



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

Corso di Laurea in Ingegneria Elettrica

ANALISI DI SISTEMI WPT INDUTTIVI DINAMICI AD ALTA POTENZA

Relatore

Prof. Manuele Bertoluzzo

Laureando

Alberto Fracasso

n° matr. 1155113

Anno Accademico 2019/2020

*Questo lavoro è dedicato alla mia famiglia,
che mi ha dato l'opportunità di proseguire gli studi e
che mi ha sempre sostenuto in ogni mia scelta nonostante tutto.
Voglio inoltre ringraziare sentitamente il Professor Manuele Bertoluzzo
per la disponibilità e la competenza professionale con cui mi ha seguito in questa tesi.*

Indice delle figure e delle tabelle

Figura 1.1: Classificazione sistemi WPT	3
Figura 1.2: Schema elementare di un WPTS	4
Figura 1.3: Trasferimento induttivo di potenza tramite due bobine accoppiate poste in aria	5
Figura 1.4: Schema generale di un WPTS induttivo	7
Figura 1.5: Circuito elettrico equivalente di un WPTS induttivo	8
Figura 1.6: Schema generale di un WPTS induttivo risonante	11
Figura 1.7: Classificazione delle reti di compensazione	12
Figura 1.8: Topologie primarie di compensazione: (a) Serie-Serie (SS); (b) Serie-Parallelo (SP); (c) Parallelo-Serie (PS); (d) Parallelo-Parallelo (PP).	13
Figura 1.9: Topologie secondarie di compensazione: (a) S-CLC; (b) S-LCL; (c) CCL-S; (d) LCL-S; (e) LCC-LCC; (f) LCL-LCL; (g) LCC-P; (h) LCL-P; (i) LCC-S; (j) S-LCL; (k) LCC a doppia faccia.	14
Figura 1.10: Circuito elettrico equivalente di un WPTS induttivo risonante con topologia di compensazione serie-serie	15
Figura 1.11: Struttura elementare di un pad	17
Figura 1.12: Diverse forme di bobina: (a) Circolare (b) Quadrata (c) Rettangolare (d) DD (e) BP (f) DDQ (g) QDQ	18
Figura 1.13: Struttura del nucleo (a) Densa (b) Sparsa	20
Figura 2.1: Configurazione elementare di un sistema DWPT per un RPEV	22
Figura 2.2: Due tipi di DWTS. (a) Lungo tracciato trasmittente (b) Trasmittenti individuali corte	23
Figura 2.3: Architettura di alimentazione centralizzata	24
Figura 2.4: Architettura di alimentazione segmentata	25
Figura 2.5: Architettura di alimentazione segmentata ad alta frequenza	26
Figura 2.6: Architettura di alimentazione combinata	27
Figura 2.7: Profili di potenza di segmenti sovrapposti attivati in sequenza	28
Figura 2.8: Profilo della potenza assorbita dal veicolo (a) quando i segmenti sono separati (b) quando i segmenti sono parzialmente sovrapposti.	29
Figura 2.9: Profilo di potenza all'ingresso della TU	30
Figura 2.10: Diverse topologie di tracciato trasmittente (a) tipo E (b) tipo U (c) tipo I (d) tipo S (e) tipo S ultra sottile (f) tipo X a segmenti incrociati	31
Figura 2.11: 1G OLEV	32
Figura 2.12: Sezione del tracciato di alimentazione di tipo U e della bobina ricevente di tipo I.	33
Figura 2.13: Viste del tracciato di alimentazione di tipo W e della bobina ricevente (a) vista in sezione trasversale e (b) vista dall'alto della struttura a spina di pesce.	33
Figura 2.14: Tracciato di alimentazione di tipo I e doppia bobina ricevente piatta (a) Vista frontale (b) Vista laterale	34
Figura 2.15: Struttura del tracciato di alimentazione di tipo S ultra sottile e bobina ricevente piatta (a) Vista dall'alto (b) Vista laterale (c) Vista frontale.	35
Figura 2.16: Schema generale dell'architettura trasmittente a segmenti incrociati	36
Figura 2.17: Interoperabilità tra sistemi di ricarica stazionaria e dinamica tipo U	38
Figura 4.1: Topologia IPT parallelo con uscita comune e compensazione LCL-T	45

Figura 4.2: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo senza il circuito di compensazione serie-parallelo.	46
Figura 4.3: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo con il circuito di compensazione serie-parallelo.	47
Figura 4.4: Topologia IPT parallelo doppia con ingresso comune e compensazione SS.....	48
Figura 4.5: Struttura magnetica della topologia proposta.....	48
Figura 4.6: Soluzione proposta per eliminare gli effetti delle mutue induttanze.	51
Figura 4.7: Diagramma di controllo della topologia proposta	53
Figura 4.8: Sistema IPT trifase con 12 avvolgimenti	54
Figura 4.9: Posizionamento e connessione degli avvolgimenti.....	55
Figura 4.10: Meccanismo di riduzione del radiodisturbo utilizzando solenoidi.....	56
Figura 4.11: Disposizione e collegamento delle bobine	58
Figura 4.12: Schema di un inverter multifase (a) Topologia (b) Circuito equivalente.	59
Figura 5.1: Topologia IPT parallelo con uscita comune e compensazione LCL-T	65
Figura 5.2: Potenziali applicazioni del sistema IPT proposto.	66
Figura 5.3: (a) Inverter monofase (b) Forme d'onda delle tensioni dei rami e della tensione di uscita.....	68
Figura 5.4: Forme d'onda delle tensioni di uscita degli inverter in parallelo.....	70
Figura 5.5: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo senza il circuito di compensazione serie-parallelo.	71
Figura 5.6: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo con il circuito di compensazione serie.	72
Figura 5.7: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo con il circuito di compensazione serie-parallelo.	72
Figura 5.8: Esempio di forme d'onda dei MOSFET <i>Q11</i> e <i>Q14</i>	73
Figura 5.9: Circuito di decomposizione della corrente <i>iP_k</i> della <i>k</i> -esima unità inverter.	78
Figura 5.10: Diagramma fasoriale (a) Controllo della corrente <i>X</i> e <i>Y</i> . (b) Risultato previsto ottenuto dal controllo delle correnti delle diverse unità inverter.....	79
Figura 5.11: Diagramma fasoriale della decomposizione di una corrente di ramo quando <i>n = 3</i>	80
Figura 5.12: Schema a blocchi del controllo.....	83
Figura 6.1: Sistema IPT con due inverter in parallelo utilizzato per la simulazione	85
Figura 6.2: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 1 con controllo di tensione	89
Figura 6.3: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 1 con controllo di tensione e controllo fasoriale	90
Figura 6.4: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 2 con controllo di tensione e controllo fasoriale	91
Figura 6.5: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 3 con controllo di tensione e controllo fasoriale	92
Figura 6.6: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 4 con controllo di tensione e controllo fasoriale	93
Tabella 2.1: Confronto tra diverse strutture di tracciati di alimentazione	37
Tabella 3.1: Standard internazionali SAE (J2954) per ricarica wireless PHEV/EV.....	41
Tabella 3.2: Lista degli standard internazionali per I WECS.	42
Tabella 4.1: Confronto tra diverse topologie di sistemi IPT ad alta potenza.	63
Tabella 6.1: Specifiche di progetto e parametri circuitali del modello IPT simulato.....	87
Tabella 6.2: Specifiche di progetto e parametri circuitali del circuito di decomposizione della corrente.	87

Indice

INTRODUZIONE.....	1
1 CAPITOLO I – WPTS STATICO	3
1.1 Introduzione.....	3
1.2 Accoppiamento induttivo.....	5
1.2.1 Schema generale	7
1.2.2 Teoria del circuito equivalente	8
1.3 Accoppiamento induttivo risonante	11
1.3.1 Schema generale	11
1.3.2 Reti di compensazione.....	12
1.3.3 Teoria del circuito equivalente	15
1.4 Struttura del trasformatore wireless.....	17
1.4.1 Bobine.....	17
1.4.2 Nuclei.....	20
2 CAPITOLO II – WPTS DINAMICO	21
2.1 Introduzione.....	21
2.2 Architettura del sistema DWPT	23
2.2.1 Architettura di alimentazione centralizzata	24
2.2.2 Architettura di alimentazione segmentata.....	25
2.2.3 Architettura di alimentazione segmentata ad alta frequenza.....	26
2.2.4 Architettura di alimentazione combinata.....	27
2.2.5 Analisi generale sul profilo della potenza.....	28
2.3 Topologia della struttura trasmittente e ricevente	31
2.3.1 OLEV di prima generazione (1G).....	32
2.3.2 OLEV di seconda generazione (2G).....	32
2.3.3 OLEV di terza generazione (3G).....	33
2.3.4 OLEV di quarta generazione (4G)	34
2.3.5 OLEV di quinta generazione (5G).....	35
2.3.6 OLEV con tracciato di alimentazione a segmenti incrociati (X)	36
2.3.7 Confronto tra le diverse topologie	37
2.3.8 OLEV di sesta generazione (6G).....	37
3 NORMATIVE E STANDARD DI SALUTE E SICUREZZA.....	39
3.1 Introduzione.....	39

3.2	Standard di salute e sicurezza internazionali	41
4	SISTEMI IPT DI RICARICA RAPIDA AD ALTA POTENZA.....	43
4.1	Introduzione.....	43
4.2	Topologia parallelo con uscita comune	45
4.3	Topologia parallelo doppia con ingresso comune	48
4.4	Topologia trifase a 12 bobine	54
4.5	Topologia a fasi accoppiate in parallelo con accoppiamento in cascata ciclico	59
4.6	Confronto tra le diverse topologie	62
5	ANALISI DEL SISTEMA IPT PARALLELO CON CONTROLLO FASORIALE	65
5.1	Introduzione.....	65
5.2	Pilotaggio degli inverter	68
5.3	Correnti di circolazione	71
5.4	Analisi della corrente di circolazione fondamentale.....	74
5.5	Analisi del sistema di decomposizione della corrente e del diagramma di controllo	76
5.5.1	Decomposizione della corrente.....	76
5.5.2	Diagramma di controllo.....	81
6	SIMULAZIONE DEL SISTEMA DINAMICO IPT PARALLELO CON CONTROLLO FASORIALE	85
6.1	Introduzione.....	85
6.2	Analisi del sistema	88
6.2.1	Scenario 1	88
6.2.2	Scenario 2	91
6.2.3	Scenario 3	92
6.2.4	Scenario 4	93
6.3	Discussione dei risultati della simulazione	94
	CONCLUSIONE.....	95
	BIBLIOGRAFIA.....	97

Introduzione

Ad oggi, la pressante necessità della diffusione della propulsione elettrica, a causa dei notevoli danni causati all'ambiente e alla salute legati dalle emissioni inquinanti dei veicoli a combustione interna, nonché la futura scarsità dei combustibili fossili, ha portato allo sviluppo di una serie di tecnologie connesse all'energia pulita utili non solo nell'ambito dei veicoli elettrici ma anche nella vita di tutti i giorni. Uno dei settori più interessati di questo progresso tecnologico riguarda le innovazioni nella realizzazione delle batterie e delle infrastrutture atte alla ricarica delle stesse.

