POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale



Ricarica wireless trifase per veicoli elettrici

Relatore: Prof. Paolo GUGLIELMI

Correlatore: Dr. Jacopo COLUSSI **Candidato:** Andrea NICASTRO Matricola: 253304

A.A. 2020/2021

Che tu creda di farcela, oppure no, avrai comunque ragione. Henry Ford

Sommario

La Tesi si focalizza sulla ricarica wireless trifase per i veicoli elettrici (EV), rappresenta una soluzione per migliorare l'affidabilità, semplicità, facilità d'uso e la sicurezza rispetto ai tradizionali metodi di ricarica che presentano collegamenti fisici tra la struttura di ricarica e il veicolo.

Le strutture di ricarica wireless permettono sia la ricarica statica, quindi a veicolo fermo, sia la ricarica dinamica, ovvero ricarica durante il movimento del veicolo (*CWD ChargeWhileDriving*). Si può introdurre anche la ricarica quasi-dinamica, che è una soluzione intermedia, e ne permette la ricarica durante le brevi soste, come nel caso di semaforo rosso e fermate degli autobus.

La struttura vuole essere inserita in un Hub di ricarica in una sottostazione cittadina. L'hub è direttamente connesso all'alimentazione DC della sottostazione della rete elettrica del Tram ed ha come applicazione finale la ricarica delle batterie dei EV.

Il sistema è definito da due lati, il trasmettitore, posizionato nel terreno e il ricevitore posizionato a bordo veicolo. Il lato trasmettitore è composto da un buck trifase che permette di potersi agganciare a reti di diversi valori di tensione DC, l'inverter trifase che, convertendo la tensione da DC in AC ad alta frequenza, permette la trasmissione di potenza, attraverso le tre bobine, al lato ricevitore grazie al principio dell'induzione magnetica. Il lato ricevitore è costituito dalle tre bobine, dal raddrizzatore trifase a ponte che converte la tensione AC in DC, permettendo in questo modo il trasferimento di potenza in batteria, ultimo elemento del ricevitore.

Sono state svolte simulazioni sul software PLECS and ando a modulare sia il buck che l'inverter in modo da ottenere commutazioni dei Mosfet a corrente nulla, in modo da minimizzare le perdite di commutazione.

E stato dimensionato anche un sistema di protezione Hardware che permette la protezione del sistema WPT in caso di un imprevisto scollegamento del pacco batteria, andando a cortocircuitare il ricevitore, garantendo una certa sicurezza.

Indice

Elenco delle figure VIII				
El	enco	delle tabelle	XI	
1	Tec	nologia Wireless Power Transfer	1	
	1.1	Ricarica Statica	2	
	1.2	Ricarica Dinamica	3	
	1.3	Fondamenti del sistema WPT	5	
	1.4	Modello di circuito elettrico del sistema	6	
		1.4.1 Compensazione serie-serie	10	
		1.4.2 Compensazione serie-parallelo	10	
		1.4.3 Compensazione parallelo-serie	11	
		1.4.4 Compensazione parallelo-parallelo	12	
2	Ana	alisi e modellizzazione della struttura WPT	14	
	2.1	Struttura di ricarica	14	
	2.2	Analisi problemi applicazione	15	
	2.3	Comparazione sistema monofase e trifase	16	
	2.4	Struttura delle bobine	18	
3	Stru	attura del convertitore	22	
	3.1	Alimentazione	23	
	3.2	Buck Trifase	24	
	3.3	Inverter Trifase	27	
	3.4	Sistema Risonante	30	
	3.5	Ponte a diodi e filtro uscita	32	
	3.6	Batteria	33	
1	Cor	atrollo e simulazioni	34	
т	4 1	Simulazioni	34 24	
	4.1	4.1.1 Valori duty cycle e modulanti	$\frac{34}{34}$	

INDICE

		4.1.2	Grafici Buck	35		
		4.1.3	Grafici Inverter	40		
		4.1.4	Grafici Batteria	47		
	4.2	Contro	llo Buck trifase	56		
		4.2.1	Grandezze nominali del sistema in analisi	62		
5	Pro	tezione	e Hardware	64		
	5.1	Funzio	namento protezione Hardware	64		
	5.2	Dimen	sionamento componenti di protezione Hardware	66		
		5.2.1	Componenti	66		
		5.2.2	Induttanza Saturabile	66		
		5.2.3	Confronto tra N=1 e N=2 \ldots	68		
6	Con	clusior	ni e sviluppi futuri	76		
Bi	Bibliografia 7					

Elenco delle figure

1.1	Rappresentazione fase di ricarica statica	2
1.2	Rappresentazione fase di ricarica dinamica	3
1.3	Modello di circuito di due induttori accoppiati	6
1.4	Circuiti di compensazione	9
2.1	Schematizzazione dell'applicazione del sistema WPT $\ . \ . \ .$	14
2.2	Schema di alimentazione della linea tram	15
2.3	Circuito equivalente monofase sistema WPT	16
2.4	Circuito sistema monofase WPT	17
2.5	Circuito sistema trifase WPT	18
2.6	Struttura delle bobine del sistema trifase	19
2.7	Variazione della mutua induttanza	20
3.1	Schema elettrico completo del sistema WPT	22
3.2	Schema elettrico dell'alimentazione del sistema WPT	23
3.3	Schema elettrico del Buck trifase	24
3.4	Modello circuitale equivalente del buck trifase $(PLECS)$	27
3.5	Schema elettrico dell'Inverter trifase	27
3.6	Modello circuitale equivalente dell'inverter trifase $(PLECS)$.	29
3.7	Schema elettrico del sistema risonante	30
3.8	Struttura Ponte a Diodi Trifase	32
3.9	Struttura batteria EV	33
4.1	Potenza ingresso Buck a V_{in} =650 V	36
4.2	Potenza ingresso Buck a V_{in} = 800 V	37
4.3	Potenza ingresso Buck a V_{in} =1000 V	37
4.4	Tensioni Mosfet - Corrente Induttori Buck Trifase a $Vin=650 V$	38
4.5	Tensioni Mosfet - Corrente Induttori Buck Trifase a $Vin{=}800~V$	39
4.6	Tensioni Mosfet - Corrente Induttori Buck Trifase a $Vin=1000$	
	<i>V</i>	39
4.7	Tensione uscita Buck, Tensione ingresso Inverter a $Vin{=}650~V$	40

ELENCO DELLE FIGURE

4.8	Tensione uscita Buck, Tensione ingresso Inverter a $Vin=800 V$	41
4.9	Tensione uscita Buck, Tensione ingresso Inverter a $Vin=1000 V$	41
4.10	Corrente Inverter a $Vin=650 V$	42
4.11	Corrente Inverter a $Vin=800 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	43
4.12	Corrente Inverter a $Vin=1000 V$	43
4.13	Potenza ingresso Inverter a $Vin=650 V \dots \dots \dots \dots$	44
4.14	Potenza ingresso Inverter a $Vin=800 V \dots \dots \dots \dots$	44
4.15	Potenza ingresso Inverter a $Vin=1000 V \dots \dots \dots \dots$	45
4.16	Tensione Mosfet - Corrente Capacità Inverter Trifase a $Vin=650$	
	<i>V</i>	46
4.17	Tensione Mosfet - Corrente Capacità Inverter Trifase a $Vin{=}800$	
	<i>V</i>	46
4.18	Tensione Mosfet - Corrente Capacità Inverter Trifase a $Vin{=}1000$	
	V	47
4.19	Tensione batteria a $Vin=650 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	48
4.20	Tensione batteria a $Vin=800 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	48
4.21	Tensione batteria a $Vin=1000 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	49
4.22	Corrente batteria a $Vin=650 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	50
4.23	Corrente batteria a $Vin=800 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	50
4.24	Corrente batteria a $Vin=1000 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	51
4.25	Potenza batteria a $Vin=650 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	52
4.26	Potenza batteria a $Vin=800 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	52
4.27	Potenza batteria a $Vin=1000 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	53
4.28	SOC batteria a $Vin=650 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	54
4.29	SOC batteria a $Vin=800 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	54
4.30	SOC batteria a $Vin=1000 V \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	55
4.31	Schema anello di controllo del Buck Trifase $(PLECS)$	56
4.32	Tensione mosfet e corrente gamba buck con regolatore PI	57
4.33	Tensione ingresso inverter con regolatore PI	58
4.34	Corrente ingresso inverter con regolatore PI	59
4.35	Potenza ingresso inverter con regolatore PI	59
4.36	Tensione mosfet e corrente gamba inverter con regolatore PI $\ .$	60
4.37	Tensione ingresso batteria con regolatore PI	61
4.38	Corrente ingresso batteria con regolatore PI	61
4.39	Potenza ingresso batteria con regolatore PI	62
4.40	SOC batteria con regolatore PI	62
5.1	Schema del sistema di protezione hardware e suo collegamento	<u> </u>
•	nel sistema WPT	64
5.2	Diagramma Isteresi B-H del nucleo di ferrite 3C92	67
5.3	Diagramma Isteresi	68

ELENCO DELLE FIGURE

Diagramma Flusso-Corrente con induttanza saturabile con N=1	69
Diagramma Flusso-Corrente con induttanza saturabile con N=2	69
Intervento circuito di protezione con induttanza saturabile con	
N=1	70
Intervento circuito di protezione con induttanza saturabile con	
N=2	70
Tensione ai capi dei filtri capacitivi con induttanza saturabile	
con N=1	71
Tensione ai capi dei filtri capacitivi con induttanza saturabile	
$\operatorname{con} N=2 \ldots \ldots$	72
Corrente nel Tiristore SCR con induttanza saturabile con N=1	73
Corrente nell'induttanza saturabile con induttanza saturabile	
con N=1	73
Corrente nel Tiristore SCR con induttanza saturabile con N=2	74
Corrente nell'induttanza saturabile con induttanza saturabile	
$\operatorname{con} N=2 \ldots \ldots$	74
	Diagramma Flusso-Corrente con induttanza saturabile con N=1 Diagramma Flusso-Corrente con induttanza saturabile con N=2 Intervento circuito di protezione con induttanza saturabile con N=1

Elenco delle tabelle

3.1	Tensione alimentazione e frequenza di lavoro del sistema	22
3.2	Parametri elettrici Buck trifase	25
3.3	Valori dei componenti reattivi del Buck trifase	25
3.4	Parametri elettrici dell'Inverter trifase	28
3.5	Parametri elettrici reattivi dell'Inverter trifase	28
3.6	Parametri elettrici del sistema risonante	31
3.7	Parametri elettrici del ponte a diodi trifase e del filtro di uscita	32
3.8	Parametri elettrici della batteria	33
4.1	Tensione di ingresso e di uscita del buck trifase in funzione del	
	duty cycle, a regime	35
4.2	Tensione di ingresso e di uscita del buck trifase in funzione	
	della modulante, a regime	35
4.3	Tensione, potenza e corrente di ingresso del buck trifase	36
4.4	Tempi di ricarica ottenuti a vari SOC iniziali e finali	55
4.5	Valori riassuntivi dei parametri elettrici del sistema	63
5.1	Simboli e modello componenti della protezione Hardware	66
5.2	Valori dei componenti della protezione Hardware	66

Capitolo 1

Tecnologia Wireless Power Transfer

I veicoli elettrici costituiscono una attuale alternativa per la mobilità motorizzata, questo, grazie al fatto che le loro emissioni, di CO_2 e altre sostanze inquinanti e impattanti sulla qualità dell'aria, durante il movimento sono nulle. Tuttavia, presentano degli svantaggi non del tutto indifferenti rispetto ai tradizionali veicoli con motori a combustione interna, come l'autonomia limitata, mancanza di infrastrutture di ricarica, tempi di ricarica elevati e elevato costo del pacco batteria [1].

Esistono due macro categorie di ricarica, la ricarica conduttiva attraverso le tradizioni colonnine (attualmente la più diffusa) e la ricarica induttiva, quest'ultima è anche nota come ricarica wireless. La tecnologia di trasmissione di potenza wireless si basa sul principio dell'induzione magnetica, ovvero il fenomeno con il quale un campo magnetico variabile nel tempo, generato da una corrente alternata che attraversa un avvolgimento e si concatena con un avvolgimento secondario, induce in essa una forza elettromotrice la quale genera una corrente alternata nel circuito secondario.

Negli ultimi anni sono stati proposti caricabatterie wireless come soluzione alternativa per la ricarica dei veicoli elettrici e plug-in, in cui la potenza viene trasferita da una sorgente, ovvero il trasmettitore, fissato nel terreno, all'utenza, cioè il ricevitore, montato sul fondo del veicolo, senza l'ausilio di alcun contatto elettrico tra le due parti a differenza della ricarica conduttiva [2]. Lo studio di un sistema WPT (Wireless Power Transfer) per la ricarica, sia statica (veicolo fermo) che dinamica (veicolo in movimento, CWD Charge While Driving) [3], potrebbe essere una soluzione per migliorare l'affidabilità, semplicità, facilità d'uso e sicurezza e permette di ridurre il peso della batteria a bordo, e quindi anche i costi ad esso associati, ed aumentarne l'autonomia rendendo il veicolo molto più sfruttabile da qualsiasi utente [4],[5]. Esistono quindi due tipi di ricarica wireless, una statica, in cui è necessario che il veicolo sia parcheggiato durante la fase di ricarica, come avviene con la tradizionale ricarica conduttiva, e una dinamica, in cui il veicolo si ricarica durante il viaggio. Inoltre, è possibile anche definire una ricarica di tipo stazionario (definito anche come quasi dinamico), ovvero una soluzione intermedia tra le due prima descritte, la quale permette la ricarica con auto ferma ma a motore acceso, quindi situazioni in in cui il veicolo è fermo per brevi soste, come nel caso di semaforo rosso, e fermate degli autobus [6].

