(3-4 mH) 4 \dots 61$
7.1	Specifiche CUT
7.2	Specifiche Load inverter

7.3	Specifiche IT6000C-1500-200	71
7.4	Specifiche IT6018C-1500-40	71
7.5	Dati di targa trasformatore	74
7.6	Dati di targa induttori	75
7.7	Dati di targa IT 605-S	79
7.8	Dati di targa Teledyne LeCroy CP-150	80
7.9	Teledyne LeCroy HVD3206	81
7.10	Valori di tensione V_{DC}	83
7.11	Fattori di potenza	84
7.12	Indici di modulazione	84
7.13	Legenda Fig. 7.22 - 7.23	87
8.1	Parassitisimi condensatori filtro EMI	94
8.2	Parassitisimi condensatori DC-link inverter	94
8.3	Valori prova a vuoto.	97
8.4	Parametri parallelo trasformatore.	97
8.5	Valori prova in cortocircuito.	98
8.6	Parametri serie trasformatore	99
8.7	Confronto risultati laboratorio - simulazione PLECS	102

Elenco delle figure

1.1	Schema Power electronic-based emulation [3]	2
1.2	Schema back to back [3]	3
1.3	Corrente di modo comune e differenziale	5
1.4	a) Sfasamento portanti b) Differenza frequenze di commutazione	6
1.5	Controllo CUT	6
1.6	Controllo Load converter	7
2.1	Filtro induttivo.	9
2.2	Filtro LCL.	10
2.3	Diagramma di Bode filtri L - LCL [12]	11
2.4	Trasformatore	11
2.5	Filtro di modo comune lato DC	12
3.1	Sistema in analisi - PLECS	13
3.2	CUT e load converter - PLECS	14
3.3	Filtro LCL - PLECS.	14
3.4	Effetto smorzamento passivo [2]	16
3.5	Filtro induttivo - PLECS	16
3.6	Controllo CUT - PLECS	17
3.7	Controllo Load inverter - PLECS	17
3.8	Regolatore omopolare - PLECS	18
3.9	Trasformata d,q - a,b,c con omopolare - PLECS	19
3.10	SPWM - PLECS [17]	19
3.11	Correnti di fase Load converter.	22
3.12	Errori di corrente reg. PI	23
3.13	Corrente di modo comune: a) senza regolatore b) con regolatore	23
3.14	Corrente di modo comune portanti allineate	24
3.15	Scorrimento portanti	25
3.16	Corrente di modo comune con $f_{diff} = 1Hz$	25
3.17	Corrente di modo comune con trasformatore	26
3.18	a) Correnti di fase b) Ripple di fase.	27
4.1	Ricircolo modo comune con sfasamento portanti 180°	30
4.2	Filtro L: a) Correnti di fase b) Ripple correnti di fase	31
4.3	Filtro L: a) Corrente di modo comune b) Zoom	31

4.4	Filtro LCL: a) Correnti di fase b) Ripple correnti di fase	32
4.5	Filtro LCL: a) Corrente di modo comune b) Zoom.	32
4.6	Filtro LCL-0.3: a) Correnti di fase b) Ripple correnti di fase	33
4.7	Filtro LCL-0.3: a) Corrente di modo comune b) Zoom.	34
4.8	Filtro LCL-0.1: a) Correnti di fase b) Ripple correnti di fase	34
4.9	Filtro LCL-0.1: a) Corrente di modo comune b) Zoom.	34
4.10	Sistema terza prova.	35
4.11	Sistema terza prova -PLECS	36
4.12	Corrente omopolare Lcm - $100 \mu H$	36
4.13	Corrente omopolare Lcm - $200 \mu H$.	36
4.14	Corrente omopolare Lcm - $400 \mu H$.	37
4.15	Corrente omopolare Lcm - 1000 μ H	37
4.16	Connessioni centro stella 1) CUT 2) Load. converter	38
4.17	Modifiche modello PLECS - quarta prova	39
4.18	Correnti di fase 4a prova: a) CUT b) Load converter	40
5.1	Sistema completo	41
5.2	Generazione ripple di corrente attraverso un induttore [17]	43
5.3	Modifiche duty cycle = 0.5	44
5.4	Modello equivalente filtro L al modo comune	44
5.5	Corrente picco - picco di modo comune filtro L nelle condizioni peggiori	
	di funzionamento	45
5.6	Modello equivalente filtro LCL al modo comune	46
5.7	Corrente picco - picco di modo comune filtro LCL nelle condizioni	
	peggiori di funzionamento	47
5.8	Modello equivalente al modo comune completo	48
5.9	Corrente modo comune sistema completo dimensionato - condizioni	
	peggiori	49
5.10	Corrente modo comune sistema completo dimensionato - normale fun-	
	zionamento	50
5.11	Schema dimensionamento	51
6.1	Grande taglia in potenza: a) Corrente di fase b) Corrente di modo comune.	54
6.2	Media taglia in potenza: a) Corrente di fase b) Corrente di modo comune.	56
6.3	Piccola taglia in potenza: a) Corrente di fase b) Corrente di modo comune.	58
6.4	Corrente con $L_1 = L_2 = 3mH$: a) Corrente di fase b) Corrente di modo	
	comune	60
6.5	Corrente con $L_1 = L_2 = 4mH$: a) Corrente di fase b) Corrente di modo	
	comune	61
6.6	Schema semplificato.	62
6.7	Cassetta LCL	63
7.1	Schema semplificato sistema laboratorio	66
7.2	Banco di prova- laboratorio 1	67
7.3	Banco di prova - laboratorio 2	68

7.4	Inverter under test + EMI	70
7.5	Load converter.	71
7.6	Alimentatore DC	72
7.7	Modulo alimentatore DC	72
7.8	Utilità stella - triangolo	73
7.9	Trasformatore.	74
7.10	Induttori	75
7.11	Singolo induttore	76
7.12	Chiller CUT	77
7.13	Chiller Load converter.	77
7.14	Termocamera	78
7.15	Carrier based space vector modulation [17]	79
7.16	Sensore LEM IT 605-S	80
7.17	Sonda di corrente Teledyne LeCroy.	80
7.18	Sonda di tensione Teledyne LeCroy.	81
7.19	HBM 1-gen7ta-2 + SIGNALTEC.	82
7.20	Oscilloscopio.	83
7.21	Schema successione delle prove.	85
7.22	Risultati prova con $V_{DC} = 600V$ e $I_{REF,pk} = 260A$ 1	86
7.23	Risultati prova con $V_{DC} = 600V$ e $I_{REF,pk} = 260A$ 2	87
7.24	Risultati prova con $V_{DC} = 800V$ e $I_{REF,pk} = 550A$.	88
7.25	Corrente di modo comune con $V_{DC} = 800V$ e $I_{REF,pk} = 550A$	88
7.26	Ripple di fase CUT con $V_{DC} = 800V$ e $I_{REF,pk} = 550A$.	88
7.27	Ripple di fase Load Converter con $V_{DC} = 800V$ e $I_{REF,pk} = 550A$	89
7.28	Efficienza inverter CUT	89
7.29	Termocamera - CUT.	90
7.30	Termocamera - Induttori.	90
7.31	Termocamera - Trasformatore.	90
8.1	Riproduzione sistema laboratorio - PLECS	91
8.2	"Carrier based space vector modulation" - PLECS	92
8.3	Tensione di fase lato CUT, media mobile.	92
8.4	Filtro EMI - PLECS.	93
8.5	Circuito equivalente trasformatore.	95
8.6	Setup prova a vuoto [20]	95
8.7	Circuito equivalente semplificato prova a vuoto [20]	96
8.8	Setup prova in corto [20]	97
8.9	Circuito equivalente semplificato prova in corto [20]	98
8.10	Risultati simulazione prova reale $V_{DC} = 800V \text{ e } I_{pk,CUT} = 317A.$	100
8.11	Risultati simulazione prova reale, ripple corrente di fase CUT	101
8.12	Risultati simulazione prova reale, ripple corrente di fase Load converter.	102

Capitolo 1 Introduzione

Sempre di più negli ultimi anni le tematiche ambientali e la riduzione dell'impatto delle emissioni inquinanti prodotte dall'uomo hanno guadagnato importanza come obbiettivo nello sviluppo tecnologico della società.

All'interno di questi obbiettivi risulta di grande importanza il passaggio da un sistema di trasporti incentrato sui combustibili fossili ad un sistema sempre più incentrato sull'utilizzo di mezzi di trasporto elettrici ed ibridi.

Essendo il settore automobilistico responsabile di più del 10% delle emissioni globali di CO_2 [10], sempre più investimenti vengono indirizzati nello sviluppo di vetture elettriche ed ibride che possano raggiungere prestazioni paragonabili alle vetture a combustibile fossile, in modo da poter risultare un alternativa valida non solo a livello di emissioni.

Un ruolo importante nel sistema di trazione elettrica é ricoperto dallo stadio di conversione dell'energia elettrica da continua ad alternata e viceversa, svolto dagli inverter, utilizzati per interfacciare il motore elettrico alla batteria di alimentazione, sia in funzionamento da motore con richiesta della potenza da parte del carico, sia in fase rigenerativa.

In quest'ottica si inserisce la tematica della presente tesi, la quale mira allo studio e sviluppo di un banco di prova ottimale per il testing dei vari punti di funzionamento di un inverter ad elevata potenza. Testing svolto per ottenere le mappe di efficienza, potenze e perdite, successivamente alla fase di costruzione dell'inverter stesso, per poterne caratterizzare il funzionamento.

Tale banco di prova viene sviluppato utilizzando una tecnica di testing, specifico per convertitori di potenza, back-to-back Harware in the loop (HIL) che si basa sull'interfacciarsi di due convertitori per simulare un sistema reale, convertitore - carico, utilizzando un'unica sorgente DC come alimentazione.

Come obbiettivo principale si mira a risolvere le varie problematiche che possono sorgere utilizzando tale sistema di testing, passando per una prima fase di analisi in ambiente di simulazione PLECS e successivamente ad un analisi sul sistema reale svolta in laboratorio per testarne la reale efficacia.

1.1 Configurazione testing Harware in the loop back-toback

Con il termine Hardware in the loop (HIL) si va a richiamare una serie di test che mirano a riprodurre il sistema controllo – motore/carico in ambiente di laboratorio e simulazione senza necessità di utilizzare un vero e proprio carico o senza riprodurre il sistema completo in modo da ottenere un metodo di testing più sicuro e versatile in fase di ricerca.

Si suddividono in diverse famiglie di test. CHILS acronimo di "Control and Hardware in the loop simulation", PHILS acronimo di "Power in the loop simulations" e PEBE acronimo di "Power electronic-based emulation" di più recente produzione.

Dipendentemente dalla tipologia di fase di analisi del sistema, dal tipo di componenti a disposizione e dal livello di sicurezza voluta viene selezionata una tipologia rispetto ad un'altra tra le HILS.

Le maggiori differenze si possono trovare nella necessità dell'utilizzo di una tipologia CHILS per andare a testare gli algoritmi di controllo, poiché la macchina elettrica ed il sistema di controllo vengono riprodotti solamente attraverso modelli software.

Per quanto riguarda la metodologia PHILS, include una fase di potenza che rappresenta i componenti in maniera più realistica ma può richiedere un simulatore real-time tipicamente molto costoso.

L'ultima delle tre modalità di testing é la PEBE. È la modalità che più si addice al tipo di analisi da svolgere sul sistema banco prova.



Figura 1.1: Schema Power electronic-based emulation [3].

Viene scelta poiché utilizzando un convertitore controllato come simulatore di carico, può andare a ricreare il comportamento in tensione e corrente in uscita di un qualsiasi carico fornendo così la possibilità di testare i componenti in qualsiasi punto di lavoro e con un qualsiasi fattore di potenza.

1.2 Sistema in analisi

Si é optato per una configurazione back to back.

Si tratta di una tipica configurazione per sistemi simili a quello in analisi, si compone di due convertitori accoppiati in DC alimentati dallo stesso alimentatore DC ed interfacciati sul lato AC tramite un sistema di filtraggio.



Figura 1.2: Schema back to back [3].

Rispettivamente i due convertitori prendono il nome di "Converter under test" (CUT), convertitore della quale si vuole andare ad ottenere le mappe di efficienza e le informazioni a riguardo delle prestazioni nei vari punti di lavoro, ed il Load converter utilizzato come emulatore del carico.

Utilizzare questa configurazione porta con sé una serie di vantaggi, primo tra tutti il ricircolo di potenza tra i due sistemi CUT e Load converter.

Questo fa sì che all'alimentatore DC venga richiesto di fornire esclusivamente le perdite del sistema totale (perdite negli switch dei due convertitori, le perdite nei cavi e nei sistemi di filtraggio).

Tutto ciò porta ad avere una potenza erogata dall'alimentatore uguale a una frazione della potenza scambiata tra i due convertitori.

Un secondo vantaggio è collegato all'utilizzo dei convertitori AC/DC. Tipicamente si tratta di inverter utilizzati all'interno di sistemi dove è richiesto il funzionamento rigenerativo.

Ciò comporta l'inversione del flusso di potenza all'interno dello stadio di conversione. La scelta di questa configurazione è ottimale poiché può andare a simulare sia il flusso di potenza dal CUT converter verso il Load converter, configurazione che rispecchia un motore alimentato da batteria, sia in fase rigenerativa quindi con flusso di potenza dal Load converter verso il CUT.

1.3 Problematiche della configurazione back-to-back

Il sistema per come precedentemente descritto porta con sé una serie di problematiche da analizzare in modo da porvi accurata attenzione in fase di progettazione del sistema per ottenere un risultato soddisfacente.

1.3.1 Limitazione di banda passante

Come verrà successivamente spiegato, il sistema per come è immaginato necessita di filtraggio tra i due convertitori.

Tipicamente si fa riferimento a filtri induttivi composti da tre induttori di pari valore posti sulle tre fasi o da un filtro LCL.

Tali filtri vengono posti sul lato in corrente alternata tra i due convertitori.

L'inserimento di questa componentistica, insieme al controllo dinamico, può portare ad una serie di problematiche, prima delle quali vi è una possibile limitazione della banda passante del sistema. Se ciò avviene si possono ottenere dei risultati inaccurati di test specialmente durante i transitori.

In questo caso avendo come obbiettivo la caratterizzazione delle specifiche del convertitore mirando per lo più al funzionamento a regime si tratterà di una problematica secondaria ma di cui bisognerà comunque tener conto.

1.3.2 Control coupling e stabilità

Gli stessi filtri prima descritti possono andare a migliorare la stabilità del sistema. Specialmente i filtri LC e LCL, introducendo dei punti di neutro all'interno della simulazione rendendo più stabili le simulazioni in condizioni asimmetriche. Bisogna però porre attenzione alle risonanze ed alle complicazioni nel controllo intro-

Bisogna però porre attenzione alle risonanze ed alle complicazioni nel controllo introdotte da tali filtri.

1.3.3 Alimentazione DC in comune

Come precedentemente descritto, la scelta di un alimentazione comune porta dei vantaggi a livello di potenza richiesta all'alimentatore, ma introduce altre complicazioni. Tale configurazione fa sì che si formi un circuito di richiusura della corrente omopolare, anche detta di modo comune.



Figura 1.3: Corrente di modo comune e differenziale.

In sistemi di grande potenza la corrente omopolare (I_{CM} "common mode" in Fig. 1.3) può raggiungere valori elevati aggiungendo perdite extra, armoniche indesiderate ed andando a degradare la qualità dei risultati ottenuti.