L'estesa ricerca ha portato ad un innumerevole insieme di soluzioni le quali non sempre tengono conto della compatibilità, nell'arco dello sviluppo delle stesse. Inoltre le diverse normative presenti nei paesi del mondo non sempre riescono a tenere il passo e prevedere le necessità future riguardanti le infrastrutture atte alla diffusione della propulsione elettrica.

Gli accumulatori elettrochimici sono caratterizzati da una densità di energia e tempi di ricarica non comparabili con il semplice e veloce rifornimento di combustibile fossile di un veicolo tradizionale, senza contare i problemi di smaltimento, che ne aumentano i costi già ad oggi elevati.

La continua diffusione della propulsione elettrica nei veicoli deve viaggiare in parallelo allo sviluppo di una rete di infrastrutture in grado di ricaricare tali mezzi economicamente ed in tempi brevi.

La prima soluzione che sta prendendo piede è costituita dalla diffusione di colonnine di ricarica, le quali in una visione ottimale dovrebbero garantire una standardizzazione del processo di ricarica per tutti i veicoli a propulsione elettrica con tempi competitivi rispetto alle tradizionali stazioni di rifornimento dei veicoli tradizionali. Tuttavia questi sono solo i principali ostacoli che si pongono nel mezzo del processo decisionale della scelta elettrica, in quanto è da considerare anche l'investimento e la reale convenienza economica di tale scelta.

Una allettante soluzione è rappresentata dai sistemi di trasferimento di potenza wireless, anche denominati *Wireless Power Transfer Systems* (WPTSs), i quali permettono di superare gran parte degli ostacoli rappresentati le colonnine di ricarica e di raggiungere finalmente una superiorità della propulsione elettrica rispetto a quella tradizionale nel processo decisionale economico degli individui.

La tecnologia WPTS prima di tutto è una forma di trasmissione di energia sicura, economica, non sensibile alle condizioni atmosferiche, e duratura. Ciò perché offre la possibilità di liberarsi delle fastidiose connessioni cablate. Realizza inoltre uno standard di ricarica per tutti i veicoli che adottano tale sistema, evitando la complessa omologazione dei diversi sistemi presenti ad oggi.

Per sfruttare a pieno questa tecnologia e superare i limiti della ricarica statica i WPTSs possono essere utilizzati per la ricarica dinamica del veicolo. Il sistema trasferisce energia durante il moto del veicolo per

alimentare il motore di trazione e ricaricare al tempo stesso la batteria. In tal modo si realizza un'unica infrastruttura di ricarica continua per permettere ai veicoli, in un prossimo futuro, di avere a disposizione un'illimitata autonomia ed una conseguente riduzione della taglia degli accumulatori elettrochimici a bordo, con i noti vantaggi derivanti.

Attualmente tale tecnologia deve ancora maturare pienamente in termini di efficienza nel trasferimento di potenza e potenza nominale.

L'obiettivo di questa tesi di laurea è quello di fornire un'analisi di confronto delle attuali tecnologie di trasmissione di potenza wireless dinamica ad alta potenza, scegliendo la più promettente.

Si introdurranno inizialmente le diverse modalità di trasferimento wireless statico di potenza induttiva, scegliendo la più adatta per le esigenze di ricarica dei veicoli elettrici, e la struttura con cui viene realizzata.

Si estende il concetto di trasferimento di potenza wireless all'ambito dinamico, presentando le diverse architetture e topologie realizzate fino ad oggi. La scelta del sistema da analizzare verrà effettuata secondo un confronto di diversi sistemi proposti. Infine il sistema scelto verrà modellato e simulato in modo da dimostrarne la validità.

1 Capitolo I – WPTS Statico

1.1 Introduzione

Un'importante alternativa alle colonnine di ricarica, caratterizzate da grande impatto visivo e dalla necessità di collegamento manuale con il veicolo, è costituita dalla ricarica senza fili, o *wireless*.

Il sistema di trasferimento di potenza wireless, anche denominato *Wireless Power Transfer System* (WPTS), è un sistema di trasmissione di potenza elettrica da una sorgente di potenza ad un carico elettrico senza l'uso alcuno di conduttori fisici [1].

Tale sistema usa diverse tecniche di trasferimento di potenza, le quali si possono distinguere in base al campo utilizzato per trasmettere l'energia in:

- accoppiamento elettrico;
- accoppiamento magnetico;
- accoppiamento elettromagnetico.

Considerando valori ragionevoli per il campo magnetico ed il campo elettrico, il campo magnetico nel vuoto permette di creare una densità di energia W_m circa 10^4 volte più grande di quella trasferibile con il campo elettrico W_e :

$$W_m = \frac{1}{2} \mu_0 H^2, \quad W_e = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E^2 \Rightarrow \frac{W_m}{W_e} \cong 10^4 \quad (1.1)$$

dove ε_0 e μ_0 sono rispettivamente la permittività elettrica e la permeabilità magnetica del vuoto e H ed E sono rispettivamente l'intensità del campo magnetico ed elettrico.

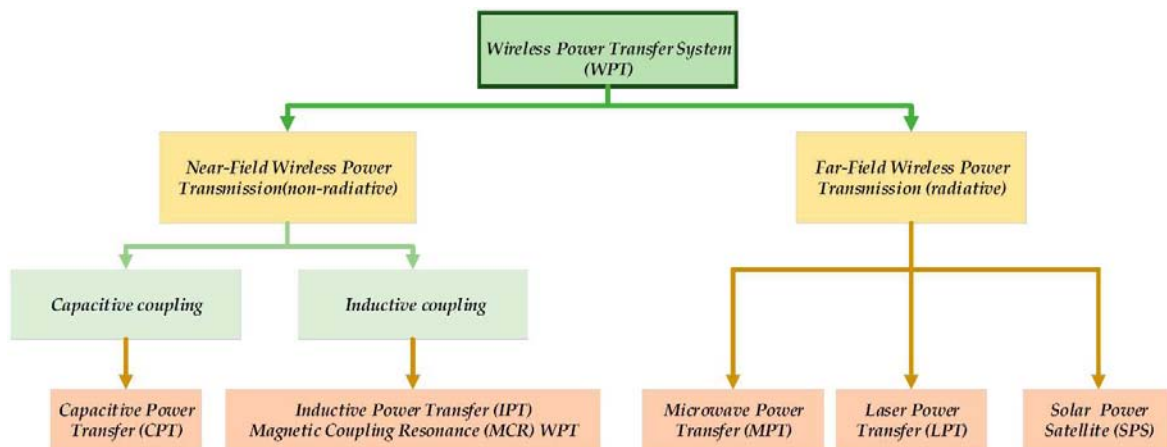


Figura 1.1: Classificazione sistemi WPT

Un'ulteriore e più ampia distinzione tra le tecnologie riguarda il range di trasmissione ed è rappresentata in Figura 1.1. Ci sono principalmente due categorie di sistemi WPT, radiativi e non radiativi, denominati rispettivamente radiative e non-radiative. I sistemi radiativi permettono il trasferimento wireless di energia mediante un collegamento in campo lontano, denominato far-field, mentre i sistemi non radiativi permettono un collegamento in campo vicino, denominato near-field, con la sorgente. Nel primo caso è sfruttata la propagazione delle onde elettromagnetiche, quali microonde o laser, mediante l'utilizzo di antenne, mentre nel secondo caso il principio adottato è quello dell'accoppiamento capacitivo (elettrico) o induttivo (magnetico) rispettivamente mediante campo elettrico tra due piastre e induzione magnetica tra due risonatori. In entrambi i tipi di collegamento l'energia elettromagnetica raccolta, in un caso da un'antenna e nell'altro da una piastra e un risonatore, viene convertita in corrente continua mediante un circuito di raddrizzamento opportunamente progettato. Per tale motivo, nel caso di collegamento in campo lontano, l'intero sistema prende il nome di rectenna, che sta a significare rectifying antenna, ossia antenna che raddrizza.

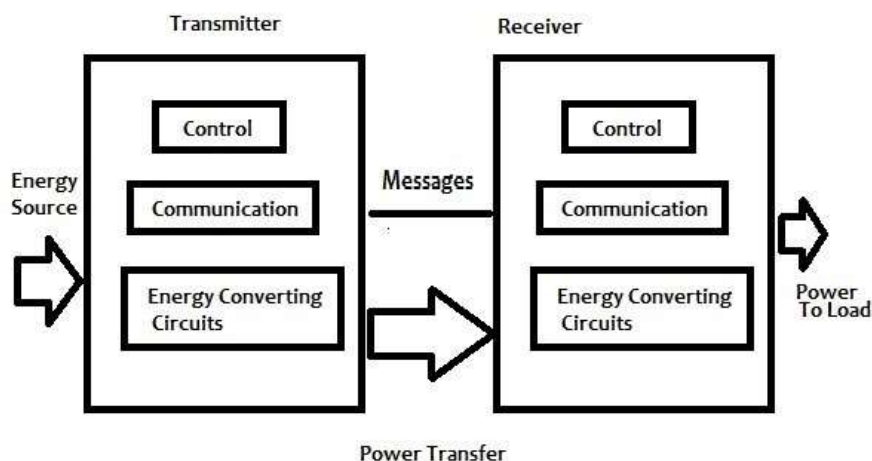


Figura 1.2: Schema elementare di un WPTS

Lo schema elementare di un WPTS è rappresentato nella Figura 1.2, dove sono presenti due sezioni: trasmittente e ricevente, ognuna di essa costituita da un sistema di controllo, comunicazione e un circuito di conversione dell'energia, il quale dipenderà dalla tecnologia utilizzata. In tal modo il sistema WPT consente al trasmettitore e al ricevitore di comunicare, garantendo che il ricevitore possa notificare al dispositivo di ricarica quando la batteria è completamente carica. La comunicazione consente inoltre ad un trasmettitore di rilevare ed identificare un ricevitore, di regolare la quantità di energia trasmessa al carico e di monitorare alcune condizioni, quali ad esempio la temperatura della batteria.

1.2 Accoppiamento induttivo

Il sistema di trasferimento induttivo, anche denominato *Inductive Power Transfer System* (IPTS), è fondamentalmente regolato dalle leggi di Ampere e Faraday, e il suo funzionamento può essere brevemente spiegato come nel seguito [2]:

- 1) se una corrente alternata scorre attraverso una bobina trasmittente, un flusso magnetico variabile nel tempo è generato secondo la legge di Ampere;
- 2) in conformità con la legge di Faraday, una tensione è indotta attraverso una bobina ricevente accoppiata induttivamente con quella trasmittente;
- 3) attraverso l'accoppiamento induttivo si ottiene il trasferimento di potenza wireless.