1.1 Ricarica Statica

Come introdotto in precedenza, la ricarica statica indica la tipologia di ricarica in cui il veicolo elettrico è fermo ed è posizionato esattamente sopra alla bobina del trasmettitore.



Figure 1.1: Rappresentazione fase di ricarica statica [7]

La struttura di ricarica è composta da due parti, una prima parte rappresentato dal trasmettitore che include il convertitore DC/AC, la bobina e la rete di compensazione, e da una seconda parte rappresentata dal ricevitore situato a bordo del veicolo stesso costituito dalla bobina, rete di compensazione, raddrizzatore e dalla batteria. Alimentando la bobina trasmettente attraverso il convertitore DC/AC l'energia viene trasferita al ricevitore il quale, attraverso un ponte raddrizzatore, permette la ricarica della batteria del veicolo [8].

Come per le colonnine attuali, anche questo tipo di strutture possono essere installate sia in aree private che in aree pubbliche; quindi nei garage privati, in modo da permetterne la ricarica durante le ore notturne, che rappresenterebbe la situazione più tipica. L'installazione può avvenire nei parcheggi, dedicando alcune postazioni a queste strutture, specialmente in zone maggiormente frequentate, nei parcheggi privati delle aziende o dei centri commerciali, permettendo dunque alle persone di non avere troppe preoccupazioni riguardanti l'autonomia del proprio veicolo. Questo metodo di ricarica comunque non risolve il problema della limitata autonomia tipica dei veicolo elettrici.

I vantaggi delle ricarica induttiva, rispetto alla conduttiva, è che essa non necessità di intervento umano per la fase di ricarica per cui si rende più automatizzato questo processo e si riducono gli ingombri nell'area di sosta data l'assenza di cavi a vista.

1.2 Ricarica Dinamica

Uno degli aspetti negativi dei veicoli elettrici è rappresentato dall'autonomia della batteria limitata e per aumentarla la soluzione più intuitiva sarebbe aumentare il numero di celle a bordo, ma ciò comporterebbe un notevole aumento di peso che porta a diminuire le prestazioni dello stesso oltre che aumentarne i tempi di ricarica, ricordando che il materiale e la tecnologia usate per la costruzione delle batterie sono molto costose e rappresentano più di un terzo del prezzo totale del veicolo [8]. Per questo, lo sviluppo e la progettazione del tipo di ricarica dinamica permetterebbe di risolvere quantomeno in parte questo problema andando a garantire un'autonomia sufficiente e mantenere il veicolo entro certi pesi.

Con questa soluzione quindi, la batteria dei veicoli posso essere ricaricati durante la marcia dello stesso, questo permette da un lato di ridurre il numero di batterie a bordo e dall'altro permette un maggiore range di utilizzo [9]. La struttura della ricarica dinamica è simile a quella della ricarica statica.



Figure 1.2: Rappresentazione fase di ricarica dinamica [10]

Qui però abbiamo più bobine trasmettenti installate sul fondo stradale e la bobina ricevente sempre installata sul pianale del veicolo; quando il veicolo passa sopra alle bobine trasmettenti avviene il trasferimento di potenza desiderato per ricaricare o quantomeno mantenere il livello di carica lungo il percorso. Nel corso degli anni sono state sviluppate diverse tipologie di strutture WPT dinamiche, le quali possono essere suddivise in due categorie: tipologia a tracciato lungo e tipologia a tracciato corto.

Nella tipologia a tracciato lungo, la bobina trasmittente ha una lunghezza maggiore rispetto a quella ricevente del veicolo. Il principale vantaggio di questa tipologia è dettato dal fatto che il fattore di accoppiamento (vedi 1.3) rimane costante lungo il percorso e quindi non dipende dalla posizione del veicolo. Un ulteriore vantaggio è che è sufficiente alimentare il tracciato con un singolo convertitore H-Bridge, perciò il controllo risulta più semplificato. Ci sono però degli aspetti negativi, infatti, il fattore di accoppiamento, seppur rimane costante lungo il percorso, il suo valore è minore rispetto alla struttura a tracciato corto, questo comporta avere un elevato campo magnetico disperso e una bassa efficienza di trasmissione di potenza. Inoltre, essendo la lunghezza della bobina trasmettente maggiore di quella ricevente, quando il veicolo si trova sopra di essa, parte della bobina trasmettente risulta scoperta e quindi genera campo magnetico che può essere dannoso per le persone vicine e per l'ambiente. Alimentando la struttura con un'unico convertitore H-Bridge è necessario che esso abbia una elevata potenza nominale. A causa dell'elevata corrente lungo il percorso, risulta necessario adoperare diversi capacitori di compensazione e per contenere i picchi di tensione sugli stessi si evitano frequenze di lavoro troppo elevate rimanendo su un range di circa 20 - 40 KHz.

Invece per quanto riguarda la tipologia a tracciato corto, la bobina trasmettente ha una lunghezza minore o uguale a quella ricevente. Con questa struttura abbiamo più trasmettitori e possiamo alimentare ciascun trasmettitore con un convertitore H-Bridge dedicato di potenza bassa oppure possiamo alimentare un gruppo di bobine trasmettenti con un'unico convertitore ma di potenza più elevata e alimentando le bobine attraverso un dispositivo di commutazione. In questo modo ogni bobina trasmettente viene alimentata quando il veicolo si trova posizionato sopra di essa attraverso un sistema di identificazione; ciò permette di non avere problemi di campo magnetico disperso e di sicurezza a differenza del caso precedente. Inoltre il fattore di accoppiamento è maggiore rispetto alla struttura a tracciato lungo e quindi avremo una maggiore efficienza. L'identificazione del veicolo può essere effettuata in diversi modi, attraverso dei sensori, dispositivi di comunicazione o attraverso dei circuiti ausiliari, che devono essere sufficientemente veloci da permettere di individuare il veicolo, di alimentare la bobina del trasmettitore sopra il quale sta passando il veicolo e di ricaricarlo; questa rappresenta il punto più complicato della progettazione [8].

1.3 Fondamenti del sistema WPT

Il funzionamento del sistema WPT è simile a quello di un trasformatore standard e come tale è governato da due leggi fondamentali ovvero dalla legge di Ampere e dalla legge di Faraday [11] [12]. A differenza del trasformatore standard, l'accoppiamento avviene attraverso un ampio traferro dell'ordine di alcune decine di centimetri. Quindi, il flusso non è vincolato a un percorso ben definito e l'accoppiamento tra i due lati è tipicamente inferiore al 30%[13].

• *Legge di Ampere:* quando un conduttore viene percorso da corrente viene generato un campo magnetico. Il campo magnetico risultante è proporzionale alla corrente elettrica e alla permeabilità dell'aria, come espresso dalla seguente equazione:

$$\sum B_t \Delta_l = \mu_0 i_1 N_1 \tag{1.1}$$

Dove μ_0 è la permeabilità magnetica, i_1 è la corrente che fluisce nel conduttore lato trasmettitore, N_1 è il numero di spire della bobina trasmettente, l rappresenta la lunghezza del conduttore in metri e B_t indica la densità del flusso magnetico espressa in Tesla.

• *Legge di Faraday:* se un flusso variabile nel tempo si concatena con un conduttore induce nel conduttore stesso una tensione, la quale è proporzionale alla velocità di variazione del flusso magnetico e il numero di spire nel conduttore, come espresso dalla seguente equazione:

$$V_2 = -N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt}$$
 (1.2)

Dove N_2 è il numero di spire della bobina ricevente, ϕ_{12} rappresenta il flusso concatenato nel percorso magnetico espresso in Weber e il segno meno è dovuto al fatto che la tensione indotta (f.e.m) tende a far circolare nel circuito elettrico una corrente che si oppone alla variazione temporale del flusso concatenato che l'ha generata.

La porzione di campo magnetico generato del conduttore del trasmettitore che si concatena con il conduttore del ricevitore è determinato dalla geometria e dal materiale delle bobine e può essere descritto dal fattore di accoppiamento, espresso come:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \tag{1.3}$$

Dove M rappresenta la mutua induttanza tra le due bobine (trasmettitore e ricevitore), $L_1 \in L_2$ indicano rispettivamente l'autoinduttanza del trasmettitore e del ricevitore (vedi 1.3) [14]. Il valore del fattore di accoppiamento k assume valori compresi tra 0 e 1 ($k=0 \rightarrow$ accoppiamento nullo, $k=1 \rightarrow$ accoppiamento perfetto), perché a differenza di un tradizionale trasformatore convenzionale, non c'è nessun nucleo tra il trasmettitore e il ricevitore, tra le due parti c'è soltanto aria e tutti i flussi magnetici generati dalla bobina non passano all'altro conduttore. Il flusso generato dalla bobina lato trasmettitore che non si concatena con il ricevitore viene denominato flusso disperso. In assenza della bobina ricevitore, la mutua induttanza è nulla e l'autoinduttanza è rappresentata dall'induttanza di dispersione [8].

1.4 Modello di circuito elettrico del sistema

È possibile rappresentare l'accoppiamento magnetico tra le bobine del trasmettitore e del ricevitore di un sistema WPT attraverso il modello mostrato in fig. 1.3.



Figure 1.3: Modello di circuito di due induttori accoppiati con alimentazione sinusoidale di valore efficace V_1 con frequenza angolare ω e il carico equivalente R_L [13]

Dove R_1 , R_2 rappresentano rispettivamente le perdite nel rame del lato trasmettitore e del lato ricevitore e R_L rappresenta il carico.

Alla frequenza di lavoro tipica del sistema, la resistenza del rame diventa rilevante a causa dell'effetto pelle e di prossimità. Per ridurre quest'effetto si usa il filo "litz" per costruire le bobine, il quale garantisce una distribuzione

più uniforme della densità di corrente nella sezione trasversale (è un tipo di cavo usato in ambito elettrotecnico che viene usato per il trasporto di corrente alternata ed è progettato per ridurre le perdite causate dall'effetto pelle e dall'effetto di prossimità). Inoltre, usando una corretta sezione del filo, si possono trascurare le due resistenze R_1 e R_2 rispetto all'impedenza degli altri componenti. Con queste considerazioni, le equazioni del sistema nel dominio della frequenza risultano le seguenti [13] [15]:

$$\bar{V}_1 = j\omega L_1 \bar{I}_1 - j\omega M \bar{I}_2 \tag{1.4}$$

$$j\omega MI_1 = j\omega L_2 I_2 + R_L I_2 \tag{1.5}$$

Il termine $j\omega M \bar{I}_1$ rappresenta la tensione indotta nel ricevitore che viene misurata ai terminali del ricevitore in assenza di carico, questa tensione viene definita come tensione di circuito aperto V_{OC} . L'impedenza equivalente, vista ai terminali dell'alimentazione è descritta:

$$\hat{Z}_T = \frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_1} = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + R_L}$$
(1.6)

(Ottenuta ricavando \bar{I}_1 dall'equazione 1.5 e sostituita in 1.6). Il secondo termine a destra dell'uguale rappresenta l'effetto che l'accoppiamento del ricevitore ha sul trasmettitore, questo termine viene definito come impedenza riflessa:

$$\hat{Z}_R = \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + R_L} \tag{1.7}$$

Il denominatore della precedente equazione rappresenta l'impedenza del ricevitore:

$$\hat{Z}_2 = j\omega L_2 + R_L \tag{1.8}$$

Le impedenze \hat{Z}_T e \hat{Z}_2 descrivono la relazione tra tensione e corrente in entrambi i lati del sistema.

Si può quindi passare al calcolo della potenza apparente fornita dall'alimentazione:

$$S_1 = V_1 I_1 = Z_T I_1^2 \tag{1.9}$$

Mentre la potenza apparente trasferita al ricevitore è:

$$S_2 = V_{OC}I_2 = \frac{\omega^2 M^2}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L_2)^2}} = Z_R I_1^2$$
(1.10)

L'elevata induttanza di dispersione e magnetizzante delle bobine del trasmettitore e del ricevitore richiedono un'elevata potenza nominale S_1 in ingresso per poter trasferire la potenza attiva P_1 al carico. Quindi, si ha una limitazione sulla capacità di trasferimento di potenza. Inoltre le perdite del sistema aumentano a causa dell'elevata corrente reattiva [11]. Per questo che nei sistemi IPT (Inductive Power Transfer) le induttanze delle bobine vengono compensate attraverso la connessione di elementi capacitivi. I condensatori di compensazione possono essere collegati in serie o in parallelo agli induttori o usando tipologie ibride [16]. Quindi la struttura di compensazione sono studiate per migliorare sia l'efficienza che la capacità di trasferimento di potenza, inoltre permette di realizzare un circuito risonante oltre che minimizzare la potenza di alimentazione, regolare la corrente lato alimentazione e la tensione del lato ricevente con efficienza maggiore.

Ci sono 4 tipologie di compensazione [17]. Indipendentemente dalla tipologia, le capacità vengono scelte in modo tale da cancellare i termini induttivi $\hat{Z}_R \in \hat{Z}_T$ alla frequenza angolare comune ω_0 , ovvero la frequenza angolare di risonanza globale del sistema IPT ed è la frequenza fondamentale della tensione di alimentazione V_1 . Il vantaggio ulteriore di adottare un sistema risonante è che esso permette di migliorare l'efficienza e ridurre le interferenze elettromagnetiche, sfruttando così il "soft switching".