Inoltre, il setup è stato studiato per testare convertitori completi. Questo può significare che vi sia la presenza di filtri EMI in ingresso all'inverter sotto test. Tali filtri presentano tipicamente soglie di resistenza alla corrente di modo comune molto inferiori ai valori ottenuti in questa configurazione per elevate potenze.

La riduzione del ripple di corrente di modo comune insieme al ripple di corrente differenziale (I_{DM} "differential mode" in Fig. 1.3) risulta dunque essere uno dei principali problemi a cui far fronte nello studio di questo sistema.

1.3.4 Differenze tra frequenze di commutazione e angolo di fase delle portanti

Le possibili differenze tra le portanti dei due convertitori possono portare ad incrementare il valore del ripple della corrente di modo comune.

Tali diversità possono corrispondere ad una differenza nella frequenza delle portanti oppure ad uno sfasamento tra le portanti.

Inoltre, il ripple ad alta frequenza prodotto può andare ad incrementare le perdite di potenza e compromettere l'affidabilità dei condensatori del DC-link.



Figura 1.4: a) Sfasamento portanti b) Differenza frequenze di commutazione.

1.4 Schema di controllo convertitori

1.4.1 Controllo CUT

Per quanto riguarda il convertitore da testare si è scelto di comandarlo in anello aperto in tensione.

Viene scelto l'indice di modulazione e di conseguenza la tensione di riferimento di picco passata direttamente in ingresso in anello aperto tramite il controllo.



Figura 1.5: Controllo CUT.

1.4.2 Controllo Load converter

Per il convertitore emulatore del carico, invece, si utilizza un controllo in corrente in anello chiuso con regolatore proporzionale integrale. Vengono fornite in ingresso come retroazione le misure di corrente di fase del sistema. Si é scelto di controllare il secondo carico in corrente per meglio emulare il comportamento di un motore in funzionamento reale, richiedente coppia e quindi corrente all'alimentazione in seguito per esempio ad una richiesta di aumento di velocità del veicolo. La corrente imposta è la corrente di picco, tenendo la fase della corrente pari a zero. Il fattore di potenza voluto dal sistema viene ottenuto dando il corrispettivo angolo di sfasamento alla tensione del "Converter under test".



Figura 1.6: Controllo Load converter.

Capitolo 2 Sistemi di filtraggio

Le principali alternative analizzate per la riduzione dei disturbi di modo comune e differenziale si suddividono in due soluzioni basate sull'utilizzo di filtri passivi composti da induttanze e capacità e da una terza composta da un trasformatore stella - triangolo. Inoltre, anche l'utilizzo di filtri di modo comune sul lato DC accoppiato dei due convertitori é stato preso in considerazione per ridurre ulteriormente il valore di picco massimo del ripple di modo comune. I sistemi analizzati sono i seguenti:

- Filtro induttivo
- Filtro LCL
- Trasformatore
- Filtro di modo comune

2.1 Filtro induttivo



Figura 2.1: Filtro induttivo.

Il primo sistema di filtraggio è composto da tre semplici induttori disposti sulle tre fasi del lato AC in comune tra i due convertitori.

L'inserimento di questi induttori permette di ottenere un'azione di attenuazione sia del

ripple di modo differenziale che di modo comune senza aggiungere grandi complicazioni al modello del sistema equivalente.

Ricollegandosi al discorso introdotto nel capitolo 1 sulla limitazione di banda passante il filtro induttivo va a fornire una banda passante più elevata ma filtra meno le componenti ad alta frequenza, come si vede in Fig.2.3.

2.2 Filtro LCL



Figura 2.2: Filtro LCL.

La seconda tipologia riguarda un filtro LCL. A differenza del filtro puramente induttivo permette di ottenere una maggiore attenuazione dei disturbi ad elevata frequenza, ma fornisce una banda passante minore.

Sono diversi i vantaggi portati dall'utilizzo di questa seconda tipologia di filtri. Il filtro LCL porta all'aggiunta di punti di neutro al sistema permettendo di rendere più semplice la simulazione del sistema in condizioni asimmetriche.

Inoltre, il centro stella dei condensatori può essere utilizzato per creare delle vie preferenziali di richiusura della corrente di modo comune, in caso vi fosse necessità (come si vedrà in Cap.4, Sez.4.4).

Svolge dunque anche una funzione di disaccoppiamento dei due sistemi a livello di modo comune.

Per quanto riguarda il problema della risonanza introdotta dal filtro una tipica soluzione adottata risulta essere lo smorzamento passivo, ottenuto tramite l'introduzione di tre resistenze in serie ai condensatori del filtro.



Figura 2.3: Diagramma di Bode filtri L - LCL [12].

2.3 Trasformatore



Figura 2.4: Trasformatore.

La soluzione ideale viene fornita dall'utilizzo di un trasformatore tra i due convertitori. Utilizzando un trasformatore tutta la componente di disturbo ad alta frequenza di modo comune viene eliminata disaccoppiando completamente i due sistemi. Fornisce inoltre un effetto filtrante anche alla componente differenziale, dato dalla presenza delle induttanze di dispersione.

Nonostante l'idealità della soluzione, in un sistema reale subentrano tutta una serie di complicazioni che rendono l'utilizzo di un trasformatore delicato e che in una prima fase di progettazione ci hanno spinti a focalizzarci sul dimensionamento di un sistema incentrato su un filtro LCL.

La taglia del trasformatore deve essere adeguata al sistema altrimenti si rischia di andare incontro ai limiti di saturazione del nucleo del trasformatore per sistemi ad elevata potenza. Inoltre, tramite l'utilizzo di un trasformatore vi sono delle difficoltà a simulare sistemi in corrente continua e a frequenze molto basse, cosa che non accade utilizzando un sistema di filtraggio composto da induttanze e capacità.

La scelta di utilizzare un trasformatore stella - triangolo, come verrà fatto notare nel Cap.7 Sez.7.2.4, permette inoltre di sfruttare il rapporto tra stella e triangolo per ottenere

un margine di tensione necessario per simulare tutti i punti di lavoro da motore e da generatore del sistema.

2.4 Filtro di modo comune



Figura 2.5: Filtro di modo comune lato DC.

Il filtro di modo comune viene posizionato sul lato DC dell'alimentazione.

Si compone non solo di una componente di induttanza di modo comune ma anche di una componente differenziale in modo da ridurre ulteriormente entrambi i disturbi presenti nel sistema.

Questa soluzione può venir adottata insieme al filtro induttivo e al filtro LCL. Non dovrebbe invece avere un grande impatto se utilizzata nella soluzione con trasformatore poiché gran parte della componente di modo comune risulta filtrata dal trasformatore stesso.

Si parla sempre in termini di idealità del sistema, in caso di sistema reale entrano in gioco dei circuiti di ricircolo della componente omopolare differenti attraverso le capacità parassite verso terra, in quel caso l'utilizzo di un filtro di modo comune potrebbe essere necessario in tutte e tre le soluzioni.

Le differenze tra sistema ideale e reale verranno meglio esplicate nella fase di sperimentazione in laboratorio del setup reale.

Capitolo 3

Analisi del sistema

La progettazione del banco prova viene suddivisa in due parti.

La prima fase viene svolta in ambiente di simulazione per poter apprezzare le varie differenze delle possibili soluzioni, le problematiche legate al setup e poter valutare la superiorità di una soluzione rispetto alle altre.

PLECS è stato scelto come ambiente di simulazione, per la sua semplicità nella analisi di circuiti elettrici e per essere un software pensato per la simulazione di circuito elettronici di potenza.

Di seguito verrà illustrato il sistema iniziale sulla quale sono state svolte le prime prove e le varie componenti utilizzate per riprodurre il sistema, dagli inverter ai controlli.



Figura 3.1: Sistema in analisi - PLECS.

3.1 Load Converter e Converter under test

Per quanto riguarda i due convertitori, vengono analizzati due inverter trifase VSI ("voltage source inverter").

A sinistra del modello viene posizionato l'inverter da testare (CUT) a destra l'inverter di carico.

Analizzando in prima fase il sistema in maniera generica senza la scelta dei componenti

specifici, risultava indifferente a livello di analisi utilizzare IGBT o MOSFET come interruttori dei due inverter, soprattutto essendo PLECS un ambiente di simulazione nella quale non é possibile apprezzare gli effetti della commutazione. Detto ciò la scelta é ricaduta sull'utilizzo di IGBT come switch per la fase di simulazione.



Figura 3.2: CUT e load converter - PLECS.

3.2 Dimensionamento filtro LCL



Figura 3.3: Filtro LCL - PLECS.

Il filtro LCL presenta due diverse configurazioni in base a come vengono collegati i condensatori, con condensatori collegati a stella o a triangolo. La configurazione a stella è stata scelta in modo da avere disponibile il centro stella dei condensatori in modo da, come già accennato in precedenza, poter analizzare diverse soluzioni con vie preferenziali di ricircolo del modo comune. Per quanto riguarda il dimensionamento del filtro LCL, ho seguito la procedura descritta nel documento [2].

Il documento in questione fa riferimento ad un filtro utilizzato come interfaccia tra la rete ed un inverter. Tale filtro viene dimensionato per ottenere un maggior effetto filtrante lato rete, perciò trasportando il dimensionamento al nostro caso si è scelto di far riferimento ai parametri lato rete come parametri lato CUT e ai parametri lato inverter come parametri lato "Load converter", così da ottenere il maggior effetto filtrante sul convertitore da testare.

Il dimensionamento utilizza come valori in ingresso il massimo ripple di corrente atteso, la potenza nominale dell'inverter (CUT) ed il fattore di attenuazione delle armoniche nel passaggio dal lato inverter al lato rete, definito k_a .

Da 3.1 a 3.7 sono riportate le equazioni utilizzate per il dimensionamento del filtro.

$$\Delta I_{L,max} = 0.1 I_{Lmax} \tag{3.1}$$

$$I_{Lmax} = \frac{P_n \sqrt{2}}{2V_{ph,rms}} \tag{3.2}$$

$$L_{f,sx} = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}\Delta I_{L,max}}$$
(3.3)

$$k_a = 0.01 = \frac{i_g(h)}{i_i(h)} = \frac{1}{|1 + r[1 - L_1 C_b w_{sw}^2 x]|}$$
(3.4)

$$C_b = \frac{1}{w_0 Z_b} \tag{3.5}$$

$$C_f = 0.05C_b \tag{3.6}$$

$$L_{f,dx} = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f w_{sw}}$$
(3.7)

I valori scelti come valori iniziali sono il 10% di ripple massimo di corrente, il fattore di attenuazione pari a 0.01 e la massima variazione del fattore di potenza vista lato rete-CUT pari al 5% da cui deriva il rapporto tra la capacità di filtro e la capacità base del sistema. Il parametro r all'interno dell'Eq.3.4 rappresenta il rapporto tra l'induttanza L_2 e L_1 del filtro.

Come descritto nel Cap.2 Sez.2.2, risulta importante il dimensionamento di una resistenza per lo smorzamento passivo del picco di risonanza del filtro LCL.

Il valore della resistenza deve risultare uguale ad un terzo del valore raggiunto dall'impedenza capacitiva alla frequenza di risonanza.

Il valore della frequenza di risonanza é ottenuto tramite:

$$w_{res} = \sqrt{\frac{L_{f,sx} + L_{f,dx}}{L_{f,sx}L_{f,dx}C_f}}$$
(3.8)

$$f_{res} = \frac{w_{res}}{2\pi} \tag{3.9}$$

Si può dunque ricavare il valore della resistenza:

$$R_f = \frac{1}{3w_{res}C_f} \tag{3.10}$$



Figura 3.4: Effetto smorzamento passivo [2].

Le equazioni di dimensionamento sono state inserite all'interno dell'ambiente di simulazione Matlab in modo da poterlo utilizzare in maniera iterativa al variare della taglia in potenza del sistema e degli altri valori di ingresso.

3.3 Dimensionamento filtro L



Figura 3.5: Filtro induttivo - PLECS.

Per poter confrontare i risultati ottenuti tramite i due diversi filtri LCL e induttivo, il valore dell'induttanza viene posto uguale alla somma totale delle due induttanze L_1 ed L_2 del filtro LCL.

$$L_{tot} = L_1 + L_2 \tag{3.11}$$

Le resistenze in serie agli induttori sia per il filtro LCL che induttivo servono a simulare le perdite degli induttori, valutate con un valore tale da fornire una perdita pari al 0.1% della potenza del sistema.

3.4 Controllo in tensione anello aperto



Figura 3.6: Controllo CUT - PLECS.

Come precedentemente descritto si tratta di un controllo di tensione in anello aperto. Viene valutato l'angolo di riferimento utilizzato all'interno della trasformata bifase-trifase per passare dalle tensioni di riferimento in assi rotanti d e q, all'interno della quale si passa l'angolo della tensione in base al fattore di potenza richiesto, alle tensioni trifase $v_{a,b,c}$.

3.5 Controllo in corrente anello chiuso



Figura 3.7: Controllo Load inverter - PLECS.

Il controllo in anello chiuso per il convertitore di carico utilizza un regolatore PI. Tenendo conto della frequenza di switching e della frequenza di fondamentale del sistema viene imposta la banda passante dalla quale si ricavano rispettivamente il guadagno proporzionale k_p ed il guadagno integrale k_i .

$$k_p = 2\pi f_{BW} L_{tot} \tag{3.12}$$

Lo zero del regolatore viene solitamente imposto ad un decimo della banda passante.

$$w_z = \frac{k_i}{k_p} = \frac{w_{BW}}{10}$$
(3.13)

$$k_i = \frac{1}{10} 2\pi f_{BW} k_p \tag{3.14}$$

Per migliorare la risposta dinamica del regolatore le tensioni di riferimento in asse d-q sono state inserite come feed forward.

3.5.1 Regolatore omopolare



Figura 3.8: Regolatore omopolare - PLECS.

Per compensare eventuali disturbi ed armoniche a bassa frequenza presenti nella somma delle tre correnti di fase è stato inserito un regolatore omopolare di corrente. La banda passante del regolatore ompolare é stata imposta ad un terzo della banda passante del regolatore in asse d-q.

$$k_{p,o} = 2\pi f_{BW} L_{tot} \frac{1}{3}$$
(3.15)

$$k_{i,o} = \frac{1}{10} 2\pi f_{BW} k_{p,o} \frac{1}{3}$$
(3.16)

Poiché le trasformate dagli assi rotanti d,q agli assi a,b,c già presenti su PLECS non permettono di inserire in ingresso la componente omopolare oltre alle componenti d e q é stato necessario ricostruire le trasformazioni di Park e di Clarke per tenerne conto.



Figura 3.9: Trasformata d,q - a,b,c con omopolare - PLECS.

3.6 PWM

Come tecnica di modulazione PWM ("Pulse Width Modulation"), in fase di simulazione, si é optato per l'utilizzo di una modulazione sinusoidale SPWM per entrambi gli inverter.

La "Sinusoidal PWM" è la più semplice di tutte le tecniche, consiste nel partire dalle tensioni di riferimento, normalizzarle dividendo per la tensione di alimentazione V_{DC} , aggiungere 0.5 al risultato e quindi saturare il valore tra 0 e 1.



Figura 3.10: SPWM - PLECS [17].

Questa tecnica, diversamente dalle altre tecniche più avanzate, non prevede l'iniezione di una tensione di modo comune nelle tensioni di riferimento.