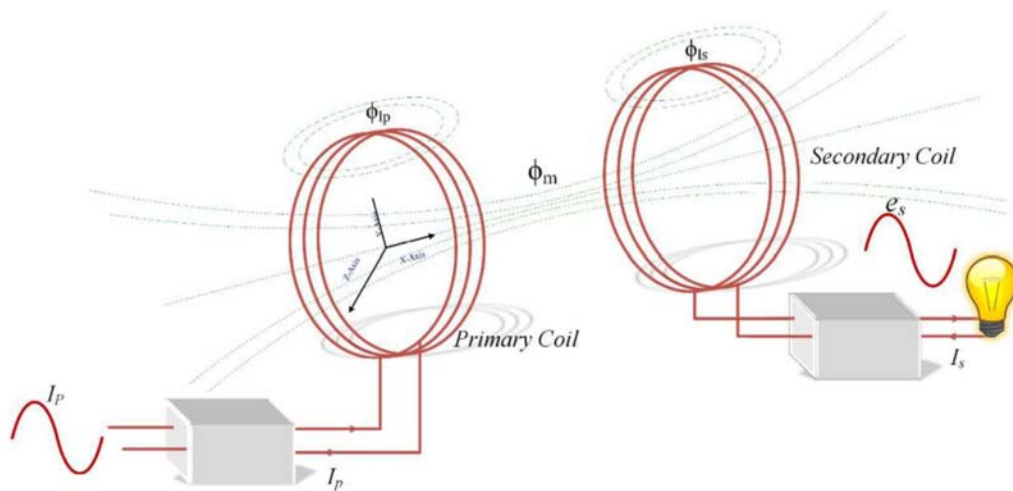


Figura 1.3: Trasferimento induttivo di potenza tramite due bobine accoppiate poste in aria

Nel dettaglio la Figura 1.3 mostra due bobine collegate da un accoppiamento induttivo. Qui, il pedice P e S si riferiscono rispettivamente alla bobina primaria e secondaria. I termini ϕ_m , ϕ_{lp} e ϕ_{ls} sono rispettivamente il flusso concatenato con la bobina secondaria, il flusso di dispersione primario e il flusso di dispersione secondario. Siano M , L_p , L_s rispettivamente la mutua induttanza, l'autoinduttanza primaria e l'autoinduttanza secondaria. Allora quando una corrente variabile nel tempo viene applicata alla bobina primaria, un flusso variabile nel tempo con stessa frequenza viene prodotto nella regione circostante al primario. La circuitazione del campo magnetico attorno ad un percorso chiuso è direttamente proporzionale all'intensità della corrente circolante nella bobina ed è data dalla legge di Ampere:

$$\oint_l H \cdot dl = \int_s J \cdot ds \quad (1.2)$$

Considerando che le correnti fluiscono nei conduttori di una bobina con N spire, allora la (1.2.1) può essere semplificata come:

$$\oint_l H \cdot dl = N_p I_p \quad (1.3)$$

dove H è l'intensità del campo magnetico, N_p è il numero di spire della bobina primaria, I_p è la corrente che scorre nella bobina primaria e l è la lunghezza della circonferenza che costituisce il percorso chiuso per l'integrazione.

Una parte del campo magnetico, in particolare di flusso variabile nel tempo, si concatena con la bobina secondaria, nella quale viene indotta una f.e.m. e_s secondo la legge di Faraday-Neumann-Lenz:

$$e_s = -N_s \frac{d\phi_s}{dt} \quad (1.4)$$

Il segno negativo nella (1.4) è descritto dalla legge di Lenz, che afferma che il flusso di corrente nella bobina secondaria (quando è collegato un carico) sarà tale da creare un campo magnetico che si oppone alla variazione del flusso concatenato.

Tale forza elettromotrice, o f.e.m., è in grado di condurre una corrente al carico se il circuito è chiuso. Dalla (1.3) si può capire che maggiore è l'intensità della corrente nel primario, e maggiore sarà l'intensità del campo magnetico. Dalla (1.4) si può capire che maggiore è il tasso di variazione del flusso concatenato dal primario con il secondario, maggiore è la grandezza della f.e.m. indotta nella bobina secondaria. Questa velocità di mutamento del flusso reciproco, che è proporzionale alla frequenza di alimentazione, indica che è necessaria una corrente ad alta frequenza nel primario per stabilire un'elevata f.e.m. nel secondario. Tuttavia sono presenti flussi dispersi e non tutto il flusso si concatena con il secondario. Viene definito

$$k = \frac{\phi_m}{\phi_m + \phi_{lp}} \quad (1.5)$$

dove $\phi_p = \phi_m + \phi_{lp}$ è il flusso totale prodotto dalla bobina primaria. La f.e.m. in termini del coefficiente di accoppiamento si può esprimere come:

$$e_s = -k N_s \frac{d\phi_p}{dt} \quad (1.6)$$

Se tutto il flusso primario di concatena con la bobina secondaria, allora k è pari a 1 mentre se neanche un parte del flusso si concatena allora k è pari a 0, ovvero $0 < k < 1$. Sulla base dei valori di k il sistema magneticamente accoppiato può essere classificato in tre categorie:

- se $k = 1$ si parla di accoppiamento perfetto;
- se $k > 0.5$ si parla di accoppiamento stretto;
- se $k < 0.5$ si parla di basso accoppiamento.

Nei sistemi strettamente accoppiati, come il trasformatore e il motore ad induzione, il primario è posto in prossimità del secondario e il flusso desiderato è ricavato posizionando degli avvolgimenti su di un nucleo ad alta permeabilità magnetica. Pertanto, hanno una mutua induttanza maggiore dell'induttanza di dispersione. Grazie a questi accorgimenti, k solitamente vale approssimativamente $95 \div 98 \%$ per i trasformatori e 92% per i motori ad induzione [3]. Nel caso si utilizzi un sistema magneticamente accoppiato per l'alimentazione di veicoli elettrici è necessario un ampio traferro d'aria, sia per tenere conto della non perfetta forma della superficie stradale e sia per la distanza tra il veicolo, su cui si trova la bobina secondaria, e la bobina primaria al di sotto della superficie stradale stessa. A causa di questo ampio traferro, il flusso disperso è molto alto e il coefficiente di accoppiamento scende a valori molto ridotti. Tali applicazioni sono classificate infatti in sistemi con basso accoppiamento magnetico, che porta ad uno scarso trasferimento di potenza.

1.2.1 Schema generale

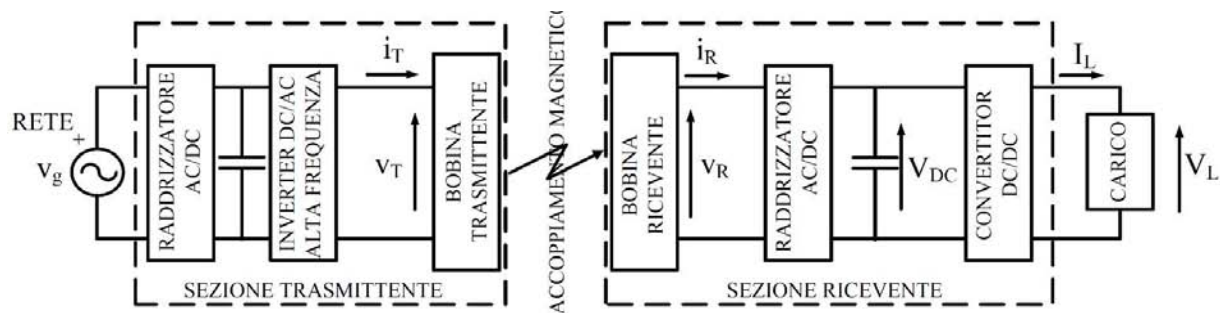


Figura 1.4: Schema generale di un WPTS induttivo

Lo schema generico di un WPTS induttivo è rappresentato nella Figura 1.4. La potenza AC della rete viene convertita dapprima in DC tramite un raddrizzatore e in seguito in AC tramite un inverter ad alta frequenza. In tal modo la bobina trasmissente, la quale genera un flusso variabile nel tempo, riesce ad indurre una f.e.m. di ampiezza adeguata ai capi della bobina ricevente. Tale f.e.m. viene poi convertita in DC tramite un raddrizzatore e in seguito condizionata tramite un convertitore DC/DC, il quale carica infine la batteria del veicolo.

1.2.2 Teoria del circuito equivalente

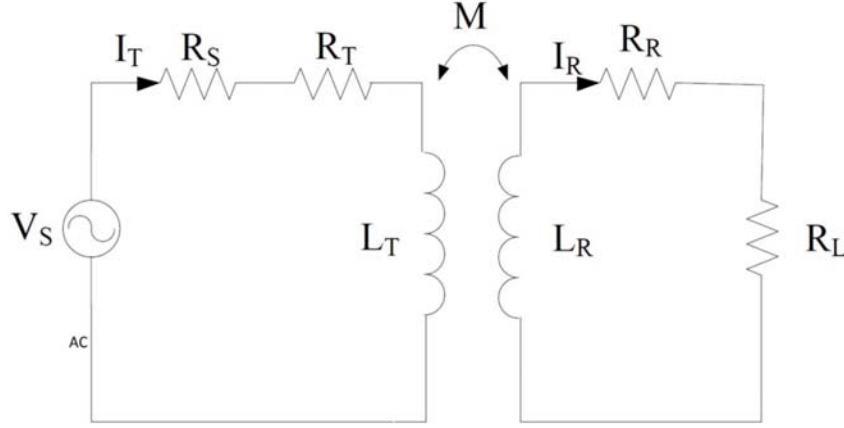


Figura 1.5: Circuito elettrico equivalente di un WPTS induttivo

Siano L_T e L_R rispettivamente le autoinduttanze delle bobine di trasmissione e di ricezione, così come R_T e R_R le resistenze delle bobine e M la mutua induttanza tra le bobine. Allora un'altra espressione per definire il coefficiente di accoppiamento è data da:

$$k = \frac{M}{L_T L_R} \quad (1.7)$$

Siano ora ω la frequenza angolare, V_S la tensione della sorgente, Z_T e Z_R le impedenze rispettivamente della sezione trasmittente e ricevente. Allora le equazioni che regolano le tensioni nella sezione ricevente e trasmittente sono le seguenti:

$$\begin{cases} \bar{V}_S = \bar{I}_T \dot{Z}_T + j\omega M \bar{I}_R \\ 0 = j\omega M \bar{I}_T + \bar{I}_R \dot{Z}_R \end{cases} \quad (1.8)$$

essendo:

$$\dot{Z}_T = R_T + R_S + j\omega L_T \quad (1.9)$$

$$\dot{Z}_R = R_R + R_L + j\omega L_R \quad (1.10)$$

Dove V_S ed R_S sono rispettivamente la f.e.m. e la resistenza interna equivalenti dell'inverter ad alta frequenza. R_L , invece, è la resistenza equivalente della sezione ricevente riportata all'ingresso del raddrizzatore. Essa rappresenta il carico equivalente costituito dalla cascata del raddrizzatore a diodi, del condensatore del bus DC, del chopper e della batteria del veicolo elettrico.