Indifferentemente dalla tipologia, il valore della capacità del lato ricevitore viene calcolata come segue:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \tag{1.11}$$

Quindi, grazie all'aggiunta del capacitore, alla frequenza di risonanza l'impedenza del ricevitore diventa uguale alla resistenza del carico, per via dell'annullamento del termine induttivo. Mentre l'impedenza riflessa diventa:

$$\hat{Z}_R = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L}$$
 Ricevitore con compensazione serie (1.12)

$$\hat{Z}_R = \frac{M^2 R_L}{L_2^2} - j \frac{\omega_0 M^2}{L_2}$$
 Ricevitore con compensazione parallelo (1.13)

Le 4 tipologie di compensazione sono riportate nella seguente figura:



Figure 1.4: Circuiti di compensazione [13]

Per quanto riguarda la capacità C_1 , questa viene calcolata per compensare l'autoinduttanza del trasmettitore più la componente immaginaria dell'impedenza riflessa. Quindi per le 4 tipologie di compensazione, i valori di C_1 risultano essere:

• Compensazione serie-serie

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \tag{1.14}$$

• Compensazione serie-parallelo

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 (L_1 - \frac{M^2}{L_2})} \tag{1.15}$$

• Compensazione parallelo-serie

$$C_1 = \frac{L_1}{\left(\frac{\omega_0^2 M^2}{R_L}\right)^2 + \omega_0^2 L_1^2}$$
(1.16)

• Compensazione parallelo-parallelo

$$C_1 = \frac{L_1 - \frac{M^2}{L_2}}{\left(\frac{M^2 R_L}{L_2^2}\right)^2 + \omega_0^2 (L_1 - \frac{M^2}{L_2})^2}$$
(1.17)

In queste condizioni il valore dell'impedenza del trasmettitore eguaglia la componente reale dell'impedenza riflessa, quindi l'impedenza totale in risonanza è reale, la sorgente ha solo componente reale di potenza P_1 :

$$S_1 = P_1 = Z_R I_1^2 \tag{1.18}$$

1.4.1 Compensazione serie-serie

Con questa tipologia di compensazione (vedi fig.1.4), per massimizzare la capacità di potenza trasferibile, l'impedenza L_2 dovrebbe essere uguale all'impedenza del capacitore ricevitore [18]. L'equazione per il calcolo della capacità C_2 è:

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}$$
(1.19)

L'impedenza vista dal lato trasmittente è composta dall'impedenza trasmettitore più l'impendenza ricevitore riportata al lato trasmettitore, per cui l'impedenza di ingresso del circuito è ottenuta come segue, considerando anche gli elementi resistivi:

$$Z_{in-SS} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L}$$
(1.20)

Ricordando l'equazione 1.14, l'equazione 1.20 diventa:

$$Z_{in-SS} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L}$$
(1.21)

L'impedenza di ingresso risulta quindi inversamente proporzionale alla resistenza di carico, per cui se la resistenza di carico aumenta, la potenza di ingresso e la relativa potenza di uscita aumentano [8].

1.4.2 Compensazione serie-parallelo

In questa tipologia di compensazione (vedi fig.1.4), il capacitore di compensazione lato ricevitore è usato per massimizzare la capacità di potenza trasferibile [19]. Se la resistenza della bobina ricevitore è trascurabile, la massimizzazione di trasferimento di potenza si ottiene se:

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \tag{1.22}$$

Con questa configurazione, l'impedenza vista dal lato del trasmettitore risulta essere:

$$Z_{in-SP} = \frac{V_1}{i_1} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega R_L C_2}}\right]$$
(1.23)

Sostituendo l'equazione 1.22 in 1.23 otteniamo una semplificazione:

$$Z_{in-SP} = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{M^2 R_L}{L_2^2} - \frac{jM^2\omega}{L_2}$$
(1.24)

Da questa equazione la reattanza riflessa sul lato del trasmettitore è capacitiva ed è composto dalla mutua induttanza. Per rendere l'impedenza vista dal trasmettitore puramente resistiva, il capacitore del trasmettitore deve essere compensato dalla reattanza della bobina del trasmettitore e la reattanza riflessa dal ricevitore al trasmettitore è quella riportata in 1.15.

Il capacitore lato trasmettitore dipende quindi dalla mutua induttanza, dall'autoinduttanza della bobina e dalla frequenza di risonanza del trasmettitore. Sostituendo il valore del capacitore C_1 nell'equazione dell'impedenza di ingresso otteniamo:

$$Z_{in-SP} = \frac{M^2 R_L}{L_2^2}$$
(1.25)

Con la configurazione di compensazione serie-parallelo, la resistenza di ingresso è direttamente proporzionale alla resistenza del carico, quindi se la resistenza del carico aumenta, la potenza del carico diminuisce per cui questa configurazione è fattibile per applicazioni che richiedono alta tensione e bassa corrente [8].

1.4.3 Compensazione parallelo-serie

Nella compensazione parallelo-serie (vedi fig.1.4), il capacitore del ricevitore è sempre ottenuto tramite la formula 1.19, considerando trascurabili le resistenze delle bobine, l'impedenza di ingresso del sistema è calcolato come segue:

$$Z_{in-PS} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_L}} + j\omega C_1}$$
(1.26)

L'impedenza del ricevitore riferita al trasmettitore ha solamente componente reale e non componenti reattivi, il capacitore del trasmettitore è calcolato seguendo l'equazione 1.16 e si nota che essa dipende dalla mutua induttanza e dalla resistenza di carico.

Andando a sostituire l'espressione di C_1 in 1.26 si ottiene:

$$Z_{in-PS} = \frac{L_1^2 R_L^2 + \omega^2 M^4}{R_L M^2} \tag{1.27}$$

Per cui nella compensazione parallelo-serie l'impedenza di ingresso dipende dalla resistenza di carico, dall'autoinduttanza del trasmettitore, dalla mutua induttanza e dalla frequenza di risonanza [8].

1.4.4 Compensazione parallelo-parallelo

Invece, per la compensazione parallelo-parallelo (vedi fig.1.4), la capacità C_2 è quella riportata in 1.22. Trascurando le resistenze delle bobine, l'impedenza di ingresso del sistema risulta:

$$Z_{in-PP} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_1 + \frac{M^2 R_L}{L_2^2} - \frac{jM^2 \omega}{L_2}} + j\omega C_1}$$
(1.28)

Il capacitore del trasmettitore deve essere progettato in modo tale da compensare la reattanza della bobina del trasmettitore e della reattanza riflessa dal ricevitore al trasmettitore, secondo l'equazione riportata in 1.17.

Andando a sostituire l'espressione di C_1 in 1.28 otteniamo:

$$Z_{in-PP} = \frac{L_1^2 L_2^4 \omega^2 - 2L_1 L_2^3 M^2 \omega^2 + L_2^2 M^4 \omega^2 + M^4 R_L^2}{L_2^2 M^2 R_L}$$
(1.29)

Per tutte le tipologie di compensazione l'impedenza di ingresso è puramente resistiva quando si lavora alla frequenza di risonanza.

Soltanto nella configurazione serie-serie il capacitore lato trasmettitore è indipendente sia dalla mutua induttanza che dal carico. La frequenza di risonanza dipende dall'autoinduttanza delle bobine, mentre per le altre tipologie essa dipendeva dalla mutua induttanza.

Nelle tipologie di compensazione con il capacitore del trasmettitore in parallelo, (PS e PP), la frequenza di risonanza del trasmettitore è anche funzione del carico. Uno dei vantaggi delle tipologie con il capacitore del trasmettitore in parallelo si ha quando la polarità della tensione cambia e la tensione del capacitore del trasmettitore aumenta raggiungendo immediatamente la tensione di alimentazione. Questo porta ad avere un'elevata corrente che fluisce nel capacitore del trasmettitore che causa una riduzione della vita dello stesso, per cui per risolvere questo problema sarebbe necessario un ulteriore induttore in serie al capacitore aumentandone però la dimensione e il costo totale del sistema [8].

Per questi motivi la compensazione serie-serie risulta essere la scelta migliore per applicazioni in cui la variazione della mutua induttanza è considerevole ed è la compensazione adottata in questo lavoro di tesi. Per le compensazioni SS e SP la scelta delle capacità dipende dalla frequenza di lavoro, mentre per le compensazioni PS e PP esse dipendono anche dal carico, per cui se si deve alimentare un carico variabile, per mantenere la massima efficienza occorre variare la frequenza operativa, ciò non avviene invece per il caso SS o SP in cui la frequenza rimane sempre fissa.

Capitolo 2

Analisi e modellizzazione della struttura WPT

2.1 Struttura di ricarica

Lo schema del sistema trifase WPT proposto, è rappresentato dalla seguente figura 2.1. Questa struttura vuole essere inserita in un Hub di ricarica in una sottostazione cittadina. L'hub di ricarica è direttamente connesso all'alimentazione DC della sottostazione della rete elettrica della linea del Tram ed ha come applicazione finale la ricarica delle batterie dei EV.



Figure 2.1: Schematizzazione dell'applicazione del sistema WPT [20]

Essendo l'alimentazione proveniente da una sottostazione della rete dei Tram, essa è soggetta a fluttuazioni di tensione, causati dal sistema di frenata rigenerativa dei tram. Questo comporta che, i power modules (1700V) usati per l'inverter WPT siano dimensionati in modo da supportare questi picchi di tensione [20].

2.2 Analisi problemi applicazione



Figure 2.2: Schema di alimentazione della linea tram [21]

Nel sistema tranviario urbano DC (2.2), si possono verificare delle sovratensioni, definite sovratensioni interne. Queste sovratensioni si possono verificare durante il normale funzionamento del sistema e possono essere causate dalle operazioni di switching [22] o dalla frenata rigenerativa dei Tram in condizione di basso carico[23].

Gli eventi di sovratensioni possono provocare danni ai dispositivi di protezione, i quali, per poter essere sostituiti in sicurezza dagli operatori, richiedono la disalimentazione della zona, questo porta ad avere inaccettabili interruzioni del servizio e perdite economiche per l'operatore di rete, impattando sull'affidabilità dell'intero sistema.

Per ridurre le sovratensioni, una soluzione potrebbe essere quella di eliminare le sovratensioni causate dalla frenata rigenerativa. Questo potrebbe essere fatto modificando il funzionamento dei veicoli, modificando il funzionamento della rete o installando dispositivi aggiuntivi.

L'intervento sul veicolo comporta modifiche sulla logica di bordo, e quella sui vecchi veicoli non è un compito facile. Modifiche nel sistema di frenata comporta costosi test e certificazioni.

La seconda soluzione introdotta riguarda una differente operatività della rete. Le zone elettriche sono alimentate da una singola sottostazione con un circuito aperto dal lato della sottostazione di riserva. La potenza generata dalla frenata di un veicolo può essere utilizzata da un altro veicolo, nella medesima zona (quindi alimentato dalla stessa sottostazione), che deve accelerare. Questa soluzione propone di alimentare in parallelo tutte le zone da due sottostazioni, creando così una grande maglia. Questo serve per garantire e aumentare la probabilità che, durante la frenata di un veicolo, ci sia un altro veicolo capace di consumare la potenza generata, poiché esso si trova in fase di accelerazione, evitando così sovratensioni. Questa soluzione però richiede un analisi accurata della corrente nel sistema magliato e modifiche sul sistema di protezioni dalle sovratensioni.

L'ultima soluzione proposta è l'installazione di dispositivi aggiuntivi, capaci di immagazzinare l'energia generata durante le fasi di frenata in condizioni di basso carico nella rete. Dispositivi in grado di eseguire questo compito, possono essere dei super-capacitori installati o a bordo veicolo o nelle sottostazioni. Questa soluzione prevede un attenta progettazione del sistema per ridurre in modo appropriato le sovratensioni [21].

La soluzione più interessante potrebbe essere proprio l'ultima descritta.

2.3 Comparazione sistema monofase e trifase

La comparazione tra sistema monofase e trifase della struttura WPT, [24] avviene assumendo la stessa potenza trasferita, la stessa tensione del bus DC, bobine di pari area delle tre bobine del sistema trifase e la sezione del filo è stata scelta in modo tale da ottenere lo stesso valore di densità di corrente [25].

Nel sistema monofase(2.3), le equazioni che lo descrivono sono le seguenti:

$$\hat{V}_{1} = -j\omega_{0}M_{1ph}\hat{I}_{2}
\hat{V}_{2} = j\omega_{0}M_{1ph}\hat{I}_{1}$$
(2.1)



Figure 2.3: Circuito equivalente monofase sistema WPT [24]

In questo caso il sistema viene alimentato da un ponte ad H (H-Bridge) dal lato trasmettitore mentre il ricevitore è connesso al ponte a diodi monofase. Il ponte a diodi fornisce una tensione ad onda quadra, la cui prima armonica è espressa dall'equazione:

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9 V_{DC} \tag{2.2}$$

Per poter garantire lo stesso trasferimento di potenza del sistema trifase è necessario che la corrente del lato trasmettitore nel monofase sia maggiore, come dimostrato dalla seguente equazione:

$$I_1 = \frac{3}{2}\sqrt{3}I_{PH} \approx 2.6I_{PH}$$
 (2.3)



Figure 2.4: Circuito sistema monofase WPT [24]

La struttura trifase, il cui circuito viene rappresentato in figura 2.5, viene alimentata attraverso un inverter trifase dal lato trasmettitore, mentre il ricevitore è connesso alla batteria attraverso un ponte a diodi trifase e un filtro LC anche'esso trifase. L'inverter trifase fornisce una tensione fase-fase six-step, la cui prima armonica è descritta da:

$$V_{PH} = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} \cdot V_{DC} \approx 0.78 V_{DC} \tag{2.4}$$



Figure 2.5: Circuito sistema trifase WPT [24]

La prima differenza tra i due sistemi è la distribuzione del campo magnetico. Nel sistema trifase la somma delle correnti istantanee nelle bobine di ciascun lato è sempre nulla, questo porta ad avere un campo magnetico uniforme e costante, generato da ciascuna bobina, e si riduce anche il campo magnetico disperso.