Ciò andrebbe ad aggiungere una componente di modo comune alle tensione in uscita dagli inverter che a differenza di un inverter interfacciato ad un motore reale non vanno a scomparire nelle tensioni di fase dal valore medio ma vengono ritrovate nelle tensioni in uscita.

Questo é possibile in fase di simulazione per l'idealità del sistema. In un sistema reale, come verrà poi mostrato nel Cap. 7, si userà una tecnica di modulazione con iniezione di terza armonica poiché permette di ottenere un guadagno maggiore di tensione e poiché risultano essere le tecniche tipicamente utilizzate nel campo automotive, perciò volendo andare a testare l'inverter in condizioni più simili al reale utilizzo risulta necessario testare tecniche più complesse.

Poiché si vuole andare a visualizzare l'attenuazione portata dall'utilizzo dei vari sistemi di filtraggio sulla componente omopolare e non potendo simulare gli effetti reali dei parassitismi verso terra e gli effetti di commutazione in ambiente PLECS, si é deciso di visualizzare gli effetti di filtraggio sulla componente omopolare ottenuta tramite lo scorrimento delle portanti dei due convertitori.

Per far ciò é stata inserita la possibilità di avere uno sfasamento variabile ed una differenza in frequenza tra le due portanti.

Inoltre questo va a rispecchiare il reale funzionamento di due convertitori interfacciati dove non è possibile ottenere due portanti perfettamente allineate, essendoci sempre uno scorrimento presente tra le due.

3.7 Dimensionamento condensatore DC link per simulazioni

Un dimensionamento del condensatore del DC-link risulta necessario volendo andare a valutare gli effetti su sistemi a taglie diverse e non avendo valori reali da utilizzare per tutti i vari sistemi.

Si é fatto riferimento ad un dimensionamento riportato in [1].

Si tiene conto del massimo ripple di tensione voluto sul condensatore in condizioni di massimo ripple di corrente e quindi massima carica all'interno del condensatore del DC-link.

Tipicamente il valore massimo viene raggiungo per un indice di modulazione pari a $M = \frac{2}{\sqrt{3}}$ e ad un fattore di potenza pari a $\phi = \pm \frac{\pi}{2}$, ottendo:

$$\Delta Q_{C_{DC},pp,max} = \frac{1}{4} \frac{I}{f_{sw}} \tag{3.17}$$

Imponendo la massima tensione di ripple si ottiene il valore del condensatore:

$$C_{DC} = \frac{\Delta Q_{C_{DC}, pp, max}}{\Delta V_{DC, pp}}$$
(3.18)

3.8 Simulazione filtro L e LCL

Una serie di prove introduttive é stata svolta per visualizzare quanto descritto precedentemente a livello teorico e per osservare la bontà del modello PLECS del sistema. I valori utilizzati per la simulazione sono riportati nella Tab. 3.1:

Alimentazione DC V_{DC}	800	V
Frequenza si commutazione f_{sw}	20	kHz
Taglia convertitori S_n	100	kVA
Tensione di riferimento CUT picco $V_{ref,pk}$	200	V
Corrente di riferimento Load conv. RMS <i>I_{ref,RMS}</i>	118	A
Frequenza della fondamentale f_o	200	Hz
Fattore di potenza $cos(\phi)$	0.9	

Tabella 3.1: Valori simulazione iniziale.

I valori dei filtri e dei componenti del sistema ottenuti passando attraverso il file di dimensionamento Matlab generato utilizzando le formule descritte nella Sez. 3.2 si trovano in Tab. 3.2:

		-
C_{DC}	184	μF
Ripple di corrente per dimensionamento $\Delta I_{L,max}$	2	%
k _a	0.01	
$L_{f,sx}$	386	μH
$L_{f,dx}$	200	μH
C_f	16	μF
R_{f}	0.94	Ω
fres	3406	Hz

Tabella 3.2: Valori componenti iniziali.

Si nota come il dimensionamento proposto permetta di mantenere l'importante relazione tra le frequenze in gioco: $10f_o < f_{res} < 0.5f_{sw}$.

Per quanto riguardo il regolatore PI di corrente la banda passante é stata scelta ad una frequenza pari a $f_{bw} = 300Hz$.

3.8.1 Risposta controllo con regolatore PI

Osservando le correnti di fase si può notare come il controllo PI regoli la corrente del convertitore di carico con accurata precisione rispetto al valore di corrente RMS imposto, in fase iniziale, pari a $I_{ref,RMS} = 117.85A$.



Figura 3.11: Correnti di fase Load converter.

Osservando gli errori di corrente, mostrati in Fig.3.12, è possibile vedere come l'errore vada a zero con una dinamica molto rapida di qualche centesimo di secondo.



Figura 3.12: Errori di corrente reg. PI.

3.8.2 Differenze con o senza regolatore di omopolare

Osservando la corrente ompolare ottenuta come somma delle correnti nelle tre fasi si può notare l'utilità del regolatore di omopolare.

La prova riportata riguarda il sistema con utilizzo del filtro induttivo. L'effetto del regolatore omopolare giova ad entrambi i sistemi nello stesso modo sia con filtro induttivo che con filtro LCL.



Figura 3.13: Corrente di modo comune: a) senza regolatore b) con regolatore.

In Fig.3.13 si nota l'offset presente sulla corrente omopolare che viene lentamente compensato in assenza del regolatore e si può apprezzare la differenza invece in presenza

del regolatore, dove il disturbo viene immediatamente compensato.

3.8.3 Ripple di corrente con e senza scorrimento portanti

Il primo confronto viene fatto tra un sistema ideale con portanti perfettamente allineate e portanti che scorrono tra loro con una differenza di $f_{diff} = 1Hz$.

Questa prova viene svolta in primis con un semplice filtro induttivo per concentrarsi sulle differenze con o senza scorrimento delle portanti.



Figura 3.14: Corrente di modo comune portanti allineate.

In presenza di portanti allineate si nota una corrente di modo comune di valore molto ridotto, come auspicabile dalla teoria.

Per osservare lo scorrimento delle portanti si inserisce uno sfasamento pari a $f_{diff} = 1Hz$.



Figura 3.15: Scorrimento portanti.



Figura 3.16: Corrente di modo comune con $f_{diff} = 1Hz$.

Osservando si nota come in presenza di scorrimento delle portanti il valore della corrente cresca in modo significativo. Con un differenza in frequenza lo sfasamento tra le due portanti varia nel tempo, ciò risulta ben visibile dal variare della corrente omopolare nel tempo.

Volendo osservare la condizione peggiore di funzionamento del sistema si sceglie di lavorare con le portanti non perfettamente allineate.
3.8.4 Risultati simulazione trasformatore

Il primo sistema in analisi risulta il sistema composto dal trasformatore stella triangolo tra i due convertitori.



Figura 3.17: Corrente di modo comune con trasformatore.

Come atteso, il valore della corrente di modo comune risulta praticamente nullo data l'idealità della soluzione e non tenendo conto delle componenti di corrente di modo comune che dovrebbero richiudersi verso terra nel sistema reale.

Resta dunque solo il disturbo di modo differenziale, attenuato tramite l'utilizzo del filtro induttivo in serie al trasformatore.

Il disturbo di modo differenziale può venir osservato sul ripple delle correnti di fase poiché essendo nulla la componente di modo comune l'unica componente rimanente risulta di modo differenziale.



Figura 3.18: a) Correnti di fase b) Ripple di fase.

Capitolo 4 Confronto filtro LCL e filtro induttivo

Volendo analizzare in maniera quantitativa le differenza tra un sistema di filtraggio e l'altro, sono state proposte una serie di tre differenti prove mirate ad analizzare non solo i benefici dei due filtri, ma anche la sensibilità della variazione dell'effetto filtrante in base alla variazione dei parametri dei filtri.

L'analisi, come possibile osservare anche dei risultati precedenti, viene svolta con una differenza di frequenza di commutazione pari a 1 Hz.

Questa scelta è stata fatta poiché rende ben visibile il diverso valore della componente omopolare in base allo scorrimento delle portanti, partendo da un valore minimo fino al valore massimo raggiunto per uno sfasamento pari a 180°, dove gli switch dei due convertitori si aprono e chiudono con intervalli il più favorevoli possibile alla creazione della massima corrente di modo comune Fig.4.1.

Per quanto riguarda le correnti di fase é importante precisare che il confronto tra i due filtri viene svolto osservando la corrente lato CUT poiché risulta essere la corrente per la quale vogliamo ottenere il valore minore di ripple.

Questa precisazione ha senso esclusivamente per il filtro LCL dove i ripple di fase risultano essere diversi a destra e a sinistra dei condensatori di filtro.



Figura 4.1: Ricircolo modo comune con sfasamento portanti 180°.

Successivamente per alcune prove ci si soffermerà sulla sola analisi della condizione peggiore a 180°.

Le prove scelte sono di tre differenti tipi:

- Confronto tra filtro LCL e filtro induttivo a parità di induttanza totale
- Confronto tra tre filtri LCL dimensionati per valori diversi di ripple massimo di corrente ammesso
- Filtro LCL con tre valori diversi di filtro di modo comune abbinati

4.1 Prima prova

La prima prova consiste nel confrontare, per il sistema precedentemente descritto con i valori riportati al Cap.3 Tab.3.1, filtro LCL e filtro L per analizzare i diversi effetti filtranti e valutare quale tra le due scelte risulta essere la più valida.

I valori del filtro LCL sono riportati nella tabella 3.2.

Vengono riportati i risultati per la corrente di modo comune, le correnti di fase ed il ripple di modo differenziale.



Figura 4.2: Filtro L: a) Correnti di fase b) Ripple correnti di fase.



Figura 4.3: Filtro L: a) Corrente di modo comune b) Zoom.

Di seguito in Tab. 4.1 vengono riportati i valori di massimo ripple della corrente di fase $\Delta i_{ph,pk-pk}$ e della massima corrente di modo comune del filtro L:

Tabella 4.1: Valori filtro induttivo - prima prova.

	$\Delta i_{ph,pk-pk}$	I _{CM,max}
L	37A	34 A

Di seguito sono riportate le corrispettive forme d'onda ottenute con il filtro LCL.



Figura 4.4: Filtro LCL: a) Correnti di fase b) Ripple correnti di fase.



Figura 4.5: Filtro LCL: a) Corrente di modo comune b) Zoom.

Nella Tab. 4.3 vengono riportati i valori di massimo ripple della corrente di fase $\Delta i_{ph,pk-pk}$ e della massima corrente di modo comune del filtro LCL:

Tabella 4.2: Valori filtro LCL -	- prima	prova.
----------------------------------	---------	--------

	$\Delta i_{ph,pk-pk}$	I _{CM,max}
L	34 A	34.7 A

Com'é possibile notare, il filtro LCL permette di avere una riduzione maggiore del disturbo sulla corrente di fase per l'inverter testato.

Questo, insieme a tutti i vantaggi elencati nel Cap.2 Sez.2.2 hanno portato ad optare per questa seconda soluzione come via principale per lo sviluppo del sistema di filtraggio del banco prova.

4.2 Seconda prova

Attraverso la seconda prova si ha l'obbiettivo di valutare la variazione dei benefici ottenuti tramite il filtro LCL variando il valore dei suoi componenti, da un filtro meno pesante e prestazionale ad un filtro più prestazionale e dunque costoso in fase di sviluppo. Questa prova ha importanza poiché permette di valutare se risulta sensata un eventuale maggiore spesa in fase di produzione del filtro, in termini di attenuazione dei disturbi ottenuti, o se anche una spesa minore con induttori e condensatori di valore minore permetta di ottenere comunque delle prestazioni valide.

I tre valori sono ottenuti modificando, all'interno del file Matlab di dimensionamento, il valore del ripple $\Delta I_{L,max}$.

I valori ottenuti sono i seguenti:

$\Delta I_{L,max}$	$L_{f,sx}$	$L_{d,sx}$	C_{f}	R_f	fres
$0.3I_{L,max}$	386 µH	133 µH	16 µF	0.815 Ω	3927 <i>Hz</i>
$0.2I_{L,max}$	386 µH	200 µH	16 µF	0.94 Ω	3406 Hz
$0.1I_{L,max}$	386 µH	$400 \ \mu H$	16 µF	1.147 Ω	2789 Hz

Tabella 4.3: Valori filtri LCL - seconda prova.

Come era possibile intuire, imporre al dimensionamento un disturbo inferiore sulle correnti si traduce in valori di induttanze via via crescenti.

Vengono riportate solo le forme d'onda per il ripple pari a 0.3 e 0.1 della massima corrente nell'induttore poiché le figure per la prova a 0.2 sono già mostrate nella Sez. 4.1. Forme d'onda della prova con filtro $\Delta I_{L,max} = 0.3I_{L,max}$:



Figura 4.6: Filtro LCL-0.3: a) Correnti di fase b) Ripple correnti di fase.



Figura 4.7: Filtro LCL-0.3: a) Corrente di modo comune b) Zoom.

— ib

× 1e-1



Figura 4.8: Filtro LCL-0.1: a) Correnti di fase b) Ripple correnti di fase.

6.59

-200 6.54

6.55

6.56

6.57

6.58

90

6.556

6.558

6.560

× 1e-1 6.554



Figura 4.9: Filtro LCL-0.1: a) Corrente di modo comune b) Zoom.

$\Delta I_{L,max}$	$\Delta i_{ph,pk-pk}$	I _{CM,max}	
$0.3I_{L,max}$	36	40	A
$0.2I_{L,max}$	34	34.7	A
$0.1I_{L,max}$	28	25	A

Tabella 4.4: Valori filtri LCL - seconda prova.

Al variare delle induttanze si può osservare una buona diminuzione dei disturbi, soprattutto per quanto riguarda la componente omopolare.

4.3 Terza prova

La terza prova analizza i benefici dell'accoppiamento di un filtro di modo comune con il filtro LCL.

In questo modo si vuole diminuire ulteriormente la corrente di modo comune poiché risulta ancora elevata.

Il filtro LCL selezionato é il secondo in tabella 4.4.

Il filtro di modo comune viene posizionato sul lato DC del convertitore di carico.



Figura 4.10: Sistema terza prova.



Figura 4.11: Sistema terza prova -PLECS.

Si compone di 4 prove differenti con filtro LCL di valore fisso e 4 valori diversi di $L_{CM} = [100,200,400,1000] \mu H.$

Similmente alla seconda prova, si vuole andare a valutare l'effetto dell'induttanza di modo comune e il variare di tale effetto insieme al peso del filtro.



Figura 4.12: Corrente omopolare Lcm - $100 \ \mu H$.



Figura 4.13: Corrente omopolare Lcm - $200 \mu H$.

4.3 – Terza prova



Figura 4.14: Corrente omopolare Lcm - $400 \ \mu H$.



Figura 4.15: Corrente omopolare Lcm - 1000 μH .

I valori numerici per tutte le 4 prove sono riportati nella tabella seguente.

L_{CM}	$100 \ \mu H$	200 µH	400 µH	$1000 \ \mu H$
$\Delta i_{ph,pk-pk}$	26 A	23 A	20 A	16 A
I _{CM,max}	23 A	17 A	12 A	5.5 A

Tabella 4.5: Risultati terza prova

Utilizzando valori molto elevati di induttanza di modo comune si raggiunge un alto filtraggio del disturbo, ma anche per valori non eccessivamente elevati si migliorano le prestazione rispetto al sistema con solo il filtro LCL.

4.4 Connessione centro stella condensatori - DC link

Un ultima prova é stata compiuta per osservare il comportamento del filtro LCL(filtro dimensionato per $\Delta I_{L,max} = 0.2I_{L,max}$, Tab. 3.1) e del sistema connettendo il centro stella dei condensatori con il punto intermedio del DC-link prima del CUT e poi del Load converter.