La corrente della sezione trasmittente ($\bar{I}_T$) e ricevente ($\bar{I}_R$) possono essere ricavate come segue:

$$\bar{I}_T = \frac{\bar{V}_S \dot{Z}_R}{\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2} \quad (1.11)$$

$$\bar{I}_R = -\frac{j\omega M \bar{V}_S}{\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2} \quad (1.12)$$

La potenza complessa fornita dalla sorgente vale:

$$\bar{P}_S = \bar{V}_S \bar{I}_S^* = \frac{|\bar{V}_S|^2}{|\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2|^2} \dot{Z}_R^* (\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2) \quad (1.13)$$

La potenza fornita al carico elettrico vale invece:

$$\bar{P}_L = \|\bar{I}_R\|^2 R_L = \frac{\bar{V}_S^2 \omega^2 M^2 R_L}{\|\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2\|^2} \quad (1.14)$$

L'efficienza di trasferimento della potenza totale (il rapporto tra la potenza ricevuta fornita al carico elettrico e la potenza reale in ingresso) di un WPTS induttivo può essere calcolata come segue:

$$\eta_i = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{|\dot{Z}_R|^2 \operatorname{Re}[\dot{Z}_T] + \omega^2 M^2 \operatorname{Re}[\dot{Z}_R]} \quad (1.15)$$

Immettendo le espressioni di $\dot{Z}_T$ e $\dot{Z}_R$ in quella dell'efficienza risulta:

$$\eta_i = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{[(R_R + R_L)^2 + \omega^2 L_R^2](R_T + R_S) + \omega^2 M^2 (R_R + R_L)} \quad (1.16)$$

Quanto ottenuto si può esprimere in funzione del coefficiente di accoppiamento, come anche in funzione dei fattori di qualità delle bobine (Q). I fattori di qualità della bobina trasmittente (Q_T) e di quella ricevente (Q_R) sono rispettivamente definiti come segue:

$$\begin{cases} Q_T = \frac{\omega L_T}{R'_T} \\ Q_R = \frac{\omega L_R}{R'_R} \end{cases} \quad (1.17)$$

dove:

$$\begin{cases} R'_T = R_T + R_S \\ R'_R = R_R + R_L \end{cases} \quad (1.18)$$

sono le effettive resistenze serie della sezione trasmittente e ricevente rispettivamente.

Il fattore di qualità Q di una bobina induttiva rappresenta la misura del rapporto tra i suoi componenti reattivi e la sua resistenza. Tale fattore indica la capacità della bobina di produrre un buon campo magnetico: maggiore è Q e migliori sono le prestazioni delle bobine induttive, le quali pertanto risultano particolarmente adatte per i sistemi WPT [4].

In tal modo l'efficienza può essere espressa come:

$$\eta_i = \frac{R_L}{R'_R} \left(\frac{k^2 Q_T Q_R}{1 + Q_R^2 + k^2 Q_T Q_R} \right) \quad (1.19)$$

Si perviene dunque dall'equazione ricavata che l'efficienza e il trasferimento di potenza del WPTS induttivo possono essere migliorati tramite l'incremento del coefficiente di accoppiamento e dei fattori di qualità delle bobine.

1.3 Accoppiamento induttivo risonante

Per superare i limiti imposti dal WPTS induttivo è possibile migliorare l'accoppiamento e compensare l'induttanza delle bobine tramite la compensazione capacitiva negli avvolgimenti primari e secondari [5].

Il sistema di trasferimento induttivo ad accoppiamento magnetico risonante, anche denominato *Coupled Magnetic Resonance Wireless Power Transfer System* (CMR- WPTS), sfrutta il principio della risonanza magnetica per migliorare la trasmissione di potenza tra le bobine risonanti accoppiate magneticamente.

Nel dettaglio, ciò che si vuole realizzare con la compensazione può essere riassunto come segue:

- Il condensatore di compensazione risuona con l'induttanza primaria e/o secondaria al fine di fornire potenza reattiva, necessaria alle induttanze al fine di generare un campo magnetico adeguato. La funzione basilare della compensazione di una bobina primaria consiste nel ridurre al minimo i VA della sorgente di potenza. Per quanto riguarda la bobina secondaria, la compensazione annulla l'induttanza al fine di massimizzare la capacità di trasferimento di potenza [6].
- La topologia della rete di compensazione può essere selezionata per realizzare un'uscita a corrente costante oppure a tensione costante senza la necessità di un sistema di controllo in modo da sopperire alle possibili variazioni dei parametri nel funzionamento, come p.e. la variazione dei carichi o della distanza tra la bobina trasmittente e ricevente.
- Al fine di migliorare l'efficienza e ridurre le interferenze elettromagnetiche, considerando l'elevata frequenza di commutazione, si utilizzano comunemente convertitori risonanti, sfruttando così il *soft switching*.

1.3.1 Schema generale

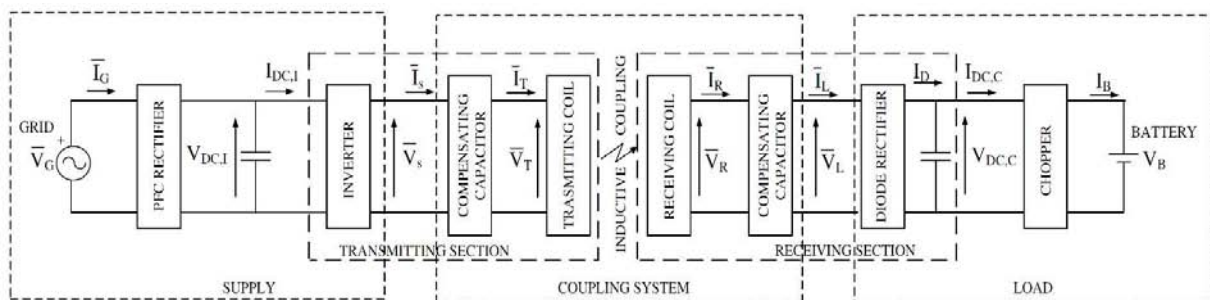


Figura 1.6: Schema generale di un WPTS induttivo risonante

Lo schema generico di un WPTS induttivo risonante è rappresentato nella Figura 1.6. La potenza AC della rete viene convertita dapprima in DC tramite un raddrizzatore e in seguito in AC tramite un inverter ad alta frequenza. In cascata a tale inverter è installata una rete di compensazione la quale precede direttamente la

bobina trasmittente, la quale genera un flusso variabile nel tempo ed induce una f.e.m. di ampiezza adeguata alla bobina ricevente. Tale f.e.m. fa capo ad una seconda rete di compensazione e viene successivamente convertita in DC tramite un raddrizzatore e controllata tramite un convertitore DC/DC, il quale alimenta infine la batteria del veicolo.

1.3.2 Reti di compensazione

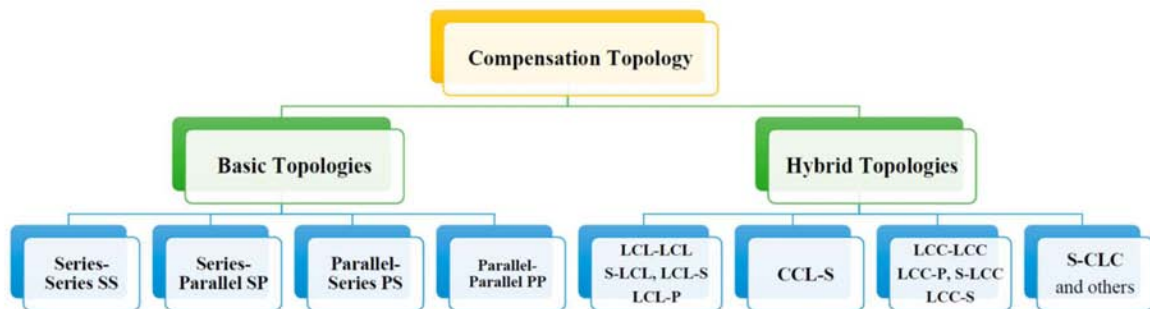


Figura 1.7: Classificazione delle reti di compensazione

Le reti di compensazione sono progettate per migliorare sia l'efficienza sia la capacità di trasferimento di potenza. Il circuito di compensazione non solo può realizzare la risonanza, ma anche minimizzare la potenza (VA) di alimentazione, regolare il valore della corrente nel circuito di alimentazione e la tensione del circuito ricevente con una maggiore efficienza. Esistono diverse topologie di compensazione, le topologie di base sono quattro, come si nota dalla Figura 1.7, ovvero:

- serie-serie (SS);
- serie-parallelo (SP);
- parallelo-serie (PS);
- parallelo-parallelo (PP).

Tali topologie di reti sono rappresentate in Figura 1.8 dove M è la mutua induttanza, V_s è la f.e.m. e la della sorgente alla sezione trasmittente, R_L è la resistenza di carico, L_1 e L_2 sono rispettivamente le autoinduttanze delle bobine di trasmissione e di ricezione, così come R_1 e R_2 le resistenze delle bobine, C_1 e C_2 le capacità di compensazione.

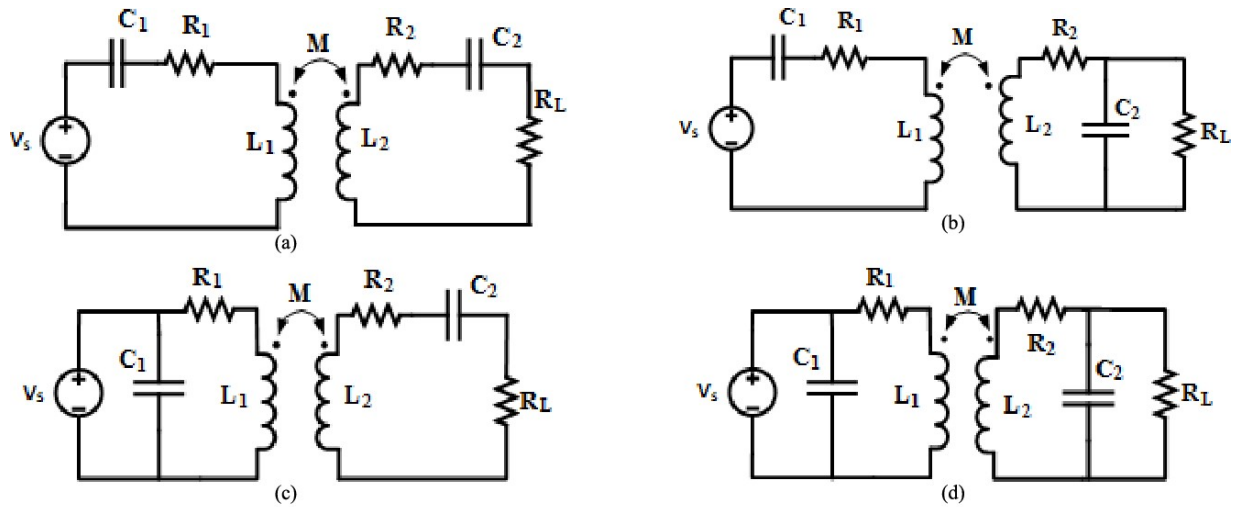


Figura 1.8: Topologie primarie di compensazione: (a) Serie-Serie (SS); (b) Serie-Parallelo (SP); (c) Parallelo-Serie (PS); (d) Parallelo-Parallelo (PP).