La seconda differenza riguarda gli elementi filtranti all'uscita del raddrizzatore a diodi posto nel lato del ricevitore, in cui il sistema trifase è vantaggioso rispetto al monofase. Infatti, nel sistema monofase il campo magnetico è pulsante mentre per il sistema trifase, la corrente che interessa il raddrizzatore a diodi in uscita ha un ampiezza del ripple ridotta ed ha una frequenza di fondamentale tre volte maggiore rispetto alla sua equivalente monofase. Gli elementi filtranti sono rappresentati da un filtro LC che viene progettato in modo tale da ottenere, in condizioni di lavoro nominale, un ripple inferiore al 5%. Per il sistema monofase equivalente, per ottenere lo stesso valore di ripple, occorre scegliere gli elementi filtranti tre volte più grandi, altrimenti, se si adottassero gli stessi valori del sistema trifase, il ripple sarebbe notevolmente maggiore.

Inoltre, nel sistema trifase, per stressare meno in termini di tensione di picco i componenti capacitivi di compensazione, si può adottare una configurazione del sistema di bobine a triangolo piuttosto che a stella, posizionando esternamente i capacitori. In tal modo l'equazione 1.11 diventa:

$$C_{ph,ext} = 3C_{ph} = \frac{3}{\omega_0^2 L_2}$$
(2.5)

2.4 Struttura delle bobine

Nel corso degli anni sono stati effettuati diversi studi per quanto riguarda la forma delle bobine. Ogni tipologia studiata è basata sulla sovrapposizione in modo tale da ottenere un disaccoppiamento magnetico tra ogni fase del rispettivo lato. In questo lavoro di Tesi sono state considerate 3 bobine, essendo il sistema trifase, ognuna delle quali occupa, nello spazio, un arco di circonferenza di 120° come riportato in figura 2.6 [26].



Figure 2.6: Struttura delle bobine del sistema trifase [24]

La struttura adottata permette di migliorare le caratteristiche del sistema WPT in termini di densità di potenza, del contenimento del campo magnetico disperso e la riduzione in termini di dimensione degli elementi filtranti [24].

Come detto in precedenza, in entrambi i lati, sia trasmettitore che ricevitore, le bobine di ogni fase sono sovrapposte di un certo angolo in modo da annullare l'accoppiamento magnetico tra bobine adiacenti dello stesso lato, quindi la mutua induttanza tra esse risulta nulla. Il disaccoppiamento magnetico è ottenuto con una sovrapposizione di 28.5° per il trasmettitore e 20° per il ricevitore [24], come riportato in figura 2.7.



Figure 2.7: Variazione della mutua induttanza tra bobine dello stesso lato rispetto l'angolo di sovrapposizione (a), variazione della mutua induttanza tra bobine dei due lati di fasi opposte, in esempio M_{Aa} e M_{Ab} rispetto al disallineamento angolare tra i due lati[24].

Indicando con lettere maiuscole le fasi del lato trasmettitore e con lettere minuscole le fasi del lato ricevitore, le equazioni che descrivono il circuito sono:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{A} \\ \hat{V}_{B} \\ \hat{V}_{C} \\ \hat{V}_{a} \\ \hat{V}_{b} \\ \hat{V}_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{A} \\ \hat{I}_{B} \\ \hat{I}_{C} \\ \hat{I}_{a} \\ \hat{I}_{b} \\ \hat{I}_{c} \end{bmatrix}$$
(2.6)

In cui le sottomatrici A_{11} , A_{12} , A_{21} e A_{22} sono rispettivamente:

$$A_{11} = \begin{bmatrix} j(\omega L_A - \frac{1}{\omega C_A}) & -j\omega M_{AB} & -j\omega M_{AC} \\ -j\omega M_{BA} & j(\omega L_B - \frac{1}{\omega C_B}) & -j\omega M_{BC} \\ -j\omega M_{CA} & -j\omega M_{CB} & j(\omega L_C - \frac{1}{\omega C_C}) \end{bmatrix}$$
(2.7)

$$A_{12} = -j\omega \begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ab} & M_{Ac} \\ M_{Ba} & M_{Bb} & M_{Bc} \\ M_{Ca} & M_{Cb} & M_{Cc} \end{bmatrix}$$
(2.8)

$$A_{12} = +j\omega \begin{bmatrix} M_{aA} & M_{aB} & M_{aC} \\ M_{bA} & M_{bB} & M_{bC} \\ M_{cA} & M_{cB} & M_{cC} \end{bmatrix}$$
(2.9)

$$A_{22} = \begin{bmatrix} j(\omega L_a - \frac{1}{\omega C_a}) & -j\omega M_{ab} & -j\omega M_{ac} \\ -j\omega M_{ba} & j(\omega L_b - \frac{1}{\omega C_b}) & -j\omega M_{bc} \\ -j\omega M_{ca} & -j\omega M_{cb} & j(\omega L_c - \frac{1}{\omega C_c}) \end{bmatrix}$$
(2.10)

Nelle matrici A_{11} e in A_{22} , quando si lavora alla frequenza di risonanza, ovvero nel caso in cui $\omega = \omega_0$, i termini situati lungo la loro diagonale principale si annullano, grazie all'equazione 1.11.

La sovrapposizione delle bobine dello stesso lato porta due benefici, il primo è che le mutue induttanze tra fasi non omologhe tra i due lati risultano nulle, il secondo beneficio è che dalle mutue induttanze tra fasi dello stesso lato sono anch'esse nulle. Le mutue induttanze rimaste non nulle hanno lo stesso valore, grazie alla stessa forma meccanica del trasmettitore e del ricevitore, rappresentato dal termine M_{3ph} , per cui la matrice rappresentante il nostro sistema risulta:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_A \\ \hat{V}_B \\ \hat{V}_C \\ \hat{V}_a \\ \hat{V}_b \\ \hat{V}_c \end{bmatrix} = j\omega_0 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -M_{3ph} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -M_{3ph} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -M_{3ph} \\ M_{3ph} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{3ph} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{3ph} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_A \\ \hat{I}_B \\ \hat{I}_C \\ \hat{I}_a \\ \hat{I}_b \\ \hat{I}_c \end{bmatrix}$$
(2.11)

Da cui si ottengono le seguenti equazioni:

$$\hat{V}_{A} = -j\omega_{0} \cdot M_{3ph} \cdot \hat{I}_{a}$$

$$\hat{V}_{B} = -j\omega_{0} \cdot M_{3ph} \cdot \hat{I}_{b}$$

$$\hat{V}_{C} = -j\omega_{0} \cdot M_{3ph} \cdot \hat{I}_{c}$$

$$\hat{V}_{a} = j\omega_{0} \cdot M_{3ph} \cdot \hat{I}_{A}$$

$$\hat{V}_{b} = j\omega_{0} \cdot M_{3ph} \cdot \hat{I}_{B}$$

$$\hat{V}_{c} = j\omega_{0} \cdot M_{3ph} \cdot \hat{I}_{C}$$
(2.12)

Dove la mutua induttanza ha la seguente formula:

$$M = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_{in} V_{outDC}}{\omega_0 P_2} \tag{2.13}$$

In cui il termine V_{in} indica la tensione fase-fase primaria, V_{outDC} è la tensione al lato batteria ed infine P_2 è la potenza trasferita dal sistema WPT.

Capitolo 3

Struttura del convertitore

In questo capitolo verranno elencati i vari componenti che, insieme, costituiscono la struttura WPT completa, riportata nella seguente figura 3.1. Si notano 6 blocchi principali. In ordine abbiamo: la parte di alimentazione, il Buck trifase, l'Inverter trifase, il sistema risonante (costituito dalle bobine trasmittenti e riceventi e dalle capacità di compensazione), mentre dal lato ricevitore troviamo il ponte raddrizzatore a diodi, filtro LC ed infine il sistema batteria.



Figure 3.1: Schema elettrico completo del sistema WPT.

Parametri preliminari del sistema WPT trifase			
Parametro	Simbolo	Valore	
Tensione ingresso DC	V _{DC}	650/800/1000 V	
Frequenza di lavoro	f_o	$80 \ kHz$	

Table 3.1: Tensione alimentazione e frequenza di lavoro del sistema.

3.1 Alimentazione



Figure 3.2: Schema elettrico dell'alimentazione del sistema WPT.

L'alimentazione del sistema WPT viene rappresentata, in linea generale, da un generatore AC o DC, in base alla rete in cui ci si aggancia.

Il sistema WPT studiato in questo lavoro di Tesi, prevede che l'alimentazione sia fornita da una sottostazione dalla rete elettrica DC della linea del tram [20] per la ricarica di veicoli elettrici.

Le tensioni tipiche della rete tranviaria, sono tensioni continue con valori di $650,\,800$ o 1000V.

Quindi, per la simulazione in Plecs è stato adottato un generatore di tensione DC (Voltage Source DC) con i valori appena indicati.

Essendo l'alimentazione in DC, è necessario l'introduzione di un convertitore DC/AC, ovvero un Inverter, in questo caso trifase, per far funzionare il sistema WPT. Inoltre per garantire, a qualsiasi tensione di alimentazione, la tensione desiderata ai capi dell'Inverter, viene introdotto un Buck trifase.

3.2 Buck Trifase



Figure 3.3: Schema elettrico del Buck trifase

Un convertitore Buck, è un convertitore DC/DC monofase, trifase o polifase, ottiene in uscita una tensione inferiore/uguale alla tensione di ingresso, per questo viene definito abbassatore di tensione. La regolazione della tensione in uscita viene realizzata mediante la variazione del duty-cycle (d) del transistor. Il duty cycle è definito come rapporto tra l'intervallo di tempo di conduzione (On) e il periodo: $d = \Delta t_{ON} / T$.

Le equazioni generali del Buck monofase sono le seguenti:

$$V_{out} = d \cdot V_{in}; 0 \le d \le 1 \tag{3.1}$$

Considerando un convertitore ideale, senza considerare le perdite:

$$V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out} \Rightarrow I_{in} = \frac{V_{out}}{V_{in}}I_{out} = d \cdot I_{out}$$
(3.2)

Nel caso studiato, è richiesta una tensione di ingresso all'Inverter trifase fissa a 580 V, ed essendo la tensione di alimentazione più elevata (650, 800 o 1000V), occorre inserire un Buck tra l'alimentazione e l'inverter stesso.

In simulazione, utilizzando il Software PLECS, il modello del convertitore Buck trifase tiene in considerazione i parametri reali e delle capacità parassite dei Mosfet. I valori di questa struttura sono riportati nella tabella seguente (3.2) e la sua struttura viene raffigurata in figura 3.4.

Valori parametri elettrici del buck trifase				
Parametro	Simbolo	Valore		
Resistenza di On Mosfet	Ron	$8 m\Omega$		
Capacità parassita Mosfet	$C_{p1b} \div C_{p6b}$	$2.42 \ nF$		
Resistenze Link DC Buck	R_{1b}, R_{2b}	$10 \ m\Omega$		
Capacità Link DC Buck	C_{1b}, C_{2b}	$16^{*}40 \ \mu F$		
Tensione iniziale Capacità Link	vin_{C1b}, vin_{C2b}	vdc/2 V		
DC Buck				
Induttanze uscita Buck	$L_2 \div L_4$	$300 \ \mu H$		

Table 3.2: Parametri elettrici Buck trifase

Valori dei componenti reattivi del buck trifase				
Parametro	Simbolo	Valore	Prodotto	
Capacità DC-Link	C_{1b}, C_{2b}	40 nF	LNK - P2X - 40 -	
			145	
Capacità parassite Mosfet	$C_{p1b} \div C_{p6b}$	$2.42 \ nF$	CAS300M17BM2	
Induttanza dispersa Mosfet	L_{stray}	15 nF	CAS300M17BM2	
Induttanze uscita	$L_2 \div L_4$	$300 \ \mu H$		

Table 3.3: Valori dei componenti reattivi del Buck trifase

Il Buck, essendo trifase, è caratterizzato da tre gambe, ognuna delle quali è costituita da due Mosfet (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) [27]. Quelli superiori sono definiti switch high-side, mentre quelli inferiori switch low-side, e comprendono i relativi diodi e capacità parassite. I Mosfet vengono comandati attraverso un circuito di pilotaggio che genera la funzione di commutazione (q(t)), apertura (0) o chiusura (1), e lo trasmette al Mosfet tramite il morsetto di comando, Gate.