Figura 4.16: Connessioni centro stella 1) CUT 2) Load. converter.

L'obbiettivo di questa prova é di osservare il comportamento della corrente di modo comune se viene creato un circuito di ricircolo preferenziale in uno dei due convertitori, in modo da alleggerire lo stress in componente omopolare sull'altro convertitore, per valutare i possibili benefici, soprattutto per quanto riguarda il miglioramento delle prestazione del "converter under test".

Il modello PLECS é stato leggermente modificato.



Figura 4.17: Modifiche modello PLECS - quarta prova.

Il test si compone di 4 prove:

- connessione del centro stella con il DC link del LOAD converter
- connessione del centro stella con il DC link del CUT converter
- connessione del centro stella con il DC link del LOAD converter L_{CM} =1000 μH
- connessione del centro stella con il DC link del CUT converter L_{CM} =1000 μH

	LATO	CUT	LATO I	LOAD
n° test	$\Delta i_{ph,pk-pk}$	I _{CM,max}	$\Delta i_{ph,pk-pk}$	I _{CM,max}
1°test	29 A	30 A	55 A	51 A
2°test	/	//	//	//
3° test	14 A	3.3 A	54 A	50 A
4° <i>test</i>	30 A	29 A	16 A	3 A

Tabella 4.6: Risultati quarta prova.

In assenza del filtro di modo comune risulta indifferente verso quale DC-link si vada a connettere il centro stella, risulterà sempre più soggetto ai disturbi il lato del convertitore di carico.

Con l'inserimento del filtro di modo comune invece si notano delle ottime attenuazioni dal lato opposto rispetto a dove viene collegato il centro stella dei condensatori come era immaginabile.

Il caso di maggior interesse ai fini dello sviluppo del banco di prova risulta il test numero tre.

In questo test si cerca di ottenere una maggiore reiezione del disturbo sull'"inverter under test" collegando il centro stella sul DC-link dell'inverter di carico in combinazione con un filtro di modo comune.

Si può bene notare come la corrente omopolare vista dal CUT venga ridotta, passando da circa 5.5 A (tab.4.5) a 3.3 A. Questa riduzione, però, avviene a scapito di un peggioramento eccessivo delle condizioni del Load converter, passando da 5.5 A a 50 A di corrente di modo comune.

Si può notare anche delle forme d'onda la grossa differenza di disturbo di corrente tra i due convertitori



Figura 4.18: Correnti di fase 4a prova: a) CUT b) Load converter.

Questo trend può essere osservato anche nelle altri test di minore interessa: si ottiene un lieve miglioramento a scapito di un peggioramento di entità molto maggiore del convertitore nella quale si ha il ricircolo della maggior quantità di corrente omopolare. Per i sopra elencati motivi la soluzione discussa in questa sezione é stata valutata come non ottimale e dunque abbandonata.

Capitolo 5

Procedura iterativa calcolo sistema di filtraggio

Alla fine di tutte le prove svolte durante i capitoli precedenti è stato possibile selezionare un sistema ottimale come interfaccia tra i due convertitori.

Sulla base delle osservazioni e dei risultati il sistema che permette di raggiungere delle prestazioni migliori risulta composto da un filtro LCL sul lato AC e da un filtro di modo comune sul lato DC.

Di seguito viene riportato il sistema completo di sistemi di filtri, controllo, convertitori, alimentazione e punti di misura.



Figura 5.1: Sistema completo.

Una volta ottenuto il sistema di filtraggio ottimale si è pensato di selezionare una

procedura di dimensionamento standard dei vari filtri.

L'idea é di partire da una qualsiasi taglia in potenza del convertitore e ricavare tramite una procedura iterativa tutti i vari valori dei componenti del setup.

Si utilizza l'ambiente Matlab per la creazione del file in cui verranno riportate tutte le equazioni.

Avendo già ottenuto una procedura per la creazione del filtro LCL e del condensatore del DC-link l'unica parte per la quale manca un dimensionamento standard risulta il filtro di modo comune.

5.1 Condizione di peggiore funzionamento

Al fine di valutare il valore di induttanza di modo comune da andare ad inserire sul DC-link per limitare la corrente di modo comune , é stato studiato il modello equivalente al passaggio della corrente di modo comune.

Come condizione di dimensionamento è stata presa in esame la situazione in cui i duty cycle siano costanti pari a 0.5 per tutte e tre le gambe di entrambi gli inverter, CUT e Load converter, questo perché corrisponde alla situazione in cui il ripple della corrente risulta avere il valore maggiore.

Con duty cycle fisso a 0.5 tutta la tensione disponibile si trova ai capi degli induttori generando il valore massimo del picco di corrente, come si può notare dalla formulazione [17] del ripple picco-picco in funzione di d Eq.5.4.



Figura 5.2: Generazione ripple di corrente attraverso un induttore [17].

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (V_{in} - V_o) (dT_s) = \frac{1}{L} V_o [(1 - d)T_s]$$
(5.1)

$$V_o = dV_{in} \tag{5.2}$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \tag{5.3}$$

Corrente picco-picco in funzione del duty cycle:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \frac{V_{in}(1-d)d}{f_s} = \frac{1}{L} V_o[(1-d)T_s]$$
(5.4)

Tenendo conto del duty cycle pari a 0.5 l'equazione diventa:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \frac{V_{DC}}{2f_{sw}} \tag{5.5}$$

All'interno della simulazione PLECS è stata inserita la possibilità di modulare tramite duty cycle fissi pari a 0.5 per tutti e tre le fasi del sistema.



Figura 5.3: Modifiche duty cycle = 0.5.

Importante è precisare come in questo caso il disturbo delle correnti di fase corrisponda solo alla componente di modo comune mentre la componente differenziale è pari a zero.

5.2 Analisi ripple di modo comune filtro induttivo

Analizzando il sistema con la massima tensione applicata prima con segno positivo per il 50 % del periodo $T_s = \frac{1}{f_s}$ e poi con segno negativo per il restante 50 %, l'induttanza equivalente è uguale ad un terzo del valore di quella singola di fase essendone il parallelo Fig. 5.4. La tensione ai suoi capi é pari al valore totale della tensione di alimentazione DC (800 V) prima positiva e poi negativa.



Figura 5.4: Modello equivalente filtro L al modo comune.

Una volta valutato il circuito equivalente del sistema al modo comune si è confrontato il risultato con la simulazione PLECS, in modo da verificare l'effettiva validità del modello analizzato.

Con i dati della simulazione in corso, gli stessi di Tab. 3.1, si ottiene come risultato teorico dall'Eq.5.5:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \frac{V_{DC}}{2f_{sw}} = 102.425A \tag{5.6}$$

Questo risultato corrisponde esattamente al valore ottenuto dalla simulazione PLECS Fig. 5.7, validando il modello studiato.



Figura 5.5: Corrente picco - picco di modo comune filtro L nelle condizioni peggiori di funzionamento.

5.3 Analisi ripple di modo comune filtro LCL

Una volta verificata la validità del modello per il filtro induttivo si è passati alla creazione del modello equivalente al modo comune per il filtro LCL. Analizzando il circuito di ricircolo del modo comune più nel dettaglio ci si è resi conto di come il comportamento nel caso peggiore per i due filtri risulti identico Fig. 5.6.



Figura 5.6: Modello equivalente filtro LCL al modo comune.

Questo perché mantenendo il centro stella dei condensatori disconnesso, e non tenendo conto di capacità parassite verso terra, con duty cycle pari a 0.5 fisso, la corrente passante all'interno del filtro LCL incontra come effetto filtrante esclusivamente la somma delle due induttanze lato destro e lato sinistro.

In questo modo il modello alla componente omopolare, nelle condizioni peggiori di funzionamento, risulta identico sia per il circuito L che per il circuito LCL.

La validità di tali affermazioni è stata comprovata tramite simulazione PLECS.



Figura 5.7: Corrente picco - picco di modo comune filtro LCL nelle condizioni peggiori di funzionamento.

L'uguaglianza dei risultati in Fig.5.7 verifica la correttezza della assunzioni fatte precedentemente.

5.4 Calcolo del filtro di modo comune iterativo

In seguito all'analisi sul sistema con solo il filtro lato AC si è inserito nel modello equivalente l'induttanza di modo comune.



Figura 5.8: Modello equivalente al modo comune completo.

La procedura di dimensionamento del filtro L_{CM} parte dall'imposizione di un massimo valore di corrente di modo comune picco – picco. Il valore è scelto in percentuale rispetto alla corrente di fase.

È stato preso un valore pari al 10 % della corrente di picco di fase.

Le equazioni da Eq. 5.7 a Eq. 5.11 riproducono il comportamento del modello in Fig. 5.8, ed il valore di induttanza di modo comune necessario a mantenere il ripple imposto viene ottenuto come risultato.

Le equazioni utilizzate sono le seguenti:

$$L_{ph,cm} = \frac{L_{ph}}{3} \tag{5.7}$$

$$L_{TOT} = L_{ph,cm} + L_{CM} \tag{5.8}$$

$$\Delta I_{pk-pk,CM,max} = I_{ph,max} \cdot \frac{10}{100}$$
(5.9)

$$\Delta I_L = \frac{1}{L_{TOT}} \frac{V_{DC}}{2f_{sw}} \tag{5.10}$$

$$L_{CM} = \frac{V_{DC}}{2f_{sw}\Delta I_{pk-pk,CM,max}} - L_{ph,cm}$$
(5.11)

Altre due prove vengono svolte, sempre nella condizione più sfavorevole per la creazione della corrente di modo comune, per valutare se il valore di induttanza calcolato nel file di dimensionamento porta ad ottenere in simulazione il ripple voluto.

Il sistema valutato é sempre lo stesso con gli stessi parametri.

Il 10% della corrente di fase é uguale a $\Delta I_{pk-pk,CM,max} = 16.67A$.

Il valore di induttanza ottenuto é pari a $L_{CM} = 1004 \mu H$.

Attraverso la simulazione PLECS si può osservare il valore corretto di ripple ottenuto con il filtro dimensionato Fig.5.9.



Figura 5.9: Corrente modo comune sistema completo dimensionato - condizioni peggiori.

5.5 Simulazione in condizioni normali

Dopo aver dimensionato tutti i componenti é possibile osservare il comportamento complessivo tornando ad applicare una differenza di frequenza di 1 Hz tra le portanti e dando i duty cycle modulati dalla PWM. Risultato in Fig.5.10.



Figura 5.10: Corrente modo comune sistema completo dimensionato - normale funzionamento.

I valori della corrente di fase e della corrente di modo comune vengono elencati in tabella 5.1.

Tabella 5.1: Risultati modello completo dimensionato	•
--	---

LCL	$29 \Delta I_{ph,pk-pk}$	CM picco-picco	I _{CM,MAX}
$L_{CM} = 1004 \mu H$	15.67 A	11 A	5.67 A

La massima corrente picco - picco omopolare in condizioni normali assume correttamente un valore inferiore rispetto alla corrente utilizzata come input nel modello Matlab.

5.6 Schema iterativo dimensionamento

In questa sezione viene riportato uno schema esplicativo a blocchi di tutto il processo analizzato fino a questo momento.



Figura 5.11: Schema dimensionamento.

Capitolo 6

Sistemi reali

Ottenuta la procedura si é deciso di applicarla a tre sistemi reali di tre diverse taglie in potenza per avere un idea dei valori dei parametri, nell'ottica di creare tre banchi reali da utilizzare in futuri test.

La differenza di fase tra le portanti é stata fissata a 180° per analizzare solo le condizioni peggiori.

6.1 Sistema di grande taglia in potenza

Sistema a potenza maggiore, atto a produrre un banco di prova per il testing di inverter automotive con taglie facilmente superiori alle centinaia di kVA. La potenza selezionata é 500 kVA.

In Tab. 6.1 si trovano i parametri in ingresso al dimensionamento.

P_n	V _{DC}	f_{sw}	f_o	I _{ref,pk}	$V_{ref,pk}$	ΔI_{ph}	$\Delta I_{CM,pk-pk,MAX}$
500 kVA	800 V	20 <i>kHz</i>	200 Hz	1250 A	266.67 V	$20\% I_{ph,pk}$	$10\% I_{ph,pk}$

Tabella 6.1: Parametri sistema grande taglia.

In modo da mantenere un margine di sovradimensionamento, per il sistema di grossa taglia e il sistema di media taglia, si é deciso di ricavare la massima corrente di dimensionamento utilizzando un tensione fittizia di lato DC pari a 600 V (al posto degli 800 reali del sistema). Così facendo si dimensiona i filtri per un valore di corrente maggiore. In Tab. 6.2 sono elencate le differenze tra dimensionamento é simulazione.

	VALORI DIMENSIONAMENTO	VALORI SIMULAZIONE
V _{DC}	600 V	800 V
V _{ph,RMS}	141.42 V	188.56 V
$V_{ph,pk}$	200 V	266.67 V
I _{ph,RMS}	1178.5 A	884 A
I _{ph,pk}	1667 A	1250 A

Tabella 6.2: Valori corrente - tensione grande taglia.

Le induttanze, capacità e resistenze ottenute sono elencate in Tab. 6.3.

I valori sono stati arrotondati e dove possibile gli induttori di valori molto simili sono stati posti uguali per comodità in una futura fase di produzione.

PARAMETRO VALORE OTTENUTO DA MATLAB VALORE ARROTONDATO $L_{f,sx}$ 19.3 µH $20 \mu H$ $\overline{L}_{f,dx}$ $20 \mu H$ $20 \mu H$ 331 µF $330 \mu F$ C_{f} R_f $0.0574 \,\Omega$ 0.06Ω 2770 Hz fref 2789 Hz 107 µH 110 µH L_{CM}

Tabella 6.3: Valori filtri grande taglia.



Figura 6.1: Grande taglia in potenza: a) Corrente di fase b) Corrente di modo comune.

Tabella 6.4: Risultati grande taglia.

I _{CM,MAX}	48 A
$\Delta I_{ph,MAX}$	260 A

Partendo da dei valori di ripple di dimensionamento pari a $\Delta I_{L,MAX} = 509A$ e un $\Delta I_{CM,max} = 166.67A$ da cui all'incirca si può stimare $I_{CM,max} = \frac{\Delta I_{CM,max}}{2} = 83.33A$. Confrontandoli con la Tab.6.4, possiamo dire di aver ottenuto un sistema di filtraggio adeguato.

6.2 Sistema di media taglia in potenza

Sistema a taglia intermedio, atto a produrre un banco di prova per il testing di inverter di media potenza, una via di mezzo tra la taglia superiore e la taglia inferiore per ricoprire tutto il range in potenza.

La potenza selezionata é 100 kVA.

In Tab. 6.5 si trovano i parametri in ingresso al dimensionamento.

Tabella 6.5: Parametri sistema media taglia.

P_n	V_{DC}	f_{sw}	f_o	$I_{ref,pk}$	$V_{ref,pk}$	ΔI_{ph}	$\Delta I_{CM,pk-pk,MAX}$
100 kVA	800 V	10 <i>kHz</i>	200 Hz	176.8 A	266.67 V	$20\% I_{ph,pk}$	$10\% I_{ph,pk}$

In modo da mantenere un margine di sovradimensionamento, per il sistema di media taglia e il sistema di grossa taglia, si é deciso di ricavare la massima corrente di dimensionamento utilizzando un tensione fittizia di lato DC pari a 600 V (al posto degli 800 reali del sistema). Così facendo si dimensionano i filtri per un valore di corrente maggiore.