La scelta della topologia di compensazione è diversa riguardo al lato primario o secondario. Nel lato primario, la topologia di compensazione dipende dall'ambiente di applicazione, dal *range* di trasmissione o dai requisiti di tensione. La topologia di compensazione in serie è utile a breve distanza di trasmissione. Se invece la bobina primaria richiede una corrente elevata, allora è utile ricorrere alla compensazione parallela. Nel lato secondario, la compensazione in serie ha le caratteristiche di una sorgente di tensione, quindi è adatta per i sistemi che dispongono di un bus CC intermedio. La compensazione parallela nella parte secondaria presenta le caratteristiche di una sorgente corrente ed è adatta quindi per la ricarica della batteria [7].

Combinando le diverse topologie di reti di compensazione di base si realizzano una serie di topologie ibride. Analogamente a quelle di base, alcune di queste topologie sono rappresentate in Figura 1.9.

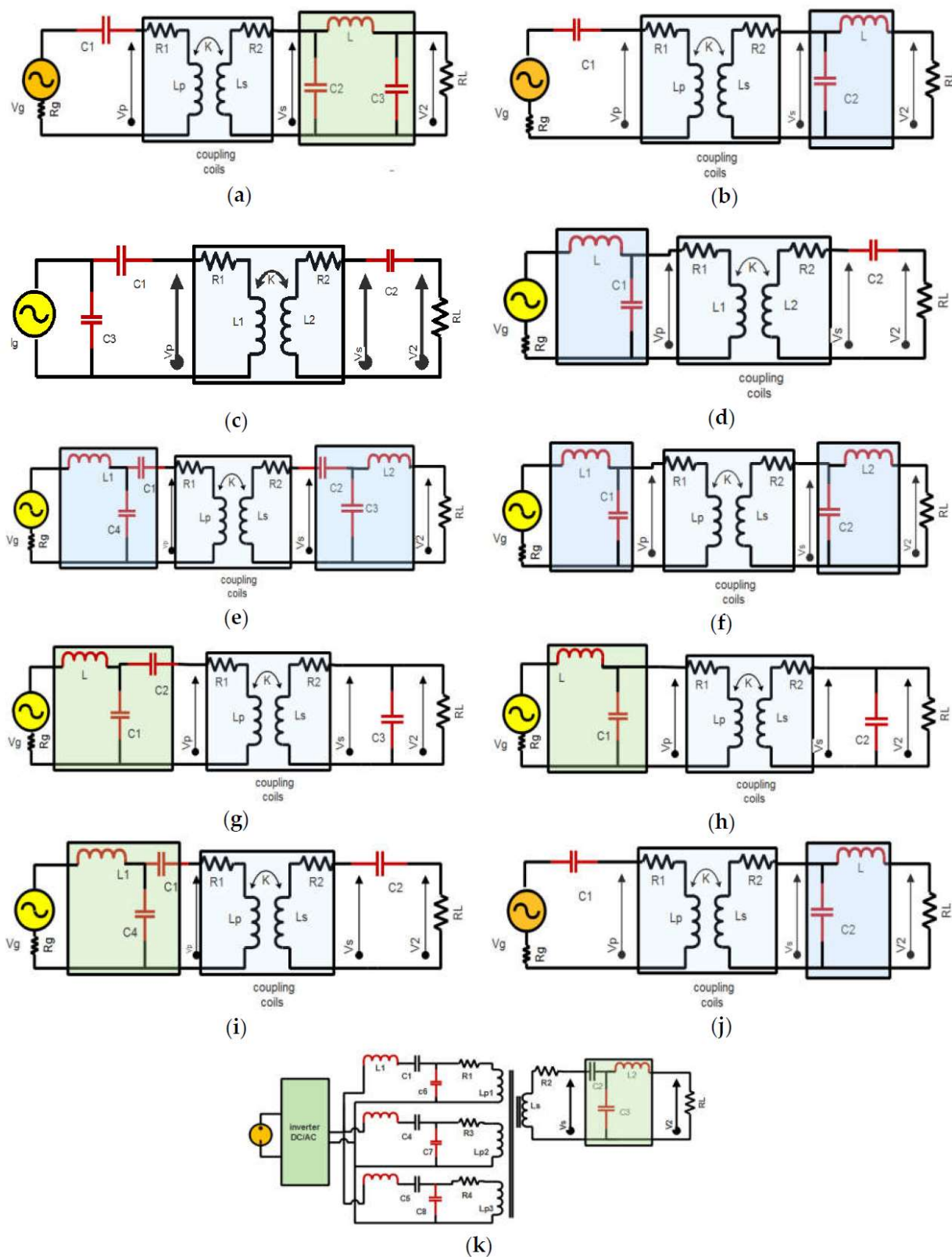


Figura 1.9: Topologie secondarie di compensazione: (a) S-CLC; (b) S-LCL; (c) CCL-S; (d) LCL-S; (e) LCC-LCC; (f) LCL-LCL; (g) LCC-P; (h) LCL-P; (i) LCC-S; (j) S-LCL; (k) LCC a doppia faccia.

1.3.3 Teoria del circuito equivalente

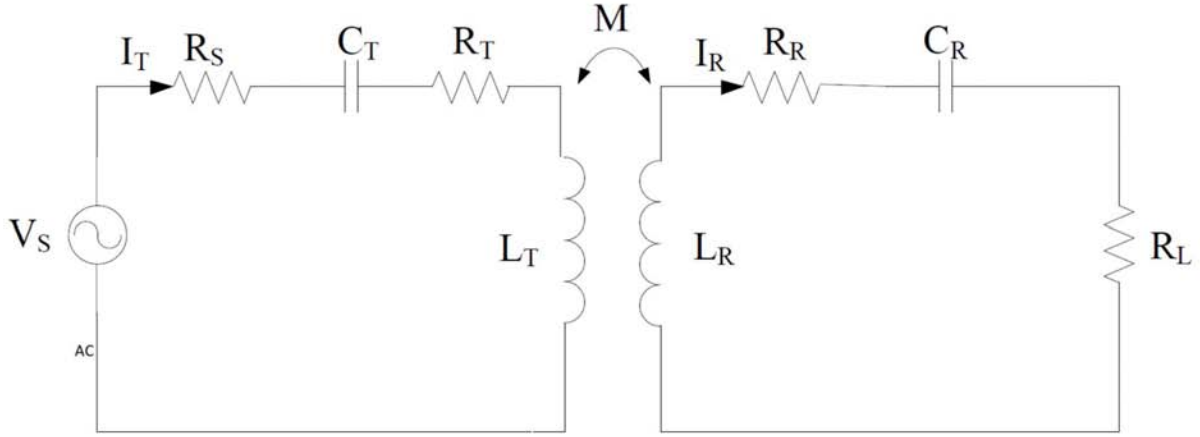


Figura 1.10: Circuito elettrico equivalente di un WPTS induttivo risonante con topologia di compensazione serie-serie.

Si supponga di utilizzare una rete di compensazione con topologia SS. Siano C_T e C_R le capacità di compensazione. Allora secondo la legge di Faraday-Neumann-Lenz la tensione indotta nella bobina ricevente dalla corrente nella sezione trasmittente (I_T) vale:

$$\bar{V}_{ind} = j\omega M \bar{I}_T \quad (1.20)$$

In condizioni di carico, quando il sistema risonante induttivo WPT è connesso ad un carico resistivo, l'impedenza della bobina trasmittente e ricevente saranno rispettivamente pari a:

$$\dot{Z}_T = R'_T + j\left(\omega L_T - \frac{1}{\omega C_T}\right) \quad (1.21)$$

$$\dot{Z}_R = R'_R + j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right) \quad (1.22)$$

dove:

$$\begin{cases} R'_T = R_T + R_S \\ R'_R = R_R + R_L \end{cases} \quad (1.23)$$

sono le effettive resistenze serie della sezione trasmittente e ricevente rispettivamente.

Per quanto riguarda V_S ed R_S , questi sono rispettivamente la f.e.m. e la resistenza equivalenti riportate all'uscita dell'inverter ad alta frequenza.

In condizioni di risonanza l'impedenza della bobina trasmittente e ricevente sono rispettivamente pari a:

$$\dot{Z}_T = R'_T \quad (1.24)$$

$$\dot{Z}_R = R'_R \quad (1.25)$$

La potenza fornita al carico elettrico vale:

$$\bar{P}_L = \|\bar{I}_R\|^2 R_L = \frac{\bar{V}_S^2 \omega^2 M^2 R_L}{\|R'_T R'_R + \omega^2 M^2\|^2} \quad (1.26)$$

Quando entrambe le bobine sono adeguatamente compensate tramite delle capacità esterne poste in serie, l'efficienza di trasferimento della potenza totale di un WPTS induttivo risonante può essere calcolata come segue:

$$\eta_{ir} = \frac{R_L}{R'_R} \left(\frac{\omega^2 M^2}{R'_T R'_R + \omega^2 M^2} \right) \quad (1.27)$$

Quanto ottenuto si può esprimere in funzione del coefficiente di accoppiamento, come anche in funzione dei fattori di qualità delle bobine (Q). I fattori di qualità della bobina trasmittente (Q_T) e di quella ricevente (Q_R) sono rispettivamente definiti come segue:

$$\begin{cases} Q_T = \frac{\omega L_T}{R'_T} = \frac{1}{\omega C_T R'_T} \\ Q_R = \frac{\omega L_R}{R'_R} = \frac{1}{\omega C_R R'_R} \end{cases} \quad (1.28)$$

Essendo inoltre che alla frequenza di risonanza (f_R) le reattanze capacitiva e induttiva si eguagliano si ricava:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \Rightarrow \omega = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (1.29)$$

Dall'espressione ricavata i fattori di qualità delle bobine si possono esprimere come:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.30)$$

In tal modo l'efficienza può essere espressa come:

$$\eta_i = \frac{R_L}{R'_R} \left(\frac{k^2 Q_T Q_R}{1 + k^2 Q_T Q_R} \right) \quad (1.31)$$

Dall'equazione (1.15) si nota come l'efficienza di trasferimento della potenza dipende sia dalla parte reale ed immaginaria di $\dot{Z}_R$, mentre dalla sola parte reale di $\dot{Z}_T$. Pertanto è evidente come l'inserimento di una capacità in serie alla bobina trasmittente non ha alcuna influenza sull'efficienza, a differenza della connessione di una capacità in serie alla bobina ricevente, che ne comporta un miglioramento.

1.4 Struttura del trasformatore wireless

Il concetto di base nei sistemi di ricarica wireless per veicoli elettrici si basa sul trasformatore wireless senza nucleo magnetico. Tuttavia, al fine di guidare il flusso magnetico e fornire la schermatura per le interferenze elettromagnetiche, anche denominate *Electromagnetic interference* (EMI), è conveniente utilizzare barre o piastre di ferrite. Pertanto le bobine, il materiale di schermatura e altri elementi, come alcuni strati protettivi e di supporto, formano il singolo pad del trasmettitore o ricevitore, come da Figura 1.11. Tale struttura a multipli strati si pone l'obiettivo di ottenere la massima efficienza di trasferimento di potenza e ridurre le interferenze elettromagnetiche a costi contenuti.