La regolazione della tensione in uscita dal Buck avviene mediante la modulazione di larghezza d'impulso, chiamata PWM (PulseWidthModulation). Il modulatore PWM, genera la funzione di commutazione (q(t)), comparando un segnale di comando, modulante, con un segnale periodico (con periodo pari al periodo di commutazione), portante. Il segnale portante adottato in questo lavoro di Tesi, è la triangola bipolare (-1, 1). Quando il segnale modulante è maggiore del segnale portante, la funzione di commutazione è: q(t)=1(conduzione del Mosfet), diversamente q(t)=0 (Mosfet in interdizione).
Gli switch alti e bassi della stessa gamba vengono modulati in modo da non averli mai entrambi chiusi nello stesso istante, per evitare il cortocircuito dell'alimentazione, che, essendo in tensione, creerebbe un circuito incompatibile e la generazione di una sovracorrente.

Per le simulazioni in PLECS, è stato utilizzato un blocco chiamato C-Script per il modulatore PWM, in cui sono state create tre portanti triangolari bipolari, una per ogni gamba (fase) del Buck, sfasate l'una con l'altra di 120° elettrici. Mentre per quanto riguarda le modulanti, anch'esse sono tre e sono a rampa e sono uguali tra loro, senza sfasamenti, partono dal valore 1 e arrivano al valore richiesto per ottenere il Duty-Cycle necessario per mantenere la tensione di ingresso all'inverter costante e pari ai 580V.

Nello stato di riposo, gli switch low-side delle tre gambe del Buck sono chiusi, ovvero cortoricuito delle gambe inferiori, mentre quelli high-side sono tenuti aperti, in questo stato quindi abbiamo un circuito aperto.

(Avviata la simulazione, si attende un intervallo di tempo, di 1μ s nel caso in esame, in cui si inizia a modulare l'Inverter con tensione nulla in ingresso, per permettere di raggiungere lo stato di regime senza avere perdite di commutazione, anche se tramite blocco C-Script si imposta una modulante fissa per tutto il periodo di analisi).

Dopo il raggiungimento dello stato di regime dell'Inverter, si iniziano a modulare gli switch high-side delle tre gambe del Buck. Inizialmente lo stato di On dei Mosfet, quindi la conduzione dello stesso, è molto ridotto, che va ad aumentare fino al raggiungimento dello stato di regime, seguendo l'andamento della modulante relativa che va a scendere verso il valore finale e quindi comparandolo con la sua portante, va ad aumentare lo stato di conduzione, fino a quando si raggiunge il duty-cycle necessario ad ottenere in uscita dal Buck, ovvero all'ingresso dell'Inverter, la tensione desiderata, che, nel nostro caso sono i 580V.



Figure 3.4: Modello circuitale equivalente del buck trifase (*PLECS*)

3.3 Inverter Trifase



Figure 3.5: Schema elettrico dell'Inverter trifase

In cascata al Buck descritto precedentemente, nella struttura completa, troviamo l'Inverter trifase.

L'Inverter è un convertitore DC/AC, da sorgenti in continua a carichi in alternata. Come il Buck può essere monofase, trifase oppure polifase, e converte la tensione da continua ad alternata.

Esso ha la stessa struttura del Buck, visto in precedenza, e, i parametri dei suoi componenti sono riportati nella tabella 3.4. Il compito di questo inverter è quello di alimentare il sistema risonante e, quindi, permettere il trasferimento di potenza dal trasmettitore per poter ricaricare il pacco batteria.

E' necessaria la trasformazione in corrente alternata, perché, come per il trasformatore, il sistema di bobine non funziona in corrente continua in quanto le induttanze che le rappresentano risulterebbero dei cortocircuiti e non si creerebbe il campo magnetico necessario per il trasferimento di potenza.

Valori parametri elettrici dell'Inverter trifase			
Parametro	Simbolo	Valore	
Resistenza di On Mosfet	Ron	$8 m\Omega$	
Capacità parassita Mosfet	$C_{p1i} \div C_{p6i}$	$2.42 \ nF$	
Resistenze Link DC Inverter	R_{1i}, R_{2i}	$10 \ m\Omega$	
Capacità Link DC Inverter	C_{1i}, C_{2i}	$16^{*}40 \ \mu F$	
Tensione iniziale Capacità Link	vin_{C1i}, vin_{C2i}	0 V	
DC Inverter			

Table 3.4: Parametri elettrici dell'Inverter trifase

Valori dei componenti reattivi dell'inverter trifase			
Parametro	Simbolo	Valore	Prodotto
Capacità DC-Link	C_{1i}, C_{2i}	40 nF	LNK - P2X - 40 -
			145
Capacità parassite Mosfet	$C_{p1i} \div C_{p6i}$	2.42 nF	CAS300M17BM2
Induttanza dispersa Mosfet	L_{stray}	15 nH	CAS300M17BM2

Table 3.5: Parametri elettrici reattivi dell'Inverter trifase

Anche per l'inverter si adotta una modulazione PWM, ma in questo caso abbiamo una modulazione simmetrica. A differenza del Buck, lo stato di riposo in questo caso è rappresentato dall'apertura sia degli switch high-side che low-side, quindi un circuito aperto. Anche in questo caso, il modulatore è implementato nel blocchetto C-Script. Avviata la simulazione si inizia la modulazione, ricordando che il mosfet low-side ha un comando negato rispetto al mosfet high-side della stessa gamba. Anche in questo caso si evita di chiudere gli switch appartenenti alla stessa gamba nello stesso istante, per evitare il cortocircuito di gamba.

Le modulanti di ogni singola fase sono state impostate al valore 0, ed essendo le portanti, anche in questo caso, triangolari e bipolari, il duty cycle dell'Inverter è pari allo 0.5, quindi i mosfet high e low-side conducono entrambi per metà periodo, senza tenere conto dei tempi morti (dead time, impostati in simulazione a 200ns).



Figure 3.6: Modello circuitale equivalente dell'inverter trifase (*PLECS*)

3.4 Sistema Risonante



Figure 3.7: Schema elettrico del sistema risonante

Il cuore dell'intero sistema è rappresentato dalla bobina trasmettente e da quella ricevente, che, grazie alle leggi fondamentali, di Ampere e Faraday, permettono il trasferimento di potenza.

Il sistema analizzato in questa Tesi è trifase, per cui avremo tre bobine identiche dal lato trasmettitore e altrettanti dal lato ricevitore; queste sei bobine totali sono perfettamente identiche. Come descritto in precedenza, la compensazione adottata in questo lavoro di Tesi, è una compensazione serie-serie, per i vantaggi descritti (riferimento primo capitolo), quindi troviamo, in entrambi i lati e per ogni fase, delle capacità di compensazione posizionate in serie rispetto alle bobine e i cui valori vengono riportati in tabella (inserire riferimento di tabella) e vengono incluse anche le resistenze. Ogni bobina, su Plecs, viene rappresentata da un induttanza e dalla relativa resistenza equivalente.

Il sistema di auto e mutue induttanze tra lato primario e secondario viene rappresentato in forma matriciale come segue:

$$\begin{bmatrix} L_{A} & M_{AB} & M_{AC} & M_{Aa} & M_{Ab} & M_{Ac} \\ M_{Ba} & L_{B} & M_{BC} & M_{Ba} & M_{Bb} & M_{Bc} \\ M_{Ca} & M_{CB} & L_{C} & M_{Ca} & M_{Cb} & M_{Cc} \\ M_{aA} & M_{aB} & M_{aC} & L_{a} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{bA} & M_{bB} & M_{bC} & M_{ba} & L_{b} & M_{bc} \\ M_{bA} & M_{bB} & M_{bC} & M_{ca} & M_{cb} & L_{c} \end{bmatrix}$$
(3.3)

I valori dei parametri della matrice vengono riportati nella seguente tabella (3.6).

Valori parametri elettrici del sistema risonante		
Parametro	Simbolo	Valore
Autoinduttanza	L_A	23,46 μH
Autoinduttanza	L_B	23,48 μH
Autoinduttanza	L_C	23,43 μH
Autoinduttanza	L_a	23,53 μH
Autoinduttanza	L_b	23,50 μH
Autoinduttanza	L_c	23,78 μH
Mutua-induttanza t-t	M_{PH-PH}, M_{ph-ph}	$330 \ nH$
o r-r fasi diverse		
Mutua-induttanza t-r	M_{PH-ph}, M_{ph-PH}	$300 \ nH$
o r-t fasi diverse		
Mutua-induttanza t-r	M_{PH-ph}	$6 \ \mu H$
o r-t fasi omologhe		
Capacità compen-	$C_A \div C_C$	$170 \ nF$
sazione trasmettitore		
Capacità compen-	$C_a \div C_c$	$170 \ nF$
sazione ricevitore		
Resistenza capacità	R_{zc}	$1 m\Omega$
compensazione		
${\it Resistenza\ equivalente}$	R_{zl}	$20 \ m\Omega$
bobina ESR		
Airgap trasmettitore-	z_0	50 mm
ricevitore		

Table 3.6: Parametri elettrici del sistema risonante

3.5 Ponte a diodi e filtro uscita

Un raddrizzatore a ponte permette la conversione AC-DC non controllata. Si ottiene mediante un collegamento in serie di 2 raddrizzatori controfase. E' una struttura monofase o trifase, costituita da 2 diodi per fase, il cui compito è appunto quello di raddrizzare la tensione AC che riceve in ingresso trasformandola in una tensione DC. Quindi rende positive le semi-onde negative dell'ingresso, grazie alla struttura controfase.

Nel lato ricevitore troviamo il ponte a diodi trifase, quindi costituito da tre gambe uguali e 6 diodi uguali, raddrizza la tensione AC proveniente dalle bobine riceventi permettendo l'alimentazione della batteria del veicolo elettrico e di conseguenza la ricarica della stessa.



Figure 3.8: Struttura Ponte a Diodi Trifase

Valori parametri elettrici del ponte a diodi trifase e del filtro di uscita			
Parametro	Simbolo	Valore	
Tensione forward	V_f	1,43 V	
diodi			
Induttanza parassita	L_f	1 nH	
del bus DC uscita			
Resistenza del bus DC	R_f	$28 \ \mu\Omega$	
uscita			
Capacità filtro uscita	$C_1 \div C_3$	$3 \ \mu F$	
Resistenza equivalente	ESR_{f1} ÷	$2.8 \ m\Omega$	
filtro uscita	ESR_{f3}		
Induttanza equiva-	$ESL_{f1} \div ESL_{f3}$	45 nH	
lente filtro uscita			

Table 3.7: Parametri elettrici del ponte a diodi trifase e del filtro di uscita

3.6 Batteria



Figure 3.9: Struttura batteria EV

Il pacco batteria dei veicoli elettrici odierni, è costituito da un certo numero di celle agli ioni di litio, collegate tra di loro in serie e in parallelo. Il collegamento in serie tra le celle permette di aumentare la tensione totale del pacco stesso; mentre collegare in parallelo consente di aumentare la corrente totale. Per quanto riguarda i dati relativi alla batteria presa in esame, essi vengono riportati nella seguente tabella.

Parametri elettrici della batteria		
Parametro Simbolo Valore		
Tensione	V_{batt}	420 V
Corrente	I_{batt}	270 A
Potenza	P_{batt}	$110 \ kW$

Table 3.8: Parametri elettrici della batteria

Capitolo 4

Controllo e simulazioni

In questo capito verrà discusso il controllo di tensione adottato per il buck trifase e verranno analizzate le simulazioni effettuate, utilizzando il software PLECS e successivamente esportati i dati e importati su MATLAB per l'elaborazione dei grafici, alle varie tensioni di alimentazione, già discusse in precedenza.

L'obbiettivo della modellazione circuitale è di mettere in evidenza il raggiungimento delle commutazioni ZCS (Zero Current Switching) sia nel buck che nell'inverter, attraverso un'adeguata modulazione, in modo da avere perdite in commutazione nulle. Anche se realmente, nell'istante in cui uno switch inizia a sostenere la tensione, ovvero lo stato di off dello stesso, la corrente che fluisce al suo interno ha un valore non nullo, ma comunque trascurabile e quindi una perdita trascurabile.

4.1 Simulazioni

Come definito in precedenza, il sistema in esame viene alimentato dalla linea del Tram, quindi alimentato in tensione DC, con valori che possono essere 650, 800 o 1000 V, valori usati come tensioni di alimentazione nelle simulazioni.

4.1.1 Valori duty cycle e modulanti

In base al livello di tensione di alimentazione DC, il duty cycle necessario per ottenere in uscita dal primo stadio di conversione DC/DC i 580V desiderati, viene fornito attraverso la seguente formula, in cui V_{in} indica la tensione di alimentazione del buck trifase e V_{out} la tensione di uscita dello stesso, ovvero la tensione di ingresso dell'inverter trifase:

$$d = \frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{4.1}$$

Vin $[V]$	Vout $[V]$	d	d(con tempi morti)
650	580	0.892	0.876
800	580	0.725	0.709
1000	580	0.580	0.564

Table 4.1: Tensione di ingresso e di uscita del buck trifase in funzione del duty cycle, a regime (tempi morti=200ns).

Ricordando che l'equazione per ottenere il duty cycle nel caso di modulazione con un segnale portante triangolare bipolare (di ampiezza $\hat{V}_{tr} = 1$) è:

$$d = \frac{1}{2} + \frac{1}{2 \cdot \hat{V}_{tr}} \cdot m(t)$$
(4.2)

Per cui il valore del segnale modulante sarà dato da:

$$m(t) = (d - \frac{1}{2}) \cdot 2\hat{V}_{tr}$$
(4.3)

$Vin \ [V]$	Vout $[V]$	m(t)
650	580	0.7846
800	580	0.45
1000	580	0.16

Table 4.2: Tensione di ingresso e di uscita del buck trifase in funzione della modulante, a regime.