	VALORI DIMENSIONAMENTO	VALORI SIMULAZIONE
V _{DC}	600 V	800 V
$V_{ph,RMS}$	141.42 V	188.56 V
$V_{ph,pk}$	200 V	266.67 V
Iph,RMS	235.7 A	176.8 A
I _{ph,pk}	333 A	250 A

Tabella 6.6: Valori corrente - tensione media taglia.

In Tab.6.7 vengono riportate le induttanze, capacità e resistenze ottenute. Similmente al sistema di taglia superiore i valori del dimensionamento e della simulazione differiscono.

Sistemi reali

PARAMETRO	VALORE OTTENUTO DA MATLAB	VALORE ARROTONDATO
$L_{f,sx}$	386 µH	$400 \ \mu H$
$L_{f,dx}$	$200 \ \mu H$	$200 \ \mu H$
C_f	66.3 µF	$70 \ \mu F$
R_f	0.4698 Ω	0.5 Ω
fref	1702 <i>Hz</i>	1647 <i>Hz</i>
L _{CM}	1000 µH	1000 µH

Tabella 6.7: Valori filtri media taglia.



Figura 6.2: Media taglia in potenza: a) Corrente di fase b) Corrente di modo comune.

Tabella 6.8: Risultati media taglia.

$I_{CM,MAX}$	9 A
$\Delta I_{ph,MAX}$	40 A

Partendo da dei valori di ripple di dimensionamento pari a $\Delta I_{L,MAX} = 66A$ e un $\Delta I_{CM,max} = 33A$ da cui all'incirca si può stimare $I_{CM,max} = \frac{\Delta I_{CM,max}}{2} = 16.5A$, possiamo dire di aver ottenuto anche in questo caso un adeguato sistema di filtraggio.

6.3 Sistema di piccola taglia in potenza

Sistema di taglia piccola, atto a produrre un banco di prova per il testing di inverter studiati per essere connessi alla rete. Un esempio tipico di questa tipologia sono gli inverter per connessione di impianti fotovoltaici alla rete. La potenza selezionata é 20 kVA. In Tab. 6.9 si trovano i parametri in ingresso al dimensionamento.

P_n	V _{DC}	f_{sw}	f_o	$I_{ref,pk}$	$V_{ref,pk}$	ΔI_{ph}	$\Delta I_{CM,pk-pk,MAX}$
100 kVA	800 V	6 <i>kHz</i>	50 <i>Hz</i>	40.8 A	325 V	$20\% I_{ph,pk}$	$10\% I_{ph,pk}$

Tabella 6.9: Parametri sistema piccola taglia.

Il sistema é stato dimensionato tenendo contro di un tipico sistema da rete con tensione $V_{RMS} = 230V$ e una $E_{RMS} = 400V$.

Poiché la frequenza di fondamentale risulta molto inferiore rispetto alle precedenti dove si utilizzava ancora un banda passante pari a $f_{BW} = 300Hz$, in questo caso per ottenere un risultato adeguato con una corretta riduzione a zero dell'errore di corrente e per ottenere una buona risposta dinamica del regolatore PI la banda passante é stata abbassata fino a $f_{BW} = 100Hz$, ottenuta in seguito ad una serie di test.

Per quest'ultimo caso, non tenendo un margine di sovradimensionamento, i valori coincidono con quelli utilizzati in simulazione.

	VALORI SIMULAZIONE
V _{DC}	800 V
V _{ph,RMS}	230 V
$V_{ph,pk}$	325 V
I _{ph,RMS}	26.8 A
$I_{ph,pk}$	40 A

Tabella 6.10: Valori corrente - tensione piccola taglia.

In Tab. 6.11, insieme agli arrotondamenti, vengono riportati i valori di induttanze, capacità e resistenze ottenute.

Tabella 6.11:	Valori	filtri	piccol	la taglia.

PARAMETRO	VALORE OTTENUTO DA MATLAB	VALORE ARROTONDATO
$L_{f,sx}$	3.57 mH	3.6 <i>mH</i>
$L_{f,dx}$	2.72 mH	2.7 <i>mH</i>
C_f	19.9 <i>µF</i>	$20 \ \mu F$
R_{f}	2.35 Ω	2.35 Ω
fref	907 Hz	906 Hz
L_{CM}	14.9 <i>mH</i>	15 mH





Figura 6.3: Piccola taglia in potenza: a) Corrente di fase b) Corrente di modo comune.

	Tabella 6.1	2: Risultati	piccola	taglia.
--	-------------	--------------	---------	---------

$I_{CM,MAX}$	1 A
$\Delta I_{ph,MAX}$	6 A

Partendo da dei valori di ripple di dimensionamento pari a $\Delta I_{L,MAX} = 15.6A$ e un $\Delta I_{CM,max} = 4A$ da cui all'incirca si può stimare $I_{CM,max} = \frac{\Delta I_{CM,max}}{2} = 2A$, possiamo dire di aver ottenuto un sistema di filtraggio adeguato.

Importante notare come diversamente dai precedenti sistemi, non avendo un sovradimensionamento, il margine ottenuto tra risultato e valore di partenza sia molto ridotto.

6.4 Produzione sistema di filtraggio

Ottenuti i valori per tutti e tre i sistemi l'idea di partenza era di iniziare la progettazione del banco prova reale con i filtri LCL e i filtri di modo comune.

Immaginando di richiedere ad un azienda terza la produzione dei filtri, sono stati tabulati, oltre ai ripple precedentemente riportati, anche i valori che vanno a caratterizzare tutti i componenti induttivi e capacitivi necessari in fase di produzione e scelta del materiale. I valori sono stati riassunti in Tab.6.13 - Tab.6.16.

Sono state fatte due prove per i sistemi a grossa e media taglia in potenza. La prima prova già descritta nelle sezioni 6.2 - 6.1, la seconda svolta simulando i sistemi con i valori di riferimento uguali ai valori di dimensionamento, cioé con un maggiore stress in corrente.

Taglia	L1(mH)	I L1 RMS(A)	I1Pk(A)	$\Delta I 1 P k - P k$ ripple a fsw
20 kVA	3.6	29.7	43.3	6
100 kVA	0.4	252	364	40
100 kVA	0.4	192	278	40
500 kVA	0.02	1217	1796	227
500 kVA	0.02	929	1381	260

Tabella 6.13: Valori progettazione 1.

Tabella 6.14: Valori progettazione 2.

Taglia	L2(mH)	I L2 RMS(A)	I2Pk(A)	$\Delta I21Pk - Pk$ ripple a fsw
20 kVA	2.7	28.9	42	8
100 kVA	0.2	236	353	76
100 kVA	0.2	178	262	75
500 kVA	0.02	1797	1741	260
500 kVA	0.02	884	1317	282

Tabella 6.15: Valori progettazione 3.

Taglia	C LCL(μF)	I rms Cap(A)	V pk Cap(V)	
20 kVA	20	2	353	
100 kVA	70	23	332	
100 kVA	70	25	360	
500 kVA	330	89	225	
500 kVA	330	102	287	

Tabella 6.16: Valori progettazione 4.

Taglia	Irms Lcm(A)	I peak CM (A)	Irms DM(A)	I peak DM(A)
20 kVA	0.65	1	29.4	66
100 kVA	6.3	10	232	540
100 kVA	6	9	196	430

500 kVA	38	56	594	1013
500 kVA	33	48	596	936

6.4.1 Modifiche sistema piccola taglia

Osservando i valori riportati in Tab.6.13 - Tab.6.16 si é optato di ampliare lo studio sul sistema di piccola taglia nell'ottica di progettare un sistema reale più facilmente controllabile con potenze, tensioni e correnti in gioco di valori non troppo elevati.

Per semplificare la progettazione ed abbassare le eventuali spese si é scelto di utilizzare due induttanze di valore identico sia per il lato CUT che per il lato Load converter del filtro.

Il filtro di modo comune e la parte del filtro LCL é mantenuta identica.

Avendo le induttanze del filtro nel range tra 4 mH 2 mH si é scelto di analizzare due sistemi differenti imponendo $L_1 = L_2 = 3mH$ e $L_1 = L_2 = 4mH$.

Variando le induttanze e mantenendo le capacità fisse variano le resistenze e le frequenze di risonanza i cui valori sono riportati in Tab.6.17.

Tabella 6.17: Resistenze e frequenze $L_1 = L_2$ 3 e 4 *mH*.

$L_1 = L_2$	R_f	fres
3 <i>mH</i>	2.9 Ω	919 <i>Hz</i>
4 <i>mH</i>	3.33 Ω	796 Hz

La frequenza di switching é stata modificata e imposta pari a 10 kHz.



Figura 6.4: Corrente con $L_1 = L_2 = 3mH$: a) Corrente di fase b) Corrente di modo comune.



Figura 6.5: Corrente con $L_1 = L_2 = 4mH$: a) Corrente di fase b) Corrente di modo comune.

Come fatto in precedenza, anche in questo caso i risultati utili alla progettazione sono riportati in Tab. 6.18 - 6.21.

Taglia	L1(mH)	I L1 RMS(A)	I1Pk(A)	$\Delta I 1 P k - P k$ ripple a fsw
20 kVA	3	29	42.5	4
20 kVA	4	29.7	42.7	3.3

Tabella 6.18: Valori progettazione (3-4 mH) 1.

Taglia	L2(mH)	I L2 RMS(A)	I2Pk(A)	$\Delta I2Pk - Pk$ ripple a fsw
20 kVA	3	28.9	42	4.2
20 kVA	4	28.9	41.4	4.2

Tabella 6.19: Valori progettazione (3-4 mH) 2.

Tabella 6.20: Valori progettazione (3-4 mH) 3.

Taglia	L1 (mH)	C LCL(μF)	I rms Cap(A)	V pk Cap(V)
20 kVA	3	20	1.64	330
20 kVA	4	20	1.64	354

Tabella 6.21: Valori progettazione (3-4 *mH*) 4.

Taglia	L1	Lcm(mH)	Irms Lcm(A)	I peak CM (A)	Irms DM(A)	I peak DM(A)
20 kVA	3	15	0.42	0.64	32	59
Sistemi	reali					
---------	-------	--				

20 kVA 4 15 0.37 0.56 36 72							
	20 kVA	4	15	0.37	0.56	36	72

L'idea finale di questa fase di progettazione era di richiedere la produzione esterna dei componenti e di inserirli all'interno di una scatola chiusa con accessibili esclusivamente ingressi e uscite delle fasi e centro stella dei condensatori.

Una bozza rappresentante la soluzione immaginata come prodotto finale ed uno schema semplificato del sistema totale, sono stati realizzati per essere inviati all'azienda terza incaricata della produzione.



Schema funzionale semplificato

Figura 6.6: Schema semplificato.



Schema cassetta LCL

Figura 6.7: Cassetta LCL.

Capitolo 7

Sistema riprodotto in laboratorio

Terminata la fase di analisi, un banco prova reale é stato assemblato in laboratorio basato sugli studi prodotti in precedenza.

Il banco prova é stato utilizzato per il testing di un inverter reale prodotto internamente al Politecnico e alcuni dei dati di misura ottenuti verranno riportati all'interno della tesi per verificare l'utilità e le prestazioni del banco.

7.1 Modifiche rispetto alla soluzione studiata

Sono stati necessari alcuni scostamenti rispetto alla soluzione ipotizzata in fase di analisi.

Come precedentemente descritto la soluzione LCL abbinata a filtro di modo comune necessitava di una produzione esterna e date le tempistiche di consegna della componentistica elettronica dei tempi correnti si é optato per la riproduzione di un secondo tipo di banco di prova.

Il banco reale prodotto fa riferimento alla già descritta (Cap .2 Sez. 2.3) soluzione ideale con accoppiamento tramite trasformatore stella - triangolo.

Questa soluzione era stata abbandonata in fase iniziale, nonostante la sua idealità, poiché la taglia del trasformatore e le eventuali saturazioni del nucleo potevano comportare diverse complicazioni.

Viene rivalutata in fase di progettazione reale per una serie di motivi.

La reiezione del modo comune ottenuta tramite il suo utilizzo supera il filtraggio ottenuto con qualsiasi accoppiamento possibile tra filtri induttivi - capacitivi e filtri di modo comune.

L'inserimento di un rapporto di trasformazione maggiore di uno che permetta di analizzare anche il campo da generatore del carico senza saturare le tensioni.

Il testing principale per la quale é stato immaginato il banco di prova ha applicazione nel campo automotive, dove tipicamente le mappe di efficienza da voler ottenere non vanno

ad essere prodotte a basse frequenza o in corrente continua.

La versatilità del banco di prova prodotto utilizzando un trasformatore é maggiore rispetto al banco di prova prodotto con filtro LCL e L_{cm} , che come visto necessita della produzione di più sistemi diversi in base alle taglie dei convertitori da testare.

Tramite un singolo trasformatore il campo in potenza che può venire analizzato risulta più ampio, risparmiando in componentistica e spazi per l'allestimento di più banchi di prova.

La presenza delle induttanze di dispersione, che permettono di ottenere un effetto filtrante del ripple di modo differenziale.

Ultimo ma non meno importante, la disponibilità in casa della componentistica per la produzione di tale banco, come il trasformatore stella - triangolo e gli induttori di filtro già presenti in laboratorio.

Uno schema della soluzione prodotta in laboratorio é riportato in Fig. 7.1.



Figura 7.1: Schema semplificato sistema laboratorio.

7.2 Sistema laboratorio: composizione

Il sistema completo é mostrato in Fig. 7.2.



Figura 7.2: Banco di prova- laboratorio 1.



Figura 7.3: Banco di prova - laboratorio 2.

- In Fig. 7.3. numerati vi sono:
- 1. Convertitore under test
- 2. Load converter
- 3. Trasformatore
- 4. Induttori di filtro

7.2.1 CUT

Il convertitore "under test" [19], é un convertitore ad alta potenza prodotto internamente al Politecnico di Torino.

Si vogliono ottenere le sue le mappe di efficienza in un ampio range di funzionamento, dato da tensione di alimentazione e stress in corrente variabili.

Si tratta di un inverter a Mosfet SiC (Silicon Carbide o carburo di silicio), tecnologia avanzata che permette di ottenere una commutazione molto rapida insieme ad una migliore gestione termica. Inoltre, le dimensioni degli switch prodotti utilizzando questa tecnologia sono molto ridotte, occupando minor spazio all'interno case dell'inverter.

Tipicamente vengono scelti perché permettono di ottenere una maggior efficienza complessiva dello stadio di conversione rispetto alle tecnologie "standard" come gli IGBT o i Mosfet in semplice silicio.

La taglia del convertitore in esame, immaginato per applicazioni automotive, é pari a 550 kVA.

L'inverter, essendo un prototipo di livello TRL 7 (livello di maturità tecnologica di un prototipo) risulta già prodotto per poter essere testato su veicolo. Proprio per questo motivo é completo di filtro EMI, presente in Fig. 7.1.

È molto importante andare a simulare il funzionamento dell'inverter completo del suo filtro EMI dato che può dare problematiche avendo soglie molto basse di resistenza alla componente di modo comune.

Le sue spefiche sono riportate in Tab 7.1.

S _n	550 kVA
$V_{DC,rated}$	800 V
V _{DC,MAX}	900 V
Iout	795 A
f _{sw,MAX}	50 <i>kHz</i>
C_{DC}	128 µF

Tabella 7.1: Specifiche CUT.