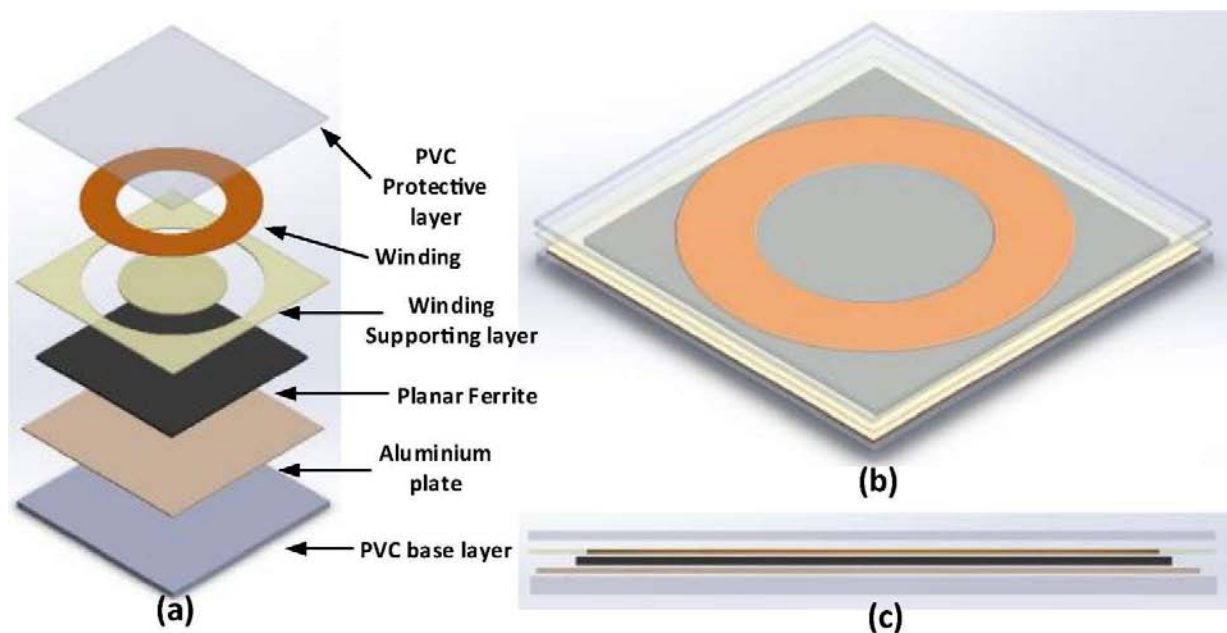


Figura 1.11: Struttura elementare di un pad.

1.4.1 Bobine

Nella Figura 1.12 sono rappresentate bobine di diverse forme, come rettangolari, circolari e ibride. Per la progettazione del trasformatore viene scelta una particolare forma in base al miglioramento che apporta alle prestazioni. Queste bobine sono classificate in due tipi: pad polarizzato e pad non polarizzato. La differenza è che quest'ultimo produce solo componenti di flusso perpendicolari (verticali), mentre il primo produce sia le componenti di flusso perpendicolari (verticali) si quelle parallele (orizzontali) [8].

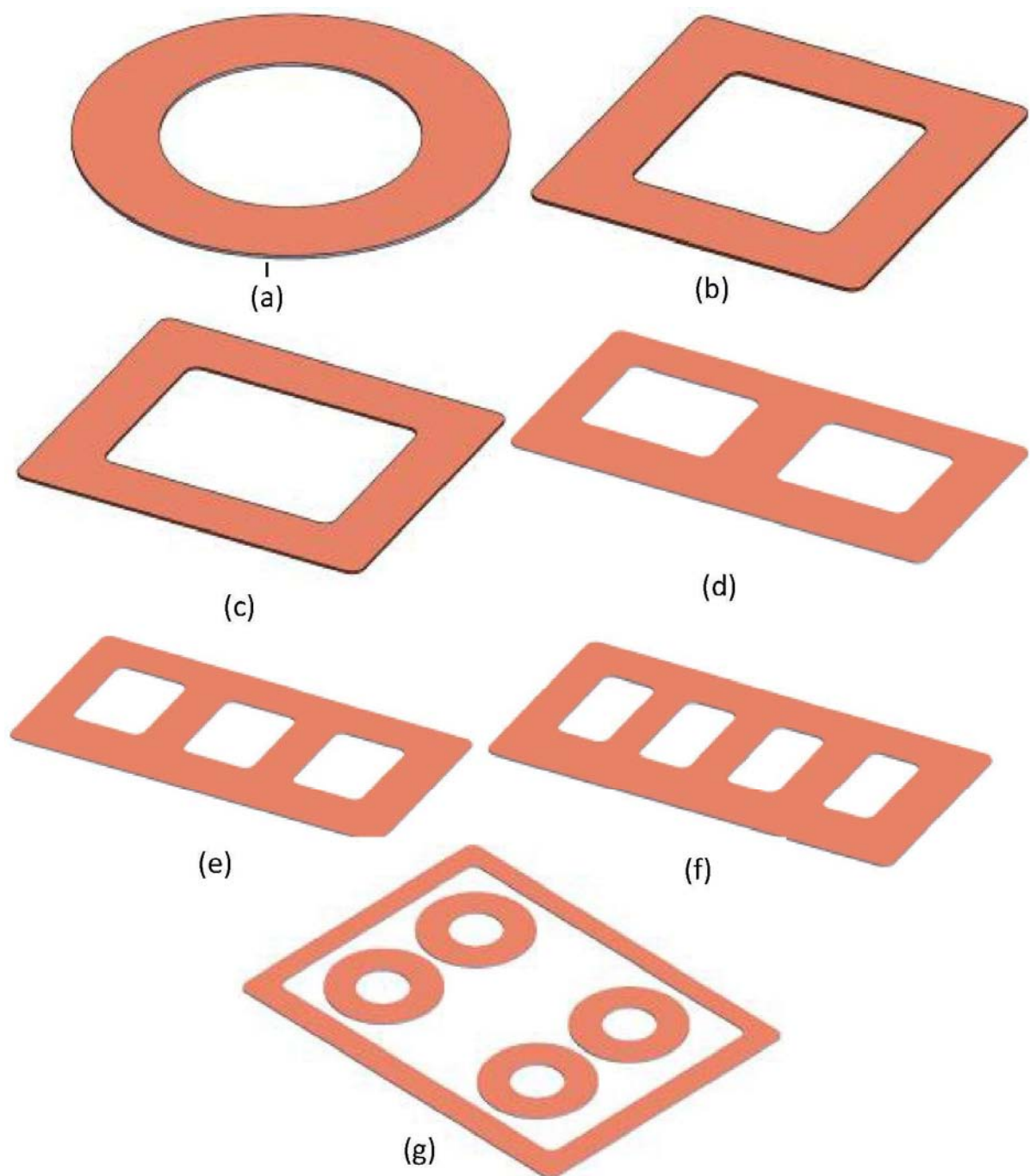


Figura 1.12: Diverse forme di bobina: (a) Circolare (b) Quadrata (c) Rettangolare (d) DD (e) BP (f) DDQ (g) QDQ

I pad non polarizzati sono costituiti dalle bobine di forma convenzionale, come quadrate, rettangolari, esagonali e circolari. In particolare nelle bobine circolari le correnti parassite sono mantenute al minimo, vista l'assenza di cuspidi, e la distribuzione del flusso magnetico può essere regolata semplicemente modificando il diametro interno. Le bobine di forma quadrata e rettangolare invece, a causa dei loro lati perfettamente allineati, vengono scelte quando è richiesta una disposizione a schieramento. Tuttavia, a causa degli spigoli vivi, producono correnti parassite e aumentano l'induttanza, l'impedenza e gli *hot spot*, rendendo così tali strutture meno desiderabili per applicazioni ad alta potenza.

I pad polarizzati sono nati a causa delle scarse prestazioni nel disallineamento orizzontale, inoltre tali pad sono efficienti sia per applicazioni trifase che monofase. Qualche esempio di pad polarizzati sono rappresentati da pad a doppia D (DD), doppia D con quadratura (DDQ), bipolari (BP), di quadratura con quadrupla D (QDQ). Tali pad sono realizzati posizionando in diverso ordine bobine di forme differenti.

I pad DD sono creati da due bobine quadrate o rettangolari che generano dei percorsi di flusso, la cui altezza è proporzionale alla metà della lunghezza del pad, con conseguente maggiore coefficiente di accoppiamento, minori perdite nella schermatura in alluminio e basso flusso di dispersione dalla parte posteriore della bobina. Questo design può fornire un eccellente coefficiente di accoppiamento e fattori di qualità quando la bobina funziona a vuoto [9]. Grazie all'elevata tolleranza di disallineamento orizzontale, questo pad può essere adatto per l'accoppiamento primario in applicazioni stazionarie e dinamiche [10], .

La bobina DDQ è derivata dalla bobina DD aggiungendo la bobina a quadratura, posizionata al centro della bobina DD. Le bobine sono posizionate in modo tale che le bobine DD catturino il flusso dell'asse diretto, ovvero l'asse disposta secondo l'asse magnetico dell'avvolgimento, e la bobina Q acquisisca il flusso dell'asse in quadratura-q, ovvero l'asse spostato di 90° elettrici in avanti, nel verso antiorario, rispetto all'asse diretto. Pertanto, questa struttura compensa il disallineamento in larga misura, inoltre è adatta per applicazioni con alimentazione monofase o trifase, primaria o secondaria. Tuttavia, la dimensione delle bobine aumenta di circa tre volte rispetto al pad circolare o alle bobine quadrate [11].

Il pad di ricarica bipolare (BP) è costituito da due bobine identiche, parzialmente sovrapposte e reciprocamente disaccoppiate. Rispetto al pad DDQ, il BP richiede dal 25 al 30% in meno di rame per la costruzione. Tuttavia, scende del 13% il coefficiente di accoppiamento con disallineamento angolare di 30° tra le bobine primaria e secondaria in applicazioni monofase o trifase [12].

Sono stati suggeriti pad QDQ per migliorare le prestazioni generali, inclusi disallineamento e altezza del percorso di flusso. Tale struttura utilizza due o più bobine circolari e quadrate, e offre un coefficiente di accoppiamento significativamente più elevato rispetto alle altre configurazioni, con un notevole miglioramento nel trasferimento di potenza.

1.4.2 Nuclei

Un altro importante componente del trasformatore wireless è la struttura magnetica in ferrite. Il flusso magnetico generato varia in un *range* di potenza medio-alto, di conseguenza è necessario soddisfare gli standard di sicurezza. Inoltre, influisce sull'efficienza di accoppiamento tra due avvolgimenti, in particolare se non è presente alcuna schermatura per ridurre i flussi di dispersione. La corretta progettazione dei nuclei magnetici non solo può aiutare a reindirizzare le componenti di flusso da primario a secondario, ma anche a migliorare l'induttanza reciproca e l'autoinduttanza delle bobine [13]. La selezione del nucleo di ferrite dipende da molteplici fattori tra cui dimensioni, forma, permeabilità, frequenza operativa e costi.