4.1.2 Grafici Buck

Di seguito vengono riportati gli andamenti delle grandezze elettriche di interesse relativi al buck trifase.

Potenza

I grafici seguenti riportano l'evoluzione della potenza in ingresso al buck trifase con i vari valori di tensione visti in precedenza. Si nota che, in tutti i casi, a regime, si raggiungo i 117 kW di potenza. Il sistema è a potenza costante, per cui la differenza tra i tre casi è il valore della corrente in ingresso, calcolati come Iin = Pin/Vin, e sono riassunti nella tabella seguente:

Vin [V]	$Pin \; [kW]$	Iin [A]
650	117	180
800	117	146.25
1000	117	117

Table 4.3: Tensione, potenza e corrente di ingresso del buck trifase.



Figure 4.1: Potenza ingresso Buck a $V_{in}{=}650~\mathrm{V}$



Figure 4.2: Potenza ingresso Buck a V_{in} =800 V



Figure 4.3: Potenza ingresso Buck a $V_{in}{=}1000~\mathrm{V}$

Il tempo di simulazione nel primo caso è di 25ms, mentre negli altri due casi è di 20ms, per permettere al sistema il raggiungimento dello stato di regime. Infatti l'andamento della potenza è caratterizzato da due fasi. La prima fase, transitoria, è caratterizzata da un andamento a rampa, dovuto al fatto che la modulante utilizzata è a rampa con una determinata pendenza, uguale nei vari casi, e che quindi in base alla tensione di alimentazione varia la durata di questa fase. Maggiore è la tensione di ingresso, minore sarà il tempo della rampa. A tensione $V_{in} = 650 V$, questa fase si conclude a circa t=18ms, con $V_{in} = 800 V$, a circa t=15ms e infine con $V_{in} = 1000 V$, a t=12ms.

La seconda fase, invece, è determinata dal raggiungimento del valore voluto di modulante, che rimane costante e quindi la potenza raggiunge il valore di regime. Si notano oscillazioni della potenza in entrambe le fasi ma una volta raggiunto il regime tendono a smorzarsi.

La tensione e la corrente in uscita dal buck trifase, verranno valutate nella sezione dedicata 4.1.3,poiché esse sono le grandezze di ingresso all'inverter trifase.

Tensione Mosfet - Corrente Induttore

Per quanto riguarda le tensioni dei mosfet high-side e le correnti che fluiscono negli stessi, e che quindi interessano anche gli induttori in uscita di ogni fase, sono rappresentati nelle figure 4.4,4.5,4.6.



Figure 4.4: Tensioni Mosfet - Corrente Induttori Buck Trifase a Vin=650 V



Figure 4.5: Tensioni Mosfet - Corrente Induttori Buck Trifase a $Vin{=}800~V$



Figure 4.6: Tensioni Mosfet - Corrente Induttori Buck Trifase a $Vin{=}1000~V$

Gli andamenti delle tensioni nei Mosfet sono delle onde quadre, con valore 0, quando sono in conduzione, e valore *Vin* quando sono in interdizione e sostengono la tensione di alimentazione. I tre casi rappresentati, avendo differenti valori di tensione, differiscono per il duty cycle. Infatti, si nota come all'aumentare della tensione di alimentazione il tempo di conduzione dei mosfet high-side necessario per ottenere la tensione richiesta in uscita, sia minore.

Le correnti negli induttori di uscita del buck hanno andamento triangolare, caratterizzato da un fronte di salita e un fronte di discesa. Il fronte di salita si verifica quando il mosfet high-side della fase relativa sta conducendo, quindi l'induttore si sta caricando. Mentre, quando il mosfet sostiene la tensione, quindi nel periodo in cui è aperto, si ha il fronte di discesa, ed è l'induttore stesso a fornire la corrente, e di conseguenza si scarica.

4.1.3 Grafici Inverter

Tensione Inverter

La modulazione del buck trifase già introdotta permette, nei tre casi analizzati di ottenere la tensione di 580V all'ingresso dell'inverter. Vengono quindi riportati gli andamenti relativi.



Figure 4.7: Tensione uscita Buck, Tensione ingresso Inverter a Vin=650 V



Figure 4.8: Tensione uscita Buck, Tensione ingresso Inverter a Vin=800 V



Figure 4.9: Tensione uscita Buck, Tensione ingresso Inverter a Vin=1000 V

Si nota che la tensione non raggiunge esattamente la tensione voluta di 580V, questo è dovuto al fatto che ci sono perdite nei mosfet dato che in simulazione sono stati considerati i parametri reali. La tensione raggiunge un valore di regime pari a 574V.

Corrente Inverter

La corrente in ingresso all'inverter, ha una pendenza iniziale molto elevata, poiché la grandezza forzante è la tensione imposta dal duty e dunque la risposta del sistema in corrente è dovuta all'evoluzione delle grandezze sugli induttori, infatti:

$$v = L \cdot \frac{\delta i}{\delta t} \tag{4.4}$$

Dove la l'induttanza in uscita dal convertitore buck, è data dal parallelo delle tre induttanze di fase, che hanno valore $300\mu H$, quindi il valore da considerare è L = $100\mu H$.

Si raggiunge rapidamente il valore di 200*A*, successivamente inizia ad oscillare e a smorzarsi, ma tende a divergere lentamente. Solo quando il duty cycle raggiunge il valore di regime, la corrente riprende con le oscillazioni che si smorzano ma non diverge.



Figure 4.10: Corrente Inverter a Vin=650 V



Figure 4.11: Corrente Inverter a Vin=800 V



Figure 4.12: Corrente Inverter a Vin=1000 V

Potenza ingresso Inverter

L'andamento della potenza in ingresso all'inverter è dato dalla moltiplicazione tra la tensione e corrente di ingresso; per cui avrà caratteristiche simili alla tensione. Nei tre casi la potenza in ingresso all'inverter a regime ha un valore di 114.4kW.



Figure 4.13: Potenza ingresso Inverter a $Vin{=}650~V$



Figure 4.14: Potenza ingresso Inverter a $Vin{=}800~V$



Figure 4.15: Potenza ingresso Inverter a Vin=1000 V

Tensione Mosfet - Corrente Capacità

Importante è verificare l'evoluzione della corrente rispetto alla tensione del mosfet della fase corrispondente. Questo per ottenere a regime commutazioni dell'inverter a corrente zero, ottenendo così lo ZCS (Zero Current Switching) e perdite in commutazione trascurabili. Questo, inoltre, permette di aumentare il rendimento dell'intero sistema. L'inverter lavora con un duty cycle pari al 0.5, quindi avremo stesso periodo di on e di off dei mosfet.



Figure 4.16: Tensione Mosfet - Corrente Capacità Inverter Trifase a $Vin{=}650$ V



Figure 4.17: Tensione Mosfet - Corrente Capacità Inverter Trifase a $Vin{=}800~V$



Figure 4.18: Tensione Mosfet - Corrente Capacità Inverter Trifase a $Vin{=}1000~V$

Inoltre, si ricorda che la corrente al primario del sistema WPT è messa in relazione con la tensione del pacco batteria attraverso l'equazione:

$$I_{inWPT} = 2 \cdot \frac{V_{outDC}}{\omega_0 M} \tag{4.5}$$

Quindi c'è una proporzionalità diretta tra i due parametri, se la tensione dal lato batteria aumenta, la corrente dal lato primario (lato trasmettitore) aumenta di conseguenza.

4.1.4 Grafici Batteria

Le simulazioni effettuate prevedono la fase di ricarica del pacco batteria. Per cui avremo un aumento della tensione ai capi dello stesso e quindi un aumento del valore di *SOC*.

Tensione Batteria

La massima tensione che la batteria può sostenere, senza subire conseguenze irreversibili, è di 430V.

La tensione che viene raggiunta a regime nei tre casi 416.5V; considerando anche che i picchi non superano mai i 420V.



Figure 4.19: Tensione batteria a $Vin{=}650~V$



Figure 4.20: Tensione batteria a $Vin{=}800~V$



Figure 4.21: Tensione batteria a Vin=1000 V

Corrente Batteria

Raggiunto il regime, la corrente di carica del pacco batteria oscilla tra i 260A e i 270A con un valore medio di circa 266A. Esiste una relazione tra la corrente in batteria e la tensione dal lato primario. Data l'equazione:

$$I_{batteria} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{V_{inWPT}}{\omega_0 M} \tag{4.6}$$

si nota la diretta proporzionalità, infatti se la corrente in batteria aumenta, la tensione al primario del sistema WPT aumenta di conseguenza.



Figure 4.22: Corrente batteria a $Vin{=}650~V$



Figure 4.23: Corrente batteria a $Vin{=}800~V$



Figure 4.24: Corrente batteria a Vin=1000 V

Potenza Batteria

Anche dal lato batteria, essendo un sistema in DC, il calcolo della potenza viene espresso dalla moltiplicazione tra tensione e corrente:

$$P_{betteria} = V_{batteria} \cdot I_{batteria} = 416.5 \cdot 266 = 110.8kW \tag{4.7}$$

Nota la potenza in ingresso del sistema e la potenza che si ottiene in batteria, è possibile calcolare l'efficienza totale, come:

$$\eta = 1 - \frac{P_{inBuck} - P_{batteria}}{P_{inBuck}} = 1 - \frac{117 \cdot 10^3 - 110.8 \cdot 10^3}{117 \cdot 10^3} = 0.947 \Rightarrow 94.7\%$$
(4.8)



Figure 4.25: Potenza batteria a $Vin{=}650~V$



Figure 4.26: Potenza batteria a $Vin{=}800~V$



Figure 4.27: Potenza batteria a Vin=1000 V

SOC Batteria

Per quanto riguarda lo state of charge (stato di carica), vediamo che ha un andamento crescente, ovvero si sta effettuando la ricarica del pacco batteria del veicolo elettrico. I grafici non riportano l'intero processo di ricarica, dallo stato iniziale a quello finale, per avere tempi di calcolo adeguati. Il tempo di simulazione rappresenta i primi 20ms (20ms nel caso di tensione Vin=650 V) di ricarica reale.



Figure 4.28: SOC batteria a $Vin{=}650~V$



Figure 4.29: SOC batteria a $Vin{=}800~V$



Figure 4.30: SOC batteria a Vin=1000 V

La situazione iniziale è SOC= 0.5, ovvero al 50% di carica. Andando a considerare la parte finale del grafico, che è lineare, possiamo calcolare il teorico tempo necessario per la ricarica completa. Il risultato ottenuto è che in un minuto di ricarica si riesce ad ottenere un incremento del 4.8% dello SOC.

Da questo dato è possibile calcolare il tempo richiesto per effettuare la ricarica a diversi valori di SOC iniziale e finale, usando la seguente equazione:

$$t_{ricarica} = \frac{SOC_{finale} - SOC_{iniziale}}{4.8} = \frac{\Delta_{SOC}}{4.8} \tag{4.9}$$

Esempi tipici di valori da cui ricaricare e il valore finale sono:

SOC finale	SOC iniziale	Δ_{SOC}	Tempo di ricarica
80	50	30	$\sim 6 min$
100	50	50	$\sim 10 min$
80	20	60	$\sim 12 min$
100	20	80	$\sim 17 min$

Table 4.4: Tempi di ricarica ottenuti a vari SOC iniziali e finali

Dati i tempi di ricarica ottenuti, questa struttura di ricarica permette di non alterare sensibilmente le abitudini degli utilizzatori, abituati a tempi di rifornimento che si attestano intorno ai 5 *min*, risulta inoltre adatta per viaggi medio/lunghi, argomento attualmente critico per i veicoli elettrici.

4.2 Controllo Buck trifase

Per il Buck trifase è stato aggiunto un anello di controllo in tensione, riportato in 4.31, in modo da poter regolare in automatico il duty cycle per ottenere in uscita la tensione voluta (580V nel caso in esame), questo in caso di variazione di tensione dal lato di alimentazione.



Figure 4.31: Schema anello di controllo del Buck Trifase (PLECS)

Il funzionamento dell'anello di tensione, consiste nel confrontare istante per istante la tensione in uscita dal buck, ossia la tensione in ingresso all'inverter (Vmeas), con la tensione di riferimento, cioè la tensione che si vuole ottenere (Vref). Quindi, si effettua la differenza tra la tensione di riferimento e quella misurata. Questo valore, detto errore di tensione viene passato ad un regolatore PI (Proporzionale Integrale), il quale dà in uscita il valore di corrente stimata (*Istimata*), che a sua volta viene confrontata con la corrente misurata in uscita da convertitore buck (*Imeas*), e anche in questo caso la differenza tra le due, detto errore di corrente, viene passato ad un regolatore PI. Quest'ultimo ha come uscita la tensione stimata (*Vstimata*) che viene normalizzata rispetto alla tensione di alimentazione (*Vdc*). A quest'ultimo valore, ricordando l'equazione 4.3 viene sottratto una costante pari a 1/2. Questa differenza viene poi moltiplicata per 2 ed infine saturata tra i valori +1 e -1, ottenendo così il valore di modulante corretto a mantenere la tensione richiesta.

E stata eseguita una simulazione comprendente il controllo del buck appena descritto, nel caso di alimentazione del sistema a 650V, con una potenza in ingresso pari a 117kW (come riportato in tabella 4.3). Di seguito verranno rappresentati i grafici ottenuti.