In Fig. 7.4 viene riportato l'inverter nel setup reale.



Figura 7.4: Inverter under test + EMI.

7.2.2 Load inverter

L'inverter emulatore del carico é un inverter commerciale Wolfspeed (CRD300DA12E-XM3)[9] trifase, anch'esso con SiC Mosfet. Le sue spefiche sono riportate in Tab 7.2

P_n	300 <i>kW</i>
V _{DC,rated}	800 V
V _{DC,MAX}	900 V
I _{DC,MAX}	300 A
Iout	360 A
f _{sw,MAX}	80 <i>kHz</i>
C_{DC}	$300 \ \mu F$

Tabella 7.2:	Specifiche	Load inverter	[9]
--------------	------------	---------------	-----

In fase di analisi del sistema si era sempre fatto riferimento a due convertitori della stessa taglia interfacciati.

L'utilizzo di un convertitore di carico di taglia inferiore fa sì che vi siano delle problematiche nella simulazione di tutto il campo di funzionamento.

Avendo a disposizione in laboratorio il seguente inverter, ed essendo un inverter molto robusto, si é scelto di utilizzarlo nel setup reale nonostante la differenza di taglia rispetto al CUT.

Successivamente verranno analizzate le possibili migliorie da introdurre nel setup, una tra cui tratterà appunto la taglia necessaria dell'inverter di carico.

In Fig. 7.5 viene mostrato il load inverter.



Figura 7.5: Load converter.

7.2.3 Alimentazione DC

Si tratta di un alimentatore ITECH della serie IT6000C.

Alimentazione bidirezionale programmabile adatta al setup poiché permette di alimentare gli inverter con una tensione variabile, lato DC, da zero fino al valore massimo voluto. Permette di lavorare con più moduli in parallelo, gestendone la distribuzione di corrente. I dati di targa del IT6000C-1500-200 [5] sono riportati in Tab. 7.3

Tabella 7.3:	Specifiche	IT6000C-1500-200	[5].
--------------	------------	------------------	------

V _{DC,MAX}	1500 V
I _{out,MAX}	200 A
P _{MAX}	90 <i>kW</i>

Si compone di una serie di moduli, nel nostro caso il modulo montato é il IT6018C-1500-40, specifiche in Tab. 7.4.

Tabella 7.4: Specifiche IT6018C-1500-40.

V _{DC,MAX}	1500 V
I _{out,MAX}	40 A
P_{MAX}	18 <i>kW</i>

Facendo il parallelo di più moduli si può raggiungere potenze superiori, fino al limite di 90 kW del ITECH-1500-200.



Figura 7.6: Alimentatore DC.



Figura 7.7: Modulo alimentatore DC.

7.2.4 Trasformatore

Come precedentemente descritto si utilizza un trasformatore stella - triangolo. Fondamentale é l'utilizzo di un trasformatore.

Questo perché il guadagno in tensione ottenuto tramite il rapporto, $\sqrt{3}$ in questo caso, permette di aumentare il margine molto ridotto a secondario, cioé lato Load converter. Bisogna soffermarsi con attenzione sul particolare tipo di trasformatore utilizzato in laboratorio.

Si tratta di un particolare trasformatore stella - triangolo. Al contrario dei classici trasformatori eteronimi di questo tipo, con numero di spire identico a primario e secondario, per la quale vale il rapporto $\frac{V_{stella}}{V_{triangolo}} = \sqrt{3}$, in questo caso si ha un rapporto di spire non unitario.

Probabilmente essendo stato pensato per funzionare come connesso alla rete e volendolo utilizzare anche con alimentazione monofase (connettendo una fase e il neutro), il funzionamento del classico trasformatore stella - triangolo é stato ribaltato con un rapporto spire pari a $\frac{N_1}{N_2} = \frac{N_{stella}}{N_{triangolo}} = 3$. In questo modo si é ottenuto: $\frac{V_{stella}}{V_{triangolo}} = \sqrt{3} \cdot \frac{N_{stella}}{N_{triangolo}} = \sqrt{3} \cdot \frac{1}{3} = \frac{1}{\sqrt{3}}$.

Così facendo otteniamo lo stesso guadagno $\sqrt{3}$, ma con un trasformatore "invertito" rispetto al classico stella - triangolo con rapporto spire unitario.

Per questo motivo il lato connesso a triangolo si trova lato Load converter mentre il lato connesso a stella si trova lato CUT.

Sfruttando la riduzione di $\sqrt{3}$ si va a compensare, soprattutto in funzionamento rigenerativo, cioé con flusso di potenza dal carico al CUT, le cadute di tensione sugli induttori. Risulta cruciale porre attenzione al valore delle cadute poiché si rischia di andare in saturazione sul convertitore di carico perdendo il controllo e fermando l'esperimento.



Figura 7.8: Utilità stella - triangolo.

Le equazioni legate alla figura sono:

$$\Delta v_L = w i_{Load,1} L \tag{7.1}$$

$$v_{Load,1} = v_{CUT} + \Delta v_L \tag{7.2}$$

$$v_{Load,2} = \frac{v_{Load,1}}{\sqrt{3}} \tag{7.3}$$

Dalla Fig. 7.8 e dalle Eq.7.1 - 7.2 - 7.3, si può ben capire come la riduzione di tensione permetta al Load converter di allontanarsi dai limiti di saturazione, poiché la corrente risulta imposta dal suo controllo mentre la tensione risulta imposta dal controllo del CUT.

Se non vi fosse il rapporto di trasformazione si andrebbe molto prima in saturazione di tensione, non potendo così simulare l'indice di modulazione $M_i = 1.15$ sul CUT in

funzionamento rigenerativo, poiché sul Load converter si avrebbe una tensione fuori dal limite di 1.15.

Il problema non riguarda solo le tensioni. Avendo come carico un sistema di taglia molto inferiore rispetto al convertitore sotto test, spingendo la corrente e le tensioni ad un valore elevato, se non sfruttassimo il rapporto di trasformazione supereremmo il limite in potenza del Load converter.

Un altro svantaggio dato in funzionamento rigenerativo, é dato dalle induttanze di dispersione del trasformatore. Portano ad un aumento delle cadute induttive sommandosi a quelle del filtro induttivo, aumentando il rischio di saturazione lato carico.

Il trasformatore é un tipico trasformatore studiato per il funzionamento da rete, per questo motivo risulta di una taglia non propriamente adatta alla taglia del sistema ma anche questo verrà trattato successivamente nei possibili miglioramenti da apportare.

I dati di targa sono indicati in Tab.7.5

P_n	50 <i>kVA</i>
f_n	50 Hz
Vprimario	380 V
Vsecondario	220 V

Tabella 7.5: Dati di targa trasformatore.



Figura 7.9: Trasformatore.

Se si volesse testare il convertitore under test a correnti più elevate si potrebbe invertire i lati del trasformatore, ottenendo un aumento di $\sqrt{3}$ in corrente sul CUT, non potendo però più spingersi ad indici di modulazione elevate. Motivo per cui la soluzione non é stata approfondita.

7.2.5 Filtro induttivo

Il trasformatore si occupa di filtrare la componente omopolare mentre per la componente differenziale vengono posizionati degli induttori sul lato AC.

Molto importante anche in questo caso é il posizionamento degli induttori, volendo misurare le stime di efficienza lato CUT gli induttori vengono posizionati tra l'inverter da testare e il lato connesso a triangolo del trasformatore.

Risulta più efficiente a livello di perdite andare a commutare sugli induttori di filtro rispetto che sul trasfomatore, in questo modo l'efficienza ottenuta sarà maggiore mentre sarà il Load converter a vedere la propria efficienza diminuire.

Il filtro induttivo si compone di 3 induttori in parallelo su ogni fase. Ogni induttore ha un valore di induttanza pari a 300 μ H, per un totale di 100 μ H di induttanza di fase.

Sono stati messi in parallelo tre induttori da 300 μH per non andare in contro a saturazione nelle prove a corrente più elevata.

Tabella 7.6: Dati di targa induttori.

L	0.3 <i>mH</i>
I _{n,rms}	160 A



Figura 7.10: Induttori.



Figura 7.11: Singolo induttore.

7.2.6 Sistema di raffreddamento

Entrambi gli inverter necessitano di un sistema di raffreddamento per non andare incontro a surriscaldamento durante il funzionamento.

Per entrambi gli inverter si tratta di raffreddamento a liquido.

Durante un utilizzo in applicazione automotive il fluido utilizzato sarà verosimilmente acqua più glicole date le sue buone qualità come vettore di calore.

Nel caso in laboratorio il liquido utilizzato era semplice acqua distillata per evitare il crearsi di depositi.

Si utilizzano due differenti chiller, uno per l'inverter NEVC e uno per l'inverter Wolfspeed.

La temperatura impostata come valore da mantenere per l'inverter sotto test era all'incirca di 35 °C per avere una certa sicurezza.

In Fig. 7.12 é riportato il chiller del CUT e in fig 7.13 il chiller dell'inverter di carico.



Figura 7.12: Chiller CUT.



Figura 7.13: Chiller Load converter.

Per avere una maggiore sicurezza a livello termico, anche considerando il fatto di aver utilizzato cavi e capicorda non adatti al livello di corrente massimo raggiunto in fase di prova, sono state prese accortezze aggiuntive a livello di codice di controllo (Sez. 7.3), insieme all'utilizzo di una termocamera.

Grazie alla termocamera é stato possibile ottenere misure in tempo reale della temperatura dei componenti e monitorarli, disalimentando il circuito in caso di surriscaldamento.



Figura 7.14: Termocamera.

7.2.7 Sistema di controllo

I due inverter vengono controllati tramite due diversi ambienti software.

L'inverter CUT viene programmato tramite Keil uVision (IDE di programmazione del codice di controllo in linguaggio C).

Il controllo del load inverter viene implementato invece tramite PLECS, questo perché essendo già programmato per lavorare insieme a questo software é risultato più funzionale. La tecnica di modulazione utilizzata é la tecnica "carrier based space vector modulation" per ottenere un range maggiore in tensione.

Questa tecnica di modulazione si base sull'iniezione di terza armonica all'interno delle tensioni di riferimento della PWM.

In Fig.7.15 si possono notare la creazione della tensione di modo comune aggiunta e la non saturazione dei duty cycle per indice di modulazione $M_i = 1$.



Figura 7.15: Carrier based space vector modulation [17].

7.2.8 Sensori di misura

Le misure si suddividono in misure di corrente e di tensione in vari punti del sistema, così da ottenere potenze in ingresso e in uscita dell'inverter NEVC per produrre le mappe di efficienza.

Come sensori di corrente si utilizzano sia dei sensori ad effetto Hall della LEM sia delle sonde di corrente della Teledyne LeCroy per visualizzare le grandezze sull'oscilloscopio. I sensori LEM sono i IT 605-S [6]. Permettono di ottenere misure in corrente continua ed in corrente alternata, dati di targa in Tab. 7.7.

Tensione di alimentazione DC	±15 V
Corrente nominale primare	600 A
Corrente primaria, range di misura	[-849,+849] A
Range di temperatura	[- 40,+85]°C

Tabella 7.7: Dati di targa IT 605-S [6].

Vengono utilizzati per misurare la corrente in ingresso lato DC e le correnti in uscita lato AC prima del filtro induttivo.



Figura 7.16: Sensore LEM IT 605-S.

I sensori di corrente Teledyne LeCroy CP-150 [8] vengono utilizzati per visualizzare sull'oscilloscopio le correnti di fase di entrambi gli inverter e la corrente di modo comune.

Corrente nominale	150 A
Corrente massima	300 A
Corrente massima t \leq 30 μ s	500 A
Banda passante	50 MHz
Range di temperatura	[0,+40]°C

Tabella 7.8: Dati di targa Teledyne LeCroy CP-150 [8].



Figura 7.17: Sonda di corrente Teledyne LeCroy.

Le tensioni vengono misurate utilizzando i sensori di tensione differenziali già presenti in HBM.

Le tensioni vengono visualizzate sull'oscilloscopio utilizzando dei sensori di tensione differenziali Teledyne LeCroy HVD3206 [7]. Dati di targa in Tab.7.9.

Range tensione differenziale	2000 V
Banda passante	120 <i>MHz</i>
Range di temperatura	[- 40,+70]°C

Tabella 7.9: Dati di targa Teledyne LeCroy HVD3206 [7].



Figura 7.18: Sonda di tensione Teledyne LeCroy.

7.2.9 Acquisizione dati

I dati vengono acquisiti ed elaborati tramite il Mainframe prodotto da HBM, il modello HBM 1-gen7ta-2.

Le tensioni vengono direttamente misurate dalle sonde di tensione differenziali già presenti in HBM.

Per quanto riguarda i segnali derivanti dai sensori di corrente invece, vengono inviati ad un trasduttore di segnali di corrente della Signaltec, codice "MCTS II" [11], prima di essere analizzati da HBM.



Figura 7.19: HBM 1-gen7ta-2 + SIGNALTEC.

7.2.10 Oscilloscopio digitale

Le forme d'onda vengono monitorate tramite l'utilizzo dell'oscilloscopio digitale Teledyne LeCroy.

Le grandezze visualizzate sono:

- corrente di fase CUT
- corrente di fase Load converter
- corrente DC link CUT
- tensione di fase CUT
- tensione sul DC link CUT
- tensione DC di alimentazione



Figura 7.20: Oscilloscopio.

7.3 Prove su banco in laboratorio

L'inverter "under test" é stato testato in un ampio range di funzionamento. Le prove vengono svolte a differenti livelli di tensione di alimentazione, partendo da un livello più basso fino al valore massimo.

Tabella 7.10: Valori di tensione V_{DC} .

V_{DC} 400 V	600 V	700 V	800 V
----------------	-------	-------	-------

Per ogni step di tensione DC sono state svolte tre prove, una prima prova a corrente più bassa e due a corrente più elevata.

Il valore massimo di corrente raggiunto nelle varie prove é di circa $I_{CUT} = 317A$, riportandolo sul lato Load converter risulta una corrente di riferimento pari a $I_{REF,Load} = I_{CUT}\sqrt{3} = 550A$.

Come precedentemente detto nella Sez. 7.2.6, i cavi e i capicorda non posso sostenere questi elevati livelli di corrente per un lungo periodo. Una contromisura é stata impostata a livello di codice, imponendo la corrente di riferimento per un lasso di tempo di qualche secondo e subito dopo riportandola ad un livello di corrente di sicurezza pari a 70 *A*, per un tempo sufficiente a lasciar raffreddare i cavi.

Il tempo per la quale la corrente di riferimento viene imposta é pari a circa 2-3 secondi, mentre il tempo di riposo é variabile in base al valore di corrente imposto.

Fissate la tensione di alimentazione DC e la corrente di riferimento, una singola prova é composta da una serie di sotto-prove.

Ad ogni 2-3 s di imposizione della corrente viene fatto variare il valore del fattore di potenza del sistema e dell'indice di modulazione del convertitore "under test". In questo modo é possibile ottenere le mappe di efficienza, per un valore di corrente e tensione DC fissato, in tutto il campo dei possibili $\cos\phi$ e tensioni di riferimento sul CUT. I fattori di potenza analizzati si trovano in Tab. 7.11.

Tabella 7.11: Fatto	ori di potenza.
---------------------	-----------------

$\cos\phi$	0.4	0.6	0.8	0.9	0.95	1	
------------	-----	-----	-----	-----	------	---	--

Gli indici di modulazione, Tab 7.12, forniti sia positivi che negativi in modo da ottenere le efficienze anche in funzionamento da generatore del carico.