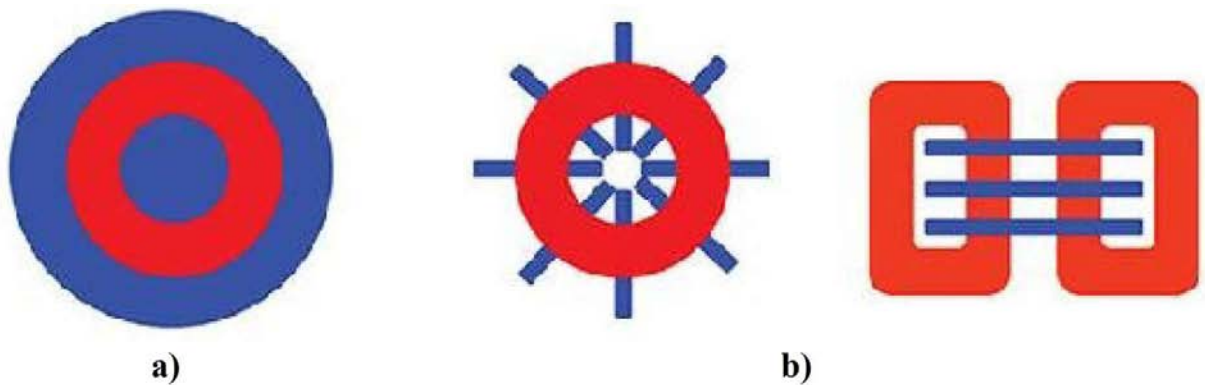


Figura 1.13: Struttura del nucleo (a) Densa (b) Sparsa

Le principali strutture di nucleo più utilizzate sono del tipo dense o sparse, come mostrato in Figura 1.13. Per quanto riguarda il nucleo con struttura densa, questo è caratterizzato da una relativa semplicità di installazione e un ridotto spessore, nonostante i quali lo sfruttamento di tale nucleo non è ottimizzato. Il nucleo con struttura sparsa è caratterizzata invece da robustezza, uno sfruttamento ottimizzato, una relativa semplicità di fabbricazione quando si utilizzano delle barre, una buona ventilazione grazie alle spaziature, per contro lo spessore è maggiore e si verificano perdite di campo elettromagnetico nel retro delle barre.

2 Capitolo II – WPTS DINAMICO

2.1 Introduzione

A causa delle caratteristiche della loro tecnologia e della capacità della batteria, il consumo di energia dei veicoli elettrici comporta effettive difficoltà nella marcia. Sebbene la tecnologia di ricarica wireless statica possa risolvere efficacemente molte delle carenze esistenti rispetto alla ricarica tradizionale, è necessario considerare anche l'autonomia dei veicoli elettrici in modo da garantire un'adeguata efficienza di percorrenza. Ciò ha fornito l'impulso nell'applicazione della tecnologia riguardante il sistema di trasferimento di potenza wireless dinamico, anche denominato *Dynamic Wireless Power Transfer* (DWPT), per caricare dinamicamente i veicoli elettrici durante la guida.

L'applicazione del sistema DWPT nell'area urbana garantisce un'alimentazione ininterrotta per i veicoli elettrici, estendendo o addirittura offrendo infinita autonomia di guida consentendo di ridurre significativamente la capacità della batteria, dunque anche il costo del veicolo stesso. La rete di alimentazione sotterranea consente inoltre di risparmiare più spazio ed è quindi importante nelle aree urbane densamente sviluppate.

Tuttavia, il sistema DWPT deve affrontare due ostacoli, il disallineamento della bobina e l'elevato traferro, prima di essere accettato a livello globale. Tali ostacoli sono i fattori principali che riducono l'efficienza del trasferimento di potenza [14].

Un veicolo funzionante con tale tecnologia è definito veicolo elettrico on-line, anche denominato *On-Line Electric Vehicle* (OLEV), oppure veicolo elettrico alimentato dalla strada, anche denominato *Road Powered Electric Vehicle* (RPEV).

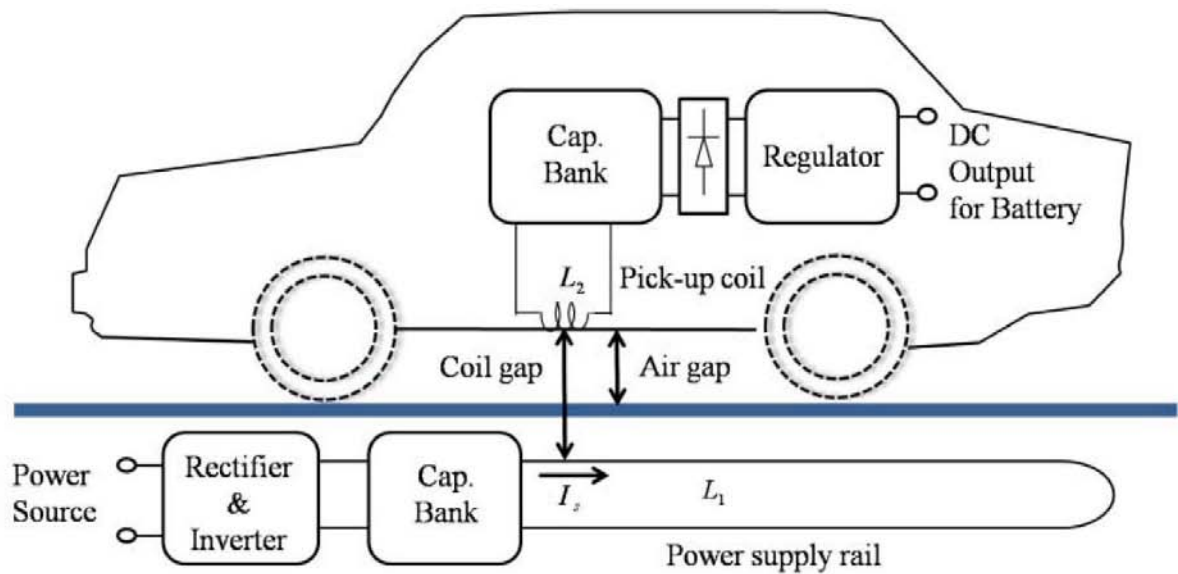


Figura 2.1: Configurazione elementare di un sistema DWPT per un RPEV

Il WPTS per RPEV dovrebbe essere in grado di fornire alta potenza in modo efficiente attraverso un moderato traferro per evitare collisioni tra i RPEV e la strada. I WPTS sono composti da due sottosistemi: uno è il sottosistema stradale per fornire energia, che include un raddrizzatore, un inverter ad alta frequenza, un banco di condensatori primario e una bobina trasmittente multipla oppure a binario, e un altro è il sottosistema di bordo per ricevere energia, che include una bobina ricevente, un banco di condensatori secondari, un raddrizzatore e un regolatore per la batteria, come mostrato nella Figura 2.1, dove si è considerato l'esempio di un lungo tracciato trasmittente. Il sottosistema stradale dovrebbe essere tanto robusto da poter resistere a lungo in ambienti difficili ed essere economico da installare per lunghi tratti, mentre il sottosistema di bordo dovrebbe essere compatto in dimensioni e leggero in modo che possa essere adottato nell'RPEV.

2.2 Architettura del sistema DWPT

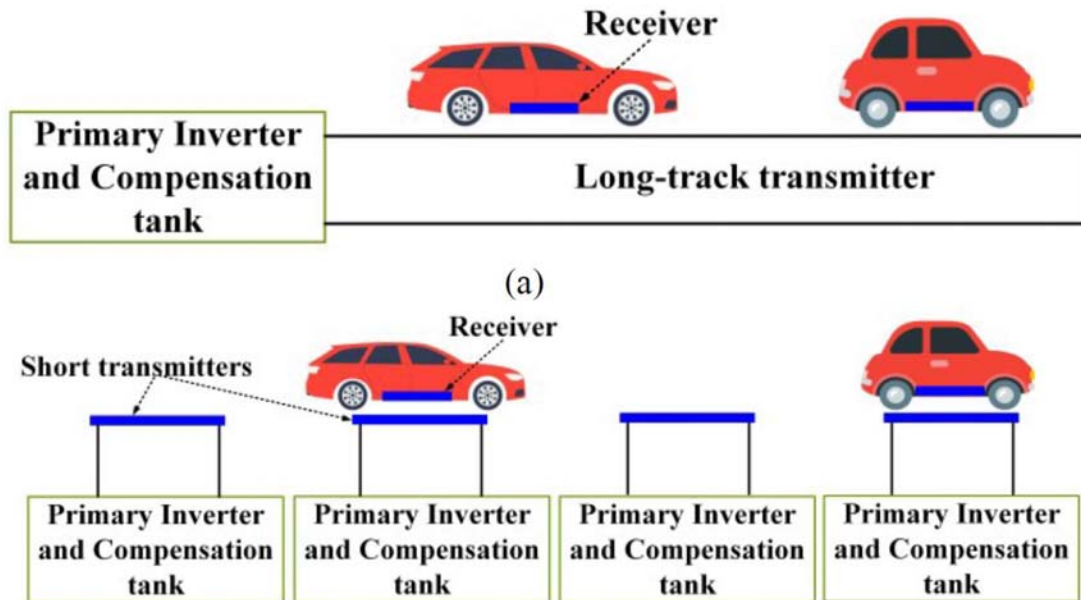


Figura 2.2: Due tipi di DWTS. (a) Lungo tracciato trasmettente (b) Trasmittenti individuali corte

I sistemi DWPT sono classificati in base alla lunghezza delle bobine del trasmettitore in sistemi con un lungo tracciato trasmettente e in sistemi con trasmittenti individuali corte, o segmenti, o *pad*, rispettivamente come rappresentato in Figura 2.2. In questi ultimi, la dimensione del trasmettente è la stessa del ricevente, che è tipicamente pari a 1 m^2 [15]. Inoltre nel lato primario sono disposte molteplici bobine trasmittenti così da trasferire potenza in modo sequenziale al lato secondario. Ogni trasmettente è connessa ad un circuito di compensazione indipendente, il quale può essere attivato o disattivato in base alla posizione del veicolo elettrico. Quando il ricevitore dell'EV è in linea con una specifica trasmittente, l'interruttore di alimentazione collega l'inverter associato. Per commutare un trasmettitore specifico, sono richiesti sensori di posizione e un circuito elettronico associato. Pertanto, l'effetto del campo elettromagnetico sull'ambiente circostante è ridotto al minimo, dunque anche le interferenze elettromagnetiche e le perdite di conduzione totali sui trasmettitori sono ridotte. Inoltre può essere raggiunta un'elevata efficienza grazie agli alti valori del coefficiente di accoppiamento tra trasmettitore e bobina del ricevitore. Tuttavia i trasmettitori individuali corti richiedono più inverter, sensori di posizione e altri circuiti di controllo che rendono il sistema più complesso e costoso. Per di più quando l'EV si sposta tra due trasmettitori adiacenti, la potenza di uscita diventa pulsante e significativamente ridotta.