Tensione Mosfet - Corrente Induttore

In figura 4.32 sono riportati gli andamenti della tensione di un mosfet high-side di una fase (A), e la corrente che fluisce nell'induttanza, della stessa fase, in uscita dal convertitore buck. L'andamento della tensione è un onda quadra con valori 0V e 650V in base al comando di on o di off che riceve il mosfet. Mentre la corrente aumenta nel periodo di conduzione dello switch e diminuisce nel periodo di off, determinandone un andamento triangolare.



Figure 4.32: Tensione mosfet e corrente gamba buck con regolatore PI

Tensione Inverter

Rispetto al caso senza controllo del buck, si nota come l'evoluzione della tensione, di ingresso all'inverter trifase, sia priva di oscillazioni. Si ha una sovraelongazione che raggiunge un valore massimo di 640V a t=12ms. Dopo questo istante si raggiunge il valore di tensione di riferimento(580V).



Figure 4.33: Tensione ingresso inverter con regolatore PI

Corrente Inverter

Anche l'andamento della corrente risulta privo di oscillazioni. Nei primi istanti si verifica un picco che raggiunge i 331A, con durata di circa 1ms, per poi stabilizzarsi ad un valore di regime pari a 200A.

L'anello di controllo è stato tarato in modo tale da avere una risposta in tensione il più veloce possibile. Questo corrisponde ad una corrente in risposta sugli induttori con una sovra-elongazione molto alta, di conseguenza, visti anche i tempi di funzionamento totali del sistema, si può pensare di agire con un anello di tensione più lento per non stressare troppo i dispositivi di commutazione dell'inverter.



Figure 4.34: Corrente ingresso inverter con regolatore PI

Potenza Inverter

La potenza, dato il sistema DC, ha andamento simile quello della tensione; la sovraelongazione arriva a 131kW. Mentre a regime il valore di potenza ottenuto è pari a circa 116kW.



Figure 4.35: Potenza ingresso inverter con regolatore PI

Tensione Mosfet - Corrente Capacità

La modulazione del buck rimane la stessa della struttura senza controllo di tensione. Gli andamenti della tensione sui Mosfet e della corrente sulle induttanze di uscita mostrano che si ottiene la commutazione a corrente zero. La figura 4.36 mostra le grandezze della sola fase 1.



Figure 4.36: Tensione mosfet e corrente gamba inverter con regolatore PI

Batteria

Dato che gli andamenti delle grandezze elettriche dal lato trasmettitore, si presentano più pulite in termini di oscillazioni, le grandezze dal lato batteria saranno anch'esse migliori sotto questo punto di vista. Di seguito vengono riportati gli andamenti di tensione, corrente e potenza della batteria. A regime, i valori di queste grandezze, sono rispettivamente pari a: 417.5V, 270A, 112.5kW, ottenendo un'efficienza pari a:

$$\eta = 1 - \frac{P_{inBuck} - P_{batteria}}{P_{inBuck}} = 1 - \frac{117 \cdot 10^3 - 112.5 \cdot 10^3}{117 \cdot 10^3} = 0.961 \Rightarrow 96.5\%$$
(4.10)

Mentre dall'andamento dello SOC, si ottengono gli stessi risultati del caso senza controllo, quindi incrementi, teorici, pari a 4.8%/min.



Figure 4.37: Tensione ingresso batteria con regolatore PI



Figure 4.38: Corrente ingresso batteria con regolatore PI


Figure 4.39: Potenza ingresso batteria con regolatore PI



Figure 4.40: SOC batteria con regolatore PI

4.2.1 Grandezze nominali del sistema in analisi

Di seguito, per una più facile consultazione, si riportano in una tabella riassuntiva tutti i dati delle grandezze elettriche del sistema analizzato in funzionamento nominale.

4.2. CONTROLLO BUCK TRIFASE

Valori riassuntivi dei parametri elettrici del sistema			
Parametro	Simbolo	Valore	
Tensione Alimentazione	V _{DC}	650/800/1000 V	
Frequenza switching	f_c	80 kHz	
Induttanza Alimentazione-	L_1	1 nH	
Ingresso Buck			
Resistenza Alimentazione-	R_1	$50 \ \mu\Omega$	
Ingresso Buck			
Capacità Link DC Buck	C_{1b}, C_{2b}	$16^{*}40 \ \mu F$	
Resistenze Link DC Buck	R_{1b}, R_{2b}	$10 \text{ m}\Omega$	
Capacità parassite Mosfet Buck	$C_{p1b} \div C_{p6b}$	2.42 nF	
Induttanza uscita fase Buck	L_1	$300 \ \mu H$	
Induttanza collegamento Buck-	L_2	$1 \mu H$	
Inverter			
Resistenza collegamento Buck-	R_4	$50 \ \mu\Omega$	
Inverter			
Capacità Link DC Inverter	C_{1i}, C_{2i}	$16^{*}40 \ \mu F$	
Resistenze Link DC	R_{1i}, R_{2i}	$10 \text{ m}\Omega$	
Capacità parassite Mosfet In-	$C_{p1i} \div C_{p6i}$	2.42 nF	
verter			
Resistenza serie bobine trasmetti-	R_{zl}	$20 \text{ m}\Omega$	
tore			
Capacità compensazione	$C_A \div C_c$	170 nF	
Resistenza capacità compen-	R_{zc}	$1 \text{ m}\Omega$	
sazione			

Table 4.5: Valori riassuntivi dei parametri elettrici del sistema.

Capitolo 5 Protezione Hardware

Lo schema del sistema di protezione hardware è riportato in figura 5.1.



Figure 5.1: Schema del sistema di protezione hardware e suo collegamento nel sistema WPT [28].

5.1 Funzionamento protezione Hardware

Il circuito di protezione Hardware viene posizionato vicino al componente che deve essere protetto, che nel nostro caso è il parallelo delle tre capacità del lato ricevitore, quindi deve essere installato tra il convertitore AC/DC e il carico, che per il nostro sistema è rappresentato dal pacco batteria. Anche nel caso in cui sia necessario installare un convertitore DC/DC per adattare la tensione al carico, il sistema di protezione va comunque interposto a valle del raddrizzatore. In questo modo tutti i componenti a valle del convertitore DC/DC sono intrinsecamente protetti. Lo scopo del circuito di protezione è quello di cortocircuitare il ricevitore quando la tensione del capacitore C_f supera una certa soglia di sicurezza. Il valore di questa soglia di sicurezza è definita dalla massima tensione sostenibile dal pacco batteria. Il cortocircuito è una condizione compatibile rispetto al comportamento della sorgente di corrente del ricevitore. Il cortocircuito del ricevitore, porta ad un comportamento da circuito aperto dell'impedenza equivalente (l'impedenza equivalente Z_T tende ad infito), il quale forza la corrente del trasmettitore I_1 a zero (ricordando l'equazione 4.5). In questo modo il guasto e l'intervento delle protezioni possono essere facilmente identificati dal trasmettitore senza la necessità di comunicazione tra i due lati del sistema WPT.

Il circuito di protezione è costituito dalla serie di tre diodi Zener (DZ1,DZ2, DZ3) che vengono scelti in modo da avere una tensione totale di breakdown uguale alla massima tensione ammissibile dai capacitori, che, come descritto precedentemente viene scelta in base alla massima tensione tollerabile del pacco batterie del veicolo. Se la tensione sui capacitori supera la soglia di breakdown, i diodi Zener iniziano a condurre e fanno attivare il Tiristore SCR mandando il segnale di comando attraverso il Gate; si verifica quindi il cortocircuito. Il cortocircuito fa scaricare il filtro capacitivo e quindi porta ad abbassare la tensione sullo stesso. Vengono introdotti altri componenti nel circuito che servono a garantire un intervento sicuro e compatibile del circuito di protezione. Troviamo quindi un resistore R_z situato in serie ai tre diodi Zener, il cui compito è quello di limitare la corrente che fluisce nei tre diodi quando questi sono in zona attiva di breakdown. Viene aggiunto il resistore R_q , il quale invece ha lo scopo di limitare ad un valore adatto la corrente che viene iniettata nel Gate del Tiristore. Qui, inoltre, viene aggiunto il diodo D_q connesso tra il gate del tiristore e il catodo per evitare una possibile inversione di polarità della tensione del gate che può essere causato dalla risonanza degli elementi parassiti del circuito durante la transizione del tiristore. L'intervento del circuito di protezione è rappresentato da una brusca discontinuità della tensione del capacitore, il quale reagisce iniettando un impulso di corrente nel tiristore. Il picco dell'impulso di corrente deve essere limitato per proteggere il capacitore, mentre la pendenza di salita di questa corrente deve essere limitata per proteggere il tiristore. Per questo motivo viene introdotta l'induttanza L_t che impone una derivata temporale di corrente ad un valore compatibile con le specifiche del tiristore scelto. Infine viene inserito un diodo D_{block} che è necessario nel caso in cui la batteria è direttamente collegata al circuito. Il compito di questo diodo è di evitare l'inversione della corrente della batteria nelle bobine del ricevitore quando si verifica il cortocircuito [28]

5.2 Dimensionamento componenti di protezione Hardware

5.2.1 Componenti

I componenti utilizzati per la protezione hardware vengono riportati nella tabella seguente.

Componenti Protezione Hardware			
Componente	Simbolo	Modello	
Diodo Zener	Z_3	1N5368B	
Diodo Zener	Z_1, Z_2	1N5388B	
Tiristore SCR	T	MCO150-12io1	
Filtro Capacitivo	C_f	C4BSNBX4300ZAMJ	
Nucleo Induttanza Saturabile	L_t	3C92	

Table 5.1: Simboli e modello componenti della protezione Hardware.

Mentre i valori dei parametri del sistema di protezione sono i seguenti:

Valori Componenti Protezione Hardware			
Parametro	Simbolo	Valore	
Capacità di filtro	C_f	$3 \ \mu H$	
ESL filtro capacitivo	ESL_{f}	45 nH	
ESR filtro capacitivo	ESR_{f}	$2.8 \text{ m}\Omega$	
Induttanza Saturabile con N=1	L_t	$10.09 \div 15.52 \ \mu H$	
Induttanza Saturabile con N= 2	L_t	$23.89 \div 36.75 \ \mu H$	
Resistenza di gate	R_{g}	$100 \ \Omega$	
Resistenza diodi Zener serie	R_Z	$1000 \ \Omega$	
Tensione totale serie diodi Zener	V_Z	430 V	

Table 5.2: Valori dei componenti della protezione Hardware.

5.2.2 Induttanza Saturabile

Per quanto riguarda il dimensionamento dell'induttanza saturabile, sono stati scelti due nuclei di ferrite a forma E, modello 3C92, scelto da catalogo, la cui curva di isteresi viene riportata nella seguente figura.



Figure 5.2: Diagramma Isteresi B-H del nucleo di ferrite 3C92

Una volta scelto il tipo di nucleo e la sua sezione è stata calcolata la circonferenza dell'avvolgimento attorno al nucleo in modo tale da poter calcolare la lunghezza della bobina in base al numero di spire desiderate, tenendo conto della lunghezza dei terminali di bobina, ipotizzati in 2cm complessivi (1cm terminale di ingresso, 1 cm terminale di uscita). Sono stati considerati valori intermedi tra le due curve riportate in 5.2 i cui valori sono stati riportati 5.3 ed elaborati in Matlab per calcolare i valori di corrente e di flusso ipotizzando due diversi valori del numero di spire (N=1, N=2).

Le equazioni utilizzate per ottenere questi valori, sono le seguenti:

$$raggio = \frac{lato_{nucleo} \cdot \sqrt{2}}{2} \tag{5.1}$$

$$Circ = 2 \cdot \pi \cdot raggio \tag{5.2}$$

$$l = N \cdot Circ \tag{5.3}$$

$$\Phi = B \cdot S \cdot N \tag{5.4}$$

$$I = \frac{H \cdot l}{N} \tag{5.5}$$



Figure 5.3: Diagramma Isteresi

Una volta ottenuto il diagramma, è stato simulato il circuito di protezione con il software *PLECS*. I valori di corrente e del flusso sono stati riportati, come vettori, all'interno del blocco *SaturableInductor*, ovvero l'induttanza saturabile.

Il circuito simulato, non comprende lo stadio di conversione DC/DC (Buck) della struttura completa. E' stata fatta questa scelta per accorciare i tempi di simulazione e ciò non influisce negativamente sull'analisi della protezione hardware.

L'intervento della protezione è stato simulato andando a posizionare uno switch in serie al pacco batterie, che inizialmente è nello stato di on. Al tempo t = 1.2ms, viene dato il comando di apertura dello stesso (stato off) e il pacco batteria risulta staccato dal ricevitore. Creando così il cortocircuito del ricevitore.

5.2.3 Confronto tra N=1 e N=2

Di seguito vengono confrontate le simulazioni ottenute una con numero di spire dell'induttanza saturabile pari a N=1 e l'altra con N=2. Dalle equazioni introdotte precedentemente, è stato possibile ricreare il diagramma flusso-corrente nei due casi, che vengono riportati in figura 5.4 e 5.5.





Figure 5.4: Diagramma Flusso-Corrente con induttanza saturabile con N=1



Figure 5.5: Diagramma Flusso-Corrente con induttanza saturabile con N=2

Mentre la figura 5.6 e 5.7 mostrano gli andamenti della tensione del filtro capacitivo, la corrente del tiristore e la corrente in uscita dal ponte raddrizzatore.