Tab	ella	7.12	: Inc	lici	di	modu	ilazione.
-----	------	------	-------	------	----	------	-----------

M_i	0.2	0.4	0.6	0.8	0.9	1	1.1	1.15
$M_{i,neg}$	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	-0.9	-1	-1.1	-1.15

Le prove vengono svolte nel seguente modo.

Si scorre il vettore dei fattori di potenza. Selezionato un fattore di potenza si simulano tutti gli indici di modulazione. Le procedura viene iterata finché tutti i punti di funzionamento non sono stati analizzati.

In Fig. 7.21 si ha uno schema della procedura.



Figura 7.21: Schema successione delle prove.

Importante attenzione va posta al valore della frequenza di fondamentale da utilizzare. Non volendo incombere nella saturazione del nucleo del trasformatore, ed essendo un trasformatore costruito per un funzionamento a 50 Hz e 220 V, per andare a riprodurre le prove a 460 V la frequenza di fondamentale é stata alzata a 3 volte la frequenza nominale $f_o = 150Hz$ e mantenuta fissa per tutte le prove per non spingersi troppo oltre rispetto alla frequenza nominale.

Questo viene fatto per mantenere il trasformatore all'incirca alle condizioni magnetiche nominali rispettando l'equazione:

$$\Phi_N \propto \frac{V_n}{f_n} \approx \frac{220}{50} \tag{7.4}$$

Portando in valori di picco conoscendo la massima tensione di fase di picco V_ph , $pk = \frac{V_{DC}}{2}1.15$, e portando i 220 V di concatenata del trasformatore al valore di fase dividendo per $\sqrt{3}$ si ottiene la relazione:

$$\Phi_N \propto \frac{V_n \sqrt{2}}{f_n \sqrt{3}} = \frac{V_{DC}}{2 \cdot f_o} \frac{2}{\sqrt{3}}$$
(7.5)

Semplificando si ottiene:

$$\frac{V_n \sqrt{2}}{f_n} = \frac{V_{DC}}{f_o} \tag{7.6}$$

Sostituendo i valori reali:

$$\frac{220\sqrt{2}}{50} = \frac{800}{f_o} \tag{7.7}$$

Si ottiene un valore minimo di frequenza per non saturare il nucleo magnetico pari a:

$$f_o = \frac{800 \cdot 50}{220\sqrt{2}} = 130Hz \tag{7.8}$$

Andando al triplo di frequenza di fondamentale si sta al di sotto del flusso nominale e lontani dalla saturazione mantenendo un margine sulla minima frequenza necessaria. Un altra problematica é data dal non poter riprodurre per correnti elevate gli indici di

modulazione negativi.

Come già spiegato nella Sez. 7.2.4 il funzionamento da generatore risulta critico utilizzando un emulatore di carico di taglia molto inferiore al convertitore "under test".

È stato dunque necessario ridurre il campo di prova agli indici di modulazione positivi per correnti elevate.

Da tenere conto il fatto che alzando la frequenza di fondamentale anche le cadute sugli induttori, problematiche per la saturazione del Load converter, crescono e aumentano i problemi in funzionamento da generatore.

7.3.1 Risultati prove sul banco reale

Di tutte le prove vengono riportati i risultati a due tensioni diverse $V_{DC} = [600, 800]V$. La prima prova in esame é svolta con $V_{DC} = 600V$ e $I_{REF,pk} = 260A$ sul convertitore di carico, risultante in $I_{CUT,pk} = \frac{260}{\sqrt{3}} = 150A$.



Figura 7.22: Risultati prova con $V_{DC} = 600V$ e $I_{REF,pk} = 260A$ 1.

7.3 – Prove su banco in laboratorio



Figura 7.23: Risultati prova con $V_{DC} = 600V$ e $I_{REF,pk} = 260A$ 2.

Tabella 7.13: Legenda Fig. 7.22 - 7.23.

C1	Iph,LoadConv.
C2	$I_{ph,CUT.}$
C3	$I_{DC,CUT}$
C4	$V_{ph,CUT.}$
C5	V _{DC-LINK,CUT}
C6	$V_{DC,ingressoCUT}$

Le prove in Fig. 7.22 - 7.23 permettono di osservare diversi valori di indice di modulazione, positivo e negativo, ben distinguibili dall'inversione del segno della corrente lato DC (rappresentata in colore blu). In Fig. 7.22 l'indice di modulazione corrispondente risulta $M_i = 1.15$ e il fattore di potenza $cos\phi = 1$.

In Fig. 7.23 l'indice di modulazione corrispondente risulta $M_i = -1$ e il fattore di potenza $cos\phi = 0.95.$

I risultati a V_{DC} = 800V vengono riportati per un solo valore di indice di modulazione $M_i = 1.15$ e di fattore di potenza $cos\phi = 1$.

La corrente di riferimento é al limite massimo testato pari a $I_{REF,pk} = 550A$ sul convertitore di carico, risultante in $I_{CUT,pk} = \frac{260}{\sqrt{3}} = 317A$. I risultati riportati rappresentano il ripple delle correnti di fase dei due convertitori e la

corrente di modo comune.

Sistema riprodotto in laboratorio



Figura 7.24: Risultati prova con $V_{DC} = 800V$ e $I_{REF,pk} = 550A$.



Figura 7.25: Corrente di modo comune con $V_{DC} = 800V$ e $I_{REF,pk} = 550A$.



Figura 7.26: Ripple di fase CUT con $V_{DC} = 800V$ e $I_{REF,pk} = 550A$.



Figura 7.27: Ripple di fase Load Converter con $V_{DC} = 800V \text{ e } I_{REF,pk} = 550A$.

Dalle Fig. 7.25 - 7.26 - 7.27 si può stimare i seguenti valori: $\Delta I_{CUT,pk-pk} \approx 9A$, $\Delta I_{Load,pk-pk} \approx 14A \text{ e } I_{CM,MAX} \approx 6A$.

I valori dei disturbi risultano molto bassi, confermando la bontà della soluzione scelta di riprodurre in laboratorio. Come ultimo risultato, in Fig.7.28, viene riportata la mappa di efficienza dell'inverter testato, per una tensione $V_{DC} = 800V$ e corrente massima. La mappa di efficienza é un grafico 3D; gli assi x e y rappresentano $cos\phi$ e M_i e l'asse z rappresenta l'efficienza del convertitore.



Figura 7.28: Efficienza inverter CUT

7.3.2 Monitoraggio Termico

In Fig.7.29-7.31 osserviamo il monitoraggio, tramite la termocamera Testo 882, dei componenti.

Sono riportati il monitoraggio del trasformatore, dei cavi di collegamento, degli induttori di filtro e del CUT inverter.

Si può notare come le temperature non superino i $64^{\circ}C$ gradi all'interno del CUT, raggiunta solo in alcuni punti, e rimangano al di sotto dei $40^{\circ}C$ per i cavi e gli altri componenti.



Figura 7.29: Termocamera - CUT.



Figura 7.30: Termocamera - Induttori.



Figura 7.31: Termocamera - Trasformatore.

Capitolo 8

Simulazione sistema laboratorio

In seguito alle prove in laboratorio, si é scelto di riprodurre il più fedelmente il setup utilizzato all'interno dell'ambiente software PLECS.

La scelta mira ad osservare le differenze tra i risultati reali e i risultati ottenuti in simulazione, valutando le diversità date dalle problematiche reali, non riproducibili in simulazione.

Una serie di considerazioni sono state fatte sulle approssimazioni necessarie rispetto al sistema reale ed alla bontà dei risultati ottenuti da PLECS.

8.1 Sistema in simulazione

Non differisce molto rispetto al sistema nel Cap. 3, Fig.8.1.



Figura 8.1: Riproduzione sistema laboratorio - PLECS.

Gli switch di entrambi i converter sono stati cambiati da IGBT a Mosfet. La PWM é stata variata, in questo caso si utilizza la "carrier based space vector modulation" come fatto in laboratorio.

In Fig.8.2 si può notare come viene prodotta la modulazione utilizzata ed in Fig. 8.3 si

può notare la tensione di media mobile di fase ottenuta per il sistema back-to-back con iniezione di terza armonica.



Figura 8.2: "Carrier based space vector modulation" - PLECS.



Figura 8.3: Tensione di fase lato CUT, media mobile.

8.2 Filtro EMI

Il filtro EMI viene ricostruito tenendo conto dei parassitismi dei condensatori inseriti e della metodologia di costruzione.

È composto da un induttanza al modo differenziale del valore di $L_{DM} = 6.6\mu H$, $3.3\mu H$ da un lato e $3.3\mu H$ dall'altro.

Per la componente di modo comune invece si ha un valore di $L_{CM} = 34\mu H$ sui due lati, per un totale di $68\mu H$.

Al suo interno il filtro EMI presenta non solo induttanze ma una serie di condensatori.

Una prima capacità del valore complessivo di $C_{EMI,1} = 80\mu F$, composta da 4 condensatori del valori di $20\mu F$, agisce sulla componente differenziale.

Oltre a questa capacità vi sono dei condensatori, sia lato alimentazione sia lato CUT, della tipologia Y. Sono così chiamati una varietà di condensatori di sicurezza.

Rispettivamente, lato alimentazione DC i condensatori sono due, connessi a terra, di valore pari a $0.68\mu F$. Lato CUT sono sempre due capacità connesse a terra ma la singola capacità é composta da tre condensatori di $0.33\mu F$ messi in parallelo.

In Fig 8.4 si può vedere il filtro EMI ricostruito su PLECS.



Figura 8.4: Filtro EMI - PLECS.

Sono state aggiunte tutte le componenti parassite dei condensatori e degli induttori per rendere il sistema più realistico.

Dai datasheet dei condensatori utilizzati [15]-[16]-[18] sono state ricavate la resistenza equivalente serie (ESR) e l'induttanza equivalente serie (ESL).

L'ESR é ottenuta dal fattore di dissipazione $tan\delta$ tramite l'equazione 8.1.

$$tan(\delta) = \frac{ESR}{wC}$$
(8.1)

L'ESL invece é ricavata passando tramite la frequenza di risonanza, Eq. 8.2.

$$f_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{8.2}$$

I valori utilizzati di capacità, ESR e ESL sono elecanti in Tab. 8.1.

С	$80 \ \mu F$	$0.68 \mu F$	$0.99\mu F$
ESR	$1.3m\Omega$	$8.5\mu\Omega$	$11.4\mu\Omega$
ESL	$0.258 \mu H$	$0.5\mu H$	$0.277 \ \mu H$

Tabella 8.1: Parassitisimi condensatori filtro EMI.

8.3 **Condensatore DC-link CUT e Load converter**

Come per i condensatori del filtro EMI, anche per i condensatori del DC-link dei due inverter sono stati riportati i valori di ESR e ESL. Per il load converter sono stati ricavati dal datasheet [9], per il NEVC invece sono stati valutati da [19] come parallelo dei parametri ESR e ESL dei condensatori singoli in un file Matlab. In Tab. 8.2 sono riportati i valori.

Inverter	CUT	Load
С	$128 \ \mu F$	300µF
ESR	$1.4m\Omega$	$0.2m\Omega$
ESL	0.016 <i>nH</i>	3.5 <i>nH</i>

Tabella 8.2: Parassitisimi condensatori DC-link inverter.

Caratterizzazione del trasformatore tramite prove in 8.4 laboratorio

Per rappresentare i fenomeni di dispersione e saturazione del trasformatore e non possedendo i dati di targa del trasformatore da 50 kVA si é deciso di caratterizzarlo tramite una serie di prove in laboratorio per determinare i parametri del circuito equivalente del trasformatore.



Figura 8.5: Circuito equivalente trasformatore.

Una prova a vuoto per determinare le perdite nel ferro, espresse con un parametro resistivo R_{fe} , e per determinare l'induttanza di magnetizzazione del trasformatore L_m . Una prova in cortocircuito per valutare i parametri serie del trasformatore, resistenza dell'avvolgimento a primario e secondario (R_1, R_2) e reattanza di dispersione a primario e secondario (X_{d1}, X_{d2}), ricavati dalla reattanza di cortocircuito X_{cc} .

8.4.1 Prova a vuoto

La prova a vuoto consiste nell'alimentare un avvolgimento alla tensione nominale lasciando l'altro avvolgimento aperto.



Figura 8.6: Setup prova a vuoto [20].

La scelta dell'avvolgimento da alimentare risulta indifferente, nel nostro caso si é scelto di alimentare il lato a triangolo con tensione nominale $V_n = 380V$.

I valori che si vanno a misurare sono la potenza attiva e reattiva a vuoto, la tensione e la corrente del lato alimentato.

Si può andare a semplificare il circuito riportato in Fig.8.5 trascurando i parametri serie del lato alimentato dato che tipicamente la corrente a vuoto é di valore molto basso e la caduta di tensione ai capi di questi componenti risulta molto bassa di conseguenza. Tramite questi valori e la semplificazione descritta si ritrovano i parametri parallelo del trasformatore come si nota da Eq.8.3 a Eq.8.5.



Figura 8.7: Circuito equivalente semplificato prova a vuoto [20].

$$R_{fe} = \frac{V_{1,prova}^2}{P_0}$$
(8.3)

$$X_m = \frac{V_{1,prova}^2}{Q_0} \tag{8.4}$$

$$L_m = \frac{X_m}{2 \cdot \pi \cdot f} \tag{8.5}$$

Si può inoltre valutare il rapporto di trasformazione come:

$$t = \frac{V_{1,prova}}{V_{20}}$$
(8.6)

Due prove a vuoto sono state fatte per il trasformatore in esame, una con tensione pari alla tensione nominale e una con la metà della tensione nominale.

Visualizzando le forme d'onda di corrente e notando una minore distorsione di corrente per la prova a tensione più bassa si é scelto di utilizzare i valori di R_{fe} e X_m ricavati in

questa prova. I valori della prova a vuoto sono riportati in Tab.8.3.

$V_{1,prova}$	110.1 V
$I_{1,prova} = I_{10}$	247.6 mA
P_0	14.85 W
Q_0	55.49 VAR
f	50 Hz

Tabella 8.3: Valori prova a vuoto.

Utilizzando questi valori e le Eq.8.3 - Eq.8.5 sono stati ricavati i valori dei parametri parallelo del circuito equivalente del trasformatore, Tab.8.4.

Tabella 8.4: Parametri parallelo trasformatore.

R_{fe}	816.3 Ω
X_m	218.4 Ω
L_m	0.695 H

8.4.2 Prova in cortocircuito

La prova in cortocircuito viene effettuata mettendo in cortocircuito un avvolgimento e alimentando il trasformatore con una tensione di valore ridotto tale da far assorbire la corrente nominale.

Come per la prova a vuoto, il lato alimentato é il lato a triangolo mentre il lato cortocircuitato é il lato a stella.



Figura 8.8: Setup prova in corto [20].

Si é partiti da un basso valore di tensione e monitorando la corrente a primario si é saliti in tensione fino a ottenere il valore voluto di corrente. Nel nostro caso, conoscendo
tensione nominale e potenza nominale, il valore voluto era pari a $I_n = \frac{S_n}{V_n} = \frac{50kVA}{380V} = 76A$. Trascurando i parametri parallelo, avendo delle perdite nel ferro trascurabili, e trasportando i parametri serie del primario a secondario si ottiene un circuito semplificato Fig.8.9.



Figura 8.9: Circuito equivalente semplificato prova in corto [20].