D'altra parte, il trasmettitore a tracciato lungo, superando notevolmente la lunghezza del veicolo elettrico, richiede solo un singolo inverter di potenza con un circuito di compensazione. Ciò comporta vantaggi per l'implementazione di tale sistema in termini di costi e semplicità. Tuttavia, il basso coefficiente di

accoppiamento è indicato come il principale svantaggio di questo sistema, poiché la bobina del ricevitore copre solo una piccola parte della lunga bobina del trasmettitore. Di conseguenza, l'efficienza viene ridotta e le interferenze elettromagnetiche (EMI) aumentano.

La variazione della potenza di uscita è uno dei problemi più gravi per il DWPT, sia nei sistemi a tracciato lungo che in quelli individuali. Tuttavia, oltre ai problemi di pulsazione della potenza di uscita, la potenza trasferita da un sistema monofase è anche limitata dalle caratteristiche dei dispositivi a semiconduttore, dalla bobina del trasmettitore e dal circuito di compensazione. Nelle applicazioni reali, potrebbe essere necessario caricare contemporaneamente più veicoli elettrici, quindi l'elevata erogazione di potenza diventa una necessità. Inoltre, il livello di potenza richiesto per i trasporti pubblici come i sistemi di autobus o treni elettrici può arrivare a centinaia di chilowatt o addirittura megawatt [16]. In queste applicazioni, il sistema monofase potrebbe non essere in grado di soddisfare tale requisito. Pertanto, i sistemi multifase sono visti come una soluzione per trasferire una maggiore potenza di uscita [17].

Nel seguito vengono illustrate le principali architetture dei sistemi DWPT ed i loro pro e contro.

2.2.1 Architettura di alimentazione centralizzata

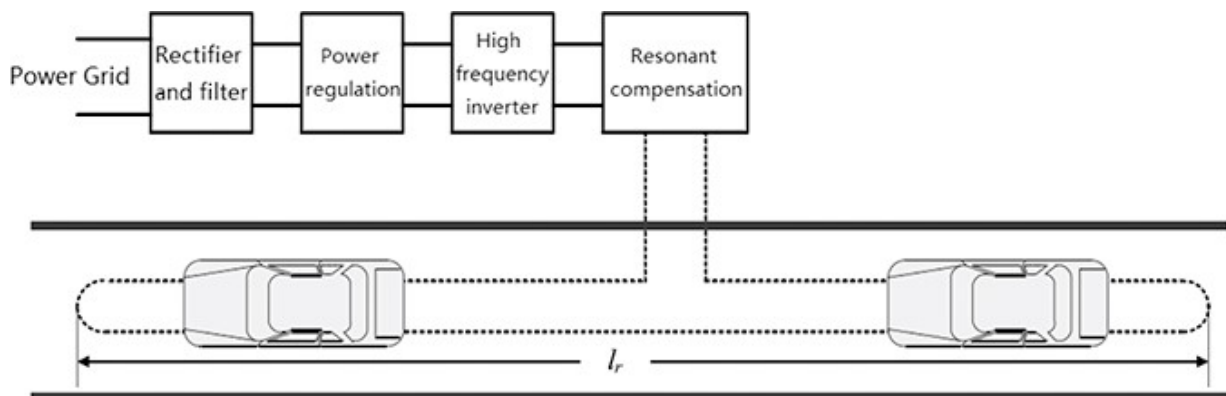


Figura 2.3: Architettura di alimentazione centralizzata

L'architettura di alimentazione centralizzata è costituita da un unico tracciato trasmettente, come mostrato in Figura 2.3. I principali vantaggi di questa architettura sono i seguenti:

- Semplicità di costruzione e bassi costi di installazione e manutenzione.
- Migliore utilizzo da parte della centrale elettrica centralizzata dell'accumulo locale di energia in modo da minimizzare le pulsazioni del carico sulla connessione di rete.

Per quanto riguarda gli svantaggi invece:

- Componenti con elevati requisiti a causa dell'elevata potenza che deve sopportare l'intero modulo.
- Elevate perdite poiché viene attivato l'intero tracciato.

- Bassa affidabilità in quanto un guasto si ripercuote sull'intero tracciato.
- Bassa efficienza quando il carico è ridotto.
- Alta autoinduttanza e quindi alta tensione attraverso il condensatore.
- Elevata sensibilità alle variazioni parametriche che comporta una bassa stabilità.

2.2.2 Architettura di alimentazione segmentata

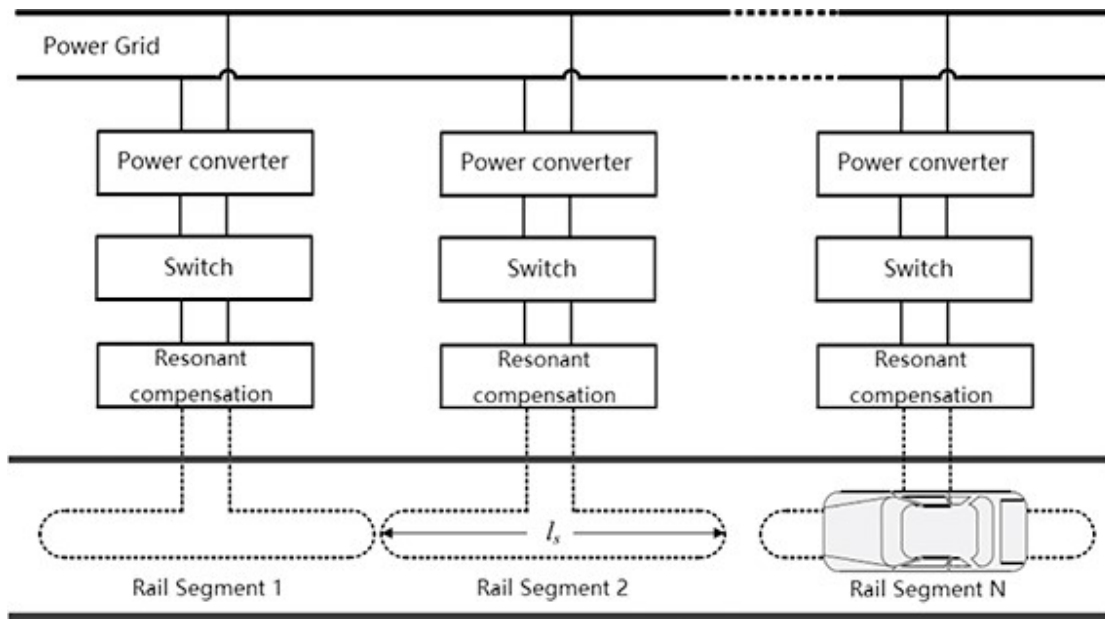


Figura 2.4: Architettura di alimentazione segmentata

L'architettura di alimentazione segmentata è costituita da molteplici segmenti trasmettenti alimentati ognuno dal proprio convertitore, come mostrato in Figura 2.4.

I principali vantaggi di questa architettura sono i seguenti:

- Segmenti diversi possono essere attivati in diversi periodi di tempo, riducendo la perdita di potenza.
- Convertitori di potenza di dimensioni inferiori.
- Maggiore affidabilità in quanto quando uno dei segmenti si guasta gli altri continueranno a funzionare normalmente.
- Minore autoinduttanza, dunque minore sensibilità alle variazioni parametriche e conseguente aumento della stabilità del sistema.

Per quanto riguarda gli svantaggi invece:

- Elevato numero di convertitori, con conseguente complessità nel controllo, e costi di manutenzione e costruzione elevati.
- È richiesto un numero elevato di componenti, dunque una bassa affidabilità dell'intero sistema.

- Necessario sistema di rilevamento automatico del veicolo per comandare i diversi segmenti.

2.2.3 Architettura di alimentazione segmentata ad alta frequenza

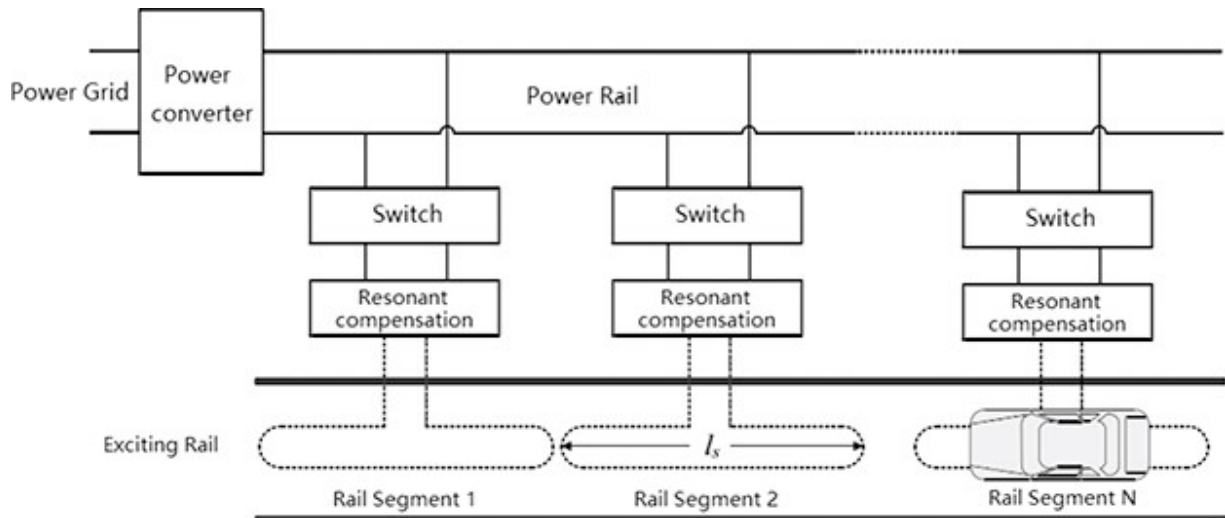


Figura 2.5: Architettura di alimentazione segmentata ad alta frequenza

Un'alternativa all'architettura di alimentazione segmentata è costituita da un singolo convertitore ad alta potenza che alimenta molteplici segmenti, dove ogni bobina viene accesa e spenta attraverso una scatola di commutazione, come mostrato nella Figura 2.5.

I principali vantaggi di questa architettura sono i seguenti:

- Minor numero di convertitori di potenza.
- Segmenti diversi possono essere attivati in diversi periodi di tempo, riducendo la perdita di potenza.
- Minore autoinduttanza, dunque minore sensibilità alle variazioni parametriche e conseguente aumento della stabilità del sistema.
- Maggiore semplicità di controllo e manutenzione.

Per quanto riguarda gli svantaggi invece:

- Quando l'alimentazione si interrompe, tutti i segmenti smettono di funzionare, riducendo così l'affidabilità del sistema.
- Elevate perdite nei collegamenti tra l'alimentatore e i diversi segmenti.
- Componenti con elevati requisiti a causa dell'elevata potenza dell'alimentatore.

2.2.4 Architettura di alimentazione combinata