5.2. DIMENSIONAMENTO COMPONENTI DI PROTEZIONE HARDWARE



Figure 5.6: Intervento circuito di protezione con induttanza saturabile con $\mathrm{N{=}1}$



Figure 5.7: Intervento circuito di protezione con induttanza saturabile con $\mathrm{N{=}}2$

Prima della disconnessione del pacco batteria (nell'intervallo $0 \le t \le 1.2ms$) si ha una condizione stazionaria, in cui la tensione ai capi del filtro capacitivo è al suo valore nominale di 430V. Nell'istante t = 1.2ms viene simulata la disconnessione del pacco batteria, la tensione sui capacitori inizia

5.2. DIMENSIONAMENTO COMPONENTI DI PROTEZIONE HARDWARE

ad aumentare, superando il valore di breakdown di 430V. Questo fa entrare in conduzione la serie degli Zener che forniscono il comando di on al tiristore, creando il cortocircuito del ricevitore. Di conseguenza, i capacitori iniziano la loro fase di scarica e la tensione sugli stessi si annulla. La tensione massima raggiunta è di 470V, nella prima configurazione, e di 512V, nella seconda. Questi valori di sovratensione, non sono critici, poiché il tempo di scarica, nei due casi, è rispettivamente di $10\mu s$ e di $20\mu s$.



Figure 5.8: Tensione ai capi dei filtri capacitivi con induttanza saturabile con ${\rm N}{=}1$



Figure 5.9: Tensione ai capi dei filtri capacitivi con induttanza saturabile con $\mathrm{N{=}2}$

Questa scarica porta ad un picco di corrente, che interessa l'induttanza saturabile e il tiristore SCR, essendo posti in serie.

Nei grafici sottostanti, sono stati riportati solo gli andamenti della corrente nel tiristore SCR per tutta la durata della simulazione, per valutare la differenza tra i casi proposti.

Nel primo caso il picco massimo di corrente è di circa 1.1kA, raggiunto dopo circa $10.25\mu s$ (con una pendenza massima $137A \ \mu s$). Il picco ottenuto è tollerabile, poiché il tiristore scelto ha una corrente massima di forward di 2kA. La corrente nell'SCR raggiunge successivamente il suo valore nominale di corrente (300A) dopo circa $500\mu s$. Essendo l'induttanza saturabile in serie al tiristore, essa sarà interessata dalla stessa corrente e quindi avrà stesso andamento (vedi 5.10 e 5.11).

5.2. DIMENSIONAMENTO COMPONENTI DI PROTEZIONE HARDWARE



Figure 5.10: Corrente nel Tiristore SCR con induttanza saturabile con N=1



Figure 5.11: Corrente nell'induttanza saturabile con induttanza saturabile con N=1 $\,$

Invece nel secondo caso il picco massimo di corrente è di circa 853A, raggiunto dopo circa $17.4\mu s$ (con una pendenza massima $60A \ \mu s$). Anche in questo caso il picco di corrente è sostenibile dal tiristore scelto. La corrente nell'SCR raggiunge successivamente il suo valore nominale di corrente (300A) dopo circa $800\mu s$. Gli andamenti della corrente sia nel tiristore che

nell'induttanza saturabile sono riportare nelle figure 5.12 e 5.13.



Figure 5.12: Corrente nel Tiristore SCR con induttanza saturabile con N=2



Figure 5.13: Corrente nell'induttanza saturabile con induttanza saturabile con N=2

Si comprende, dai due casi mostrati, che se si aumenta il numero di spire dell'induttanza saturabile, il picco di corrente sul tiristore si abbassa, di contro però l'estinzione dello stesso risulterò maggiore. Occorre, caso per caso, valutare la confugurazione migliore.

Il tiristore scelto ha, da Datasheet, un valore di corrente nominale (I_{TAV}) pari a 158*A*, inferiore al valore di corrente risultante dalla simulazione. Ma è in grado di sostenere una corrente di picco massima (I_{TSM}) pari a 2kAper un tempo pari a t=10ms. Però nel momento in cui si verifica il cortocircuito dal lato ricevitore, la tensione ricevitore risulta nulla, ricordando la relazione 4.5, quindi la corrente in ingresso al sistema WPT si annulla di conseguenza. Quando si verifica questa situazione, occorre concludere la modulazione dell'inverter aprendo i mosfet sia high-side che low-side.

Capitolo 6

Conclusioni e sviluppi futuri

La Tesi si è focalizzata sulla ricarica ultra-fast dei veicoli elettrici tramite un sistema basato sulla tecnologia di trasferimento di potenza wireless (WPT). Il sistema proposto viene alimentato da una sottostazione della rete elettrica del Tram, con una tensione DC e prevede un primo stadio di conversione DC/DC (buck, in questo caso) per ottenere, in uscita, la tensione richiesta all'ingresso dell'inverter, collegato in cascata. Sono state eseguite simulazioni a diverse tensioni di alimentazione del sistema, valutando le grandezze elettriche a regime. Successivamente è stato introdotto un controllo nel buck, inserendo un anello di tensione, che ha migliorato gli andamenti delle tensioni, correnti e conseguentemente delle potenze. Inoltre è stato mostrato che le commutazioni dell'inverter avvengono a corrente zero. È stata valutata l'efficienza teorica dell'intera struttura, risultata pari al 94.7 % raggiungendo il 96.1 %, nel caso con il controllo nel buck e mostrati i tempi di ricarica teorici (con +4.8%/min). Infine è stato dimensionato il sistema di protezione hardware, per proteggere la struttura WPT in caso di un'imprevista disconnessione del carico, ovvero della batteria del veicolo elettrico.

Sviluppi futuri potrebbero riguardare l'analisi del sistema in caso di disallineamento sia rotazionale che trasversale e longitudinale. Essendo il sistema trifase, è possibile controllare eventuali sbilanciamenti di correnti nelle fasi e quindi capire il posizionamento relativo tra le bobine trasmettenti e riceventi, e quindi di conseguenza andando ad auto-allinearsi, ipotizzando che le bobine trasmettenti siano posizionate su di una struttura movibile e quindi capace di allinearsi con le bobine riceventi in modo autonomo in base a come viene parcheggiato il veicolo da ricaricare. Ulteriori lavori futuri potrebbero riguardare la ricarica bi-direzionale, quindi si parla di vehicle to grid, i quali possono immettere energia in rete, permettendo quindi di soddisfare eventuali picchi di richiesta di energia e/o in caso di eventuali guasti di impianti di generazione di energia elettrica.

Bibliografia

- [1] Francesco Deflorio, Paolo Guglielmi, Ivano Pinna, Luca Castello, and Sergio Marfull. *Modeling and analysis of wireless "Charge While Driving" operations for fully electric vehicles.* Elsevier.
- [2] Grant A. Covic and John T. Boys. Inductive power transfer. 101(6):1276–1289.
- [3] Shumei Cui, Zhiyuan Wang, Shouliang Han, Chunbo Zhu, and C. C. Chan. Analysis and design of multiphase receiver with reduction of output fluctuation for EV dynamic wireless charging system. 34(5):4112– 4124.
- [4] Zicheng Bi, Tianze Kan, Chunting Chris Mi, Yiming Zhang, Zhengming Zhao, and Gregory A. Keoleian. A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility. 179:413 – 425.
- [5] Jason Pries, Veda Prakash Nagabhushana Galigekere, Omer C. Onar, and Gui-Jia Su. A 50-kW three-phase wireless power transfer system using bipolar windings and series resonant networks for rotating magnetic fields. 35(5):4500–4517.
- [6] Gianluca La Russa. Valutazione dell'impatto ambientale della ricarica wireless per autoveicoli = Environmental impact evaluation of wireless charging for vehicles. Politecnico di Torino.
- [7] Efacec signs commercial wireless electric vehicle charging license agreement with qualcomm.
- [8] Mojtaba Khalilian. Control of wireless power transfer system for dynamic charging of electric vehicles. Politecnico di Torino.
- [9] Grant Anthony Covic and John Talbot Boys. Modern trends in inductive power transfer for transportation applications. 1(1):28–41.

- [10] Nica Conenna. Ricarica wireless capacitiva per EVs.
- [11] Devendra Patil, Matthew K McDonough, John M Miller, Babak Fahimi, and Poras T Balsara. Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges. 4(1):3–37.
- [12] Anna Lusiewicz, Nejila Parspour, and Sascha Mader. Magnetic field calculation for three-phase wireless power transfer systems. In 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), pages 93–97.
- [13] Vincenzo Cirimele, Fabio Freschi, and Paolo Guglielmi. Scaling rules at constant frequency for resonant inductive power transfer systems for electric vehicles. 11(7):1754. Publisher: MDPI AG.
- [14] Seho Kim, Grant A. Covic, and John T. Boys. Comparison of tripolar and circular pads for IPT charging systems. 33(7):6093–6103.
- [15] Hirokazu Matsumoto, Yasuhiko Neba, Kouichi Ishizaka, and Ryozo Itoh. Model for a three-phase contactless power transfer system. 26(9):2676– 2687.
- [16] Yiming Zhang, Zhengchao Yan, Ziwei Liang, Siqi Li, and Chris Mi. An LCL-n compensated strongly-coupled wireless power transfer system for high-power applications. In 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pages 3088–3091. ISSN: 2470-6647.
- [17] JesÚs Sallan, Juan L. Villa, AndrÉs Llombart, and JosÉ Fco. Sanz. Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge. 56(6):2140–2149.
- [18] Giuseppe Buja, Manuele Bertoluzzo, and Kishore Naik Mude. Design and experimentation of WPT charger for electric city car. 62(12):7436– 7447.
- [19] Yiming Zhang, Zhengchao Yan, Tianze Kan, Xiaosheng Zeng, Shuangquan Chen, and Chunting Chris Mi. Modeling and analysis of a strongly coupled series-parallel-compensated wireless power transfer system. 7(2):1364–1370.
- [20] Jacopo Colussi, Alessandro La Ganga, Roberto Re, Paolo Guglielmi, and Eric Armando. 100 kW three-phase wireless charger for EV: Experimental validation adopting opposition method. 14(2113):2113. Publisher: MDPI AG.

- [21] E Pons, P Colella, and R Rizzoli. Overvoltages in DC urban light railway systems: Statistical analysis and possible causes. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- [22] D Paul. Light rail transit DC traction power system surge overvoltage protection. 38(1):21–28. Publisher: IEEE.
- [23] Mario A. Suárez, Jorge W. González, and Israel Celis. Transient overvoltages in a railway system during braking. In 2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T D-LA), pages 204–211.
- [24] V. Cirimele, J. Colussi, J. L. Villa, A. L. Ganga, and P. Guglielmi. Modelling of a 100 kW-85 kHz three-phase system for static wireless charging and comparison with a classical single-phase system. In 2020 *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pages 1–5. ISSN: 2158-1525.
- [25] Yuan Song, Udaya K. Madawala, Thrimawithana Duleepa J, and Aiguo Patrick Hu. Cross coupling effects of poly-phase bi-directional inductive power transfer systems used for EV charging. In 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), pages 1–7.
- [26] Ugaitz Iruretagoyena, Asier Garcia-Bediaga, Luis Mir, Haritza Camblong, and Irma Villar. Bifurcation limits and non-idealities effects in a three-phase dynamic IPT system. 35(1):208–219.
- [27] Houji Li, Chunfang Wang, Yunrui Liu, and Rui Yue. Research on singleswitch wireless power transfer system based on SiC MOSFET. 7:163796– 163805.
- [28] Alessandro La Ganga, Vincenzo Cirimele, Riccardo Ruffo, and Paolo Guglielmi. Fast hardware protection for a series-series compensated inductive power transfer system for electric vehicles. IEEE.

Ringraziamenti

Ringrazio i miei relatori, il Professore Paolo Guglielmi e il Dottor Jacopo Colussi, per il supporto e pazienza nella stesura di questa Tesi.

Un ringraziamento enorme va alla mia Famiglia, che in tutti questi anni di studi non mi ha fatto mancare nulla. A mia Madre che mi ha sempre ascoltato e dato consigli nei momenti più critici. A mio Padre che mi ha trasmesso la curiosità nel comprendere le cose. A mia sorella che mi ha sempre motivato, supportato e sopportato moltissimo.

Alle mie zie Graziella e Enza che hanno sempre creduto in me.

A Maria Franca e Gianluca che, per me, sono come due genitori, in grado di darti sempre i giusti consigli e con cui passare tempo insieme è sempre motivante.

A mio zio Franco, con cui spero di condividere presto qualche passo di montagna in moto. Alla sua compagna Marianne con cui, insieme a tutti i familiari svizzeri, ho trascorso sempre bei momenti e si sono dimostrate persone sincere e sempre disponibili.

A tutti i miei cugini, persone davvero speciali, sempre al mio fianco, con cui ho condiviso momenti indimenticabili, nonostante la distanza che ci separa.

Ringrazio in modo speciale la mia ragazza, Laura, che mi ha reso più estroverso e che ha sempre cercato di spronarmi per dare il meglio di me, con cui spero di poter ricominciare a fare bei viaggi il prima possibile.

Ringrazio gli amici di sempre, Fabio, Lorenza, Alessio, Jed, Federica, Saverio, con cui ho trascorso serate fantastiche, sulle quali so di poter contare.

Ringrazio i compagni di università e di studi, Omar, Gaetano, Chiara, Francesco, Marco M., Matteo, Paolo, Donatella, Luca, Antonio, Marco G., Giuseppe con cui le ore di lezione sono risultate più leggere e con cui ho stretto una vera amicizia.