Vengono misurati i valori di potenza attiva e reattiva di cortocircuito, tensione di cortocircuito e corrente di cortocircuito a primario.

Passando per il rapporto di trasformazione e utilizzando le equazione da Eq.8.7 a Eq.8.9 si sono ricavati i valori dei parametri serie del trasformatore.

$$R_{cc}^{"} = R_{1}^{"} + R_{2}^{"} = \frac{P_{cc}}{I_{2N}^{2}}$$
(8.7)

$$X_{cc}^{"} = X_{d,1}^{"} + X_{d,2}^{"} = \frac{Q_{cc}}{I_{2N}^2}$$
(8.8)

$$I_{2,N} = t \cdot I_{1,N}$$
(8.9)

I valori misurati e valutati per la prova in cortocircuito sono riportati in Tab.8.5.

<i>V</i> _{1,<i>cc</i>}	9.508 V
$I_{1,N}$	76 A
$I_{2,N}$	131.6 A
P_{cc}	983.83 W
Q_{cc}	1939 VAR
f	50 Hz

Tabella 8.5: Valori prova in cortocircuito.

I valori dei parametri serie riportati a secondario sono poi stati divisi a metà per trovare i valori a primario e secondario.

In Tab.8.6 si trovano i valori dei parametri serie.

R_{cc}	0.0567 Ω	0.02 p.u.
X _{cc}	0.112 Ω	0.039 p.u.
$R_1 = R_2$	0.02835 Ω	$9.8 \cdot 10^{-3}$ p.u.
$X_{d,1} = X_{d,2}$	$0.0556 \ \Omega$	0.019 p.u.
$L_{d,1} = L_{d,1}$	0.178 mH	

Tabella 8.6: Parametri serie trasformatore.

I valori in per unit sono stati valutati tramite l'impedenza base $Z_b = \frac{V_b^2}{S_b} = \frac{380^2}{50000} = 2.88\Omega$

8.4.3 Acquisizione misure

Le misure sono state acquisite con lo stesso sistema utilizzato per le prove sul banco di prova reale, HBM + Signaltech.

Come sensori di corrente sono stati utilizzati i sensori LEM IT 200-S [21], con $N_{spire} = 1$ all'interno del nucleo magnetico per la prova in corto e $N_{spire} = 10$ per la prova a vuoto, avendo valori di corrente più bassi.

8.5 Risultati simulazione

Si é scelto di confrontare i risultati ottenuti in simulazione con i risultati mostrati nel Cap. 7 Sez. 7.3.1, con una $V_{DC} = 800V$, un valore di indice di modulazione $M_i = 1.15$, fattore di potenza $cos\phi = 1$ e corrente di riferimento pari a $I_{CUT,pk} = 317A$. I risultati sono riportati in Fig.8.10 - Fig.8.12.



Figura 8.10: Risultati simulazione prova reale $V_{DC} = 800V \text{ e } I_{pk,CUT} = 317A$.



Figura 8.11: Risultati simulazione prova reale, ripple corrente di fase CUT.



Figura 8.12: Risultati simulazione prova reale, ripple corrente di fase Load converter.

I risultati vengono confrontati con quelli in Fig. 7.24 - 7.25 - 7.26 - 7.27.

Si può notare come i ripple in simulazione risultino più bassi rispetto alla prova in laboratorio.

Questo potrebbe essere riconducibile all'assenza delle capacità parassite verso terra in simulazione, che portano alla scomparsa della corrente di modo comune pari a zero in simulazione e quindi alla diminuzione del ripple della corrente di fase.

Un ulteriore precisazione da fare e la impossibilità di riprodurre, da parte del software PLECS, la crescita graduale della corrente durante la commutazione degli switch dei convertitore.

Infatti il software vede una commutazione immediata, non realistica.

In Tab.8.7 sono riportati i valori ottenuti in simulazione PLECS e i valori ottenuti in laboratorio.

Tabella 8.7: Confronto risultati laboratorio - simulazione PLECS.

Parametro	LABORATORIO	SIMULAZIONE
$V_{CUT,pk}$	317 A	317 A
$V_{Load,pk}$	550 A	550 A

I _{DC,CUT}	274 A	275 A
$\delta_{I,CUT-LoAD}$	90°	90°
$\Delta_{I_{ph},CUT}$	14 A	9 A
$\Delta_{I_{ph},lOAD}$	20 A	14 A
I _{CM,pk}	6 A	0 A

Capitolo 9

Miglioramento soluzione con trasformatore

Come descritto nel Cap.7, la soluzione sviluppata in laboratorio, utilizzando i componenti già presenti in loco, può venir migliorata sotto vari aspetti. I problemi riscontrati sono stati:

- saturazione del nucleo del trasformatore, non é stato possibile testare bassi valori di frequenza per alte tensioni.
- saturazione tensione in funzionamento da generatore del carico.
- saturazione corrente e potenza del Load converter, non é stato possibile testare la massima corrente del CUT e a parità di corrente massima scelta non si é potuto simulare il funzionamento da generatore del carico ma solo da motore.

I miglioramenti riportati di seguito sono mirati al poter riprodurre tutto il campo di funzionamento senza incombere in problematiche sia per il funzionamento da motore che da generatore del carico.

Viene da prima specificato, come esempio, il miglioramento per il testing di un inverter con dati simili a quello testato in laboratorio da cui poi si genera un discorso generale per l'ottenimento di un setup ideale di testing per inverter.

Viene anche proposta un analisi finale per testing di inverter interfacciati a rete e per funzionamento in continua.

Come specifiche, per l'esempio, ci si basa sul testing del CUT con corrente massima in uscita pari a $I_{o,max} = 800A$ ed una tensione massima di fase ottenuta tramite $V_{ph,max} = \frac{V_{DC,max}}{2} \cdot M_i = \frac{800}{2} \cdot 1.15 = 460V.$

9.1 Trasformatore

L'idea é di richiedere la produzione un trasformatore con rapporto spire pari a 1:2 e configurazione stella - stella. La scelta del rapporto di trasformazione e della configurazione può essere molto varia, l'importante é ottenere un rapporto di trasformazione sufficientemente alto per poter compensare le cadute sugli induttori di filtro e sulle disperse del trasformatore in modo da non saturare la tensione sul Load converter, inoltre la taglia in corrente del load converter deve tenere conto del rapporto di trasformazione come si vedrà in Sez.9.2.

Per la tensione nominale del trasformatore si sceglie la tensione massima di picco di fondamentale pari a $V_{pk} = 460V$. Per non andare in contro a saturazione del nucleo durante il testing di ogni punto di lavoro e volendo testare l'inverter per più valori di frequenza di fondamentale, sarebbe ideale dimensionare il trasformatore per una frequenza nominale molto bassa ed il valore massimo di tensione. Così facendo, salendo di frequenza il flusso si discosterebbe dal valore di saturazione, $\Phi_n \propto \frac{V_n}{f_n}$, potendo testare ogni frequenza superiore senza problemi ulteriori.

9.2 Inverter di carico

Le problematiche legate all'inverter di carico risiedono nella taglia inferiore rispetto all'inverter da testare.

La taglia in corrente dell'inverter va di pari passo con il rapporto di trasformazione, di conseguenza si potrebbe utilizzare un inverter di taglia in corrente superiore ad almeno $I = 2 \cdot I_{MAX,CUT} = 1600A$, nel caso dell'esempio proposto.

La taglia in potenza dell'inverter segue dalla massima tensione e dalla massima corrente, tenendo conto delle cadute sui filtri e sulle disperse del trasformatore.

9.3 Modifiche per testing inverter da rete e in continua

9.3.1 Inverter da rete

Quanto descritto precedentemente é valido anche per il testing di inverter utilizzati in connessione con la rete.

Per questo tipo di applicazioni si hanno dei valori fissi di $V_n = 220V$ e $f_n = 50Hz$. Ipotizzando di dimensionare il setup per un funzionamento con frequenza inferiore o uguale a 50 Hz, da tenere conto solo per la saturazione del trasformatore, e una tensione maggiore di $V_n = 220V$, allora lo stesso setup studiato per il testing di inverter automotive può essere utilizzato per il testing di inverter connessi a rete.

9.3.2 Testing in continua

Risulta molto importante il testing in corrente continua dei convertitori poiché permette di studiare il comportamento termico dei semiconduttori interni al convertitore, essendo il funzionamento in continua quello che più sollecita termicamente l'oggetto. Come descritto nel Cap.2 Sec.2.3, per il testing in corrente continua sarebbe ideale

utilizzare una connessione tramite filtri induttivi-capacitivi. Come già visto però, il trasformatore porta con se dei vantaggi a livello di reiezione dei disturbi notevoli.

Volendo dunque utilizzare il trasformatore, si può scegliere una frequenza di fondamentale molto bassa, esempio $f_o = 1Hz$, così da ottenere il raggiungimento del regime termico dei semiconduttori all'interno del periodo $T = \frac{1}{f} = 1s$. Tipicamente il regime di riscaldamento dei semiconduttori ha un valore di qualche secondo, così facendo all'interno di un secondo si avrebbe una approssimazione del valore di regime di temperatura degli switch.

Ovviamente, per poter svolgere questo test per ogni valore di tensione di alimentazione sarebbe necessario un apposito trasformatore che tenga conto della bassa frequenza e del valore di tensione di alimentazione e di conseguenza non vada in saturazione.

9.4 Riassunto miglioramenti

I miglioramenti sopra riportati vengono qui brevemente riassunti.

Si immagina di conoscere il valore di corrente e tensione da testare, ricavati dal CUT. Da questi valori e scegliendo il rapporto di trasformazione maggiore di uno, tenendo conto di cadute sugli induttori e sulle disperse, si seleziona la taglia in corrente del Load converter. La taglia in potenza deve risultare superiore al CUT abbastanza da coprire la richiesta in corrente e tensione, soprattutto in funzionamento da generatore del carico. La frequenza e la tensione nominale del trasformatore vengono scelte in base alla tensione massima ed alla frequenza minima di funzionamento.

In questo modo si può andare a simulare ogni punto di funzionamento del CUT per tensione, correnti e frequenze.

Capitolo 10 Conclusioni

In conclusione, partendo da un idea iniziale di sviluppo di un banco di prova basato sull'utilizzo di condensatori ed induttori di filtro, sono stati svolti vari test in simulazione ed analisi per visualizzare pregi e difetti proponendo una serie di sistemi per diverse taglie in potenza con accoppiamento tramite LCL.

In seguito alle varie analisi si é poi scelto di optare per una soluzione basata sull'utilizzo del trasformatore, dati i molteplici vantaggi che porta con sé.

Di tale soluzione si é poi ottenuto un setup reale per testarne le qualità, risultate migliori come auspicato, convalidandone la scelta.

Si é infine proposto un ulteriore miglioramento per un futuro banco di prova utilizzabile per un testing completo di un ampio range di inverter, precisando eventuali accortezze di cui tener conto in caso di test in condizioni particolari. Contributi personali:

Contributi personan.

- Studio analitico della configurazione back-to-back e le problematiche correlate.
- Studio analitico dei vari sistemi di filtraggio dei disturbi presenti nel sistema.
- Riproduzione del sistema completo in ambiente di simulazione PLECS, studio delle varie soluzioni di accoppiamento per filtrare i disturbi nel sistema e scelta delle soluzioni ottimali.
- Dimensionamento di sistemi di filtraggio LCL filtro di modo comune per taglie differenti in potenza.
- Test sperimentali su banco di prova in laboratorio con l'utilizzo del trasformatore.
- Proposta miglioramenti soluzione testata in laboratorio.

Bibliografia

- Davide Cittanti et al. «Analysis and Design of a High Power Density Full-Ceramic 900 V DC-Link Capacitor for a 550 kVA Electric Vehicle Drive Inverter». In: 2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022-ECCE Asia). IEEE. 2022, pp. 1144–1151.
- [2] Aleksandr Reznik et al. «LCL filter design and performance analysis for gridinterconnected systems». In: *IEEE transactions on industry applications* 50.2 (2013), pp. 1225–1232.
- [3] Ke Ma et al. «Power-Electronics-Based Mission Profile Emulation and Test for Electric Machine Drive System—Concepts, Features, and Challenges». In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 37.7 (2022), pp. 8526–8542.
- [4] Silvana Benanti. «Assembly e Testing di un convertitore di potenza». Tesi Magistrale in Ingegneria Elettrica. Politecnico di Torino, 2020.
- [5] IT6000C Series Bidirectional Programmable DC Power Supply. ITECH, •. URL: https://www.altoo.dk/ITECH+IT6090C+Regenerative+Power+System+ 90kW.htm.
- [6] IT 605-S ULTRASTAB. LEM, 2020. URL: https://www.lem.com/sites/ default/files/products_datasheets/it_605-s_ultrastab.pdf.
- [7] *High Voltage Differential Probes*. Teledyne Lecroy, 2021. URL: https://teledynelecroy.com/probes/high-voltage-differential-probes.
- [8] Current Probes. Teledyne Lecroy, 2017. URL: https://teledynelecroy.com/ probes/current-probes/cp150.
- [9] 300kW XM3 Three-Phase Inverter. CREE Wolfspeed, 2020. URL: https:// www.wolfspeed.com/crd300da12e-xm3/.
- [10] *Emissions by sector*. Climate Watch, the world Resources Institute, 2020. URL: https://ourworldindata.org/emissions-by-sector.
- [11] Multi Channel Current Transducer System. Signaltec, 2018. URL: http:// signaltec.de/wp-content/uploads/DS_MCTS_II_Ver_1-3.pdf.

- [12] Jin-Su Gwon, Hansoo Lee e Sungshin Kim. «Observer-Based FL-SMC Active Damping for Back-to-Back PWM Converter with LCL Grid Filter». In: International Journal of Fuzzy Logic and Intelligent Systems 15.3 (2015), pp. 200– 207.
- [13] B58031 Capacitors for fast-switching semiconductors. TDK, 2019. URL: https: //product.tdk.com/en/search/capacitor/ceramic/ceralink/info? part_no=B58031U9254M062.
- [14] B58035U Capacitors for fast-switching semiconductors. TDK, 2022. URL: https: //product.tdk.com/en/search/capacitor/ceramic/ceralink/info? part_no=B58035U9754M062.
- [15] Metallized Polypropylene Film EMI Suppression Capacitors. KEMET, 2020. URL: https://content.kemet.com/datasheets/KEM_F3120_R41-T_Y2_300. pdf.
- [16] THB Grade IIIB Class Y2 Interference Suppression Film Capacitor Radial MKP 305 VAC - Line Bypass. VISHAY, 2022. URL: https://www.vishay.com/ docs/26066/f340y2_305vac.pdf.
- [17] Radu Bojoi. «Slide del corso 01UQNNC Power Electronics for eMobility». Slide del corso. Politecnico di Torino, 2022.
- [18] Low Building Height Metallized Polypropylene DC-Link Film Capacitor Industrial Grade. VISHAY, 2022. URL: https://www.vishay.com/docs/26010/ mkp1848sdclink.pdf.
- [19] Fausto Stella et al. «Design and Testing of an Automotive Compliant 800V 550 kVA SiC Traction Inverter with Full-Ceramic DC-Link and EMI Filter». In: *IEEE* (2022).
- [20] Alberto Tenconi. «Slide del corso Macchine elettriche 1». Slide del corso. Politecnico di Torino, 2019.
- [21] Current Transducer IT 200-S ULTRASTAB. LEM, 2014. URL: https://www. lem.com/sites/default/files/products_datasheets/it_200-s_ ultrastab.pdf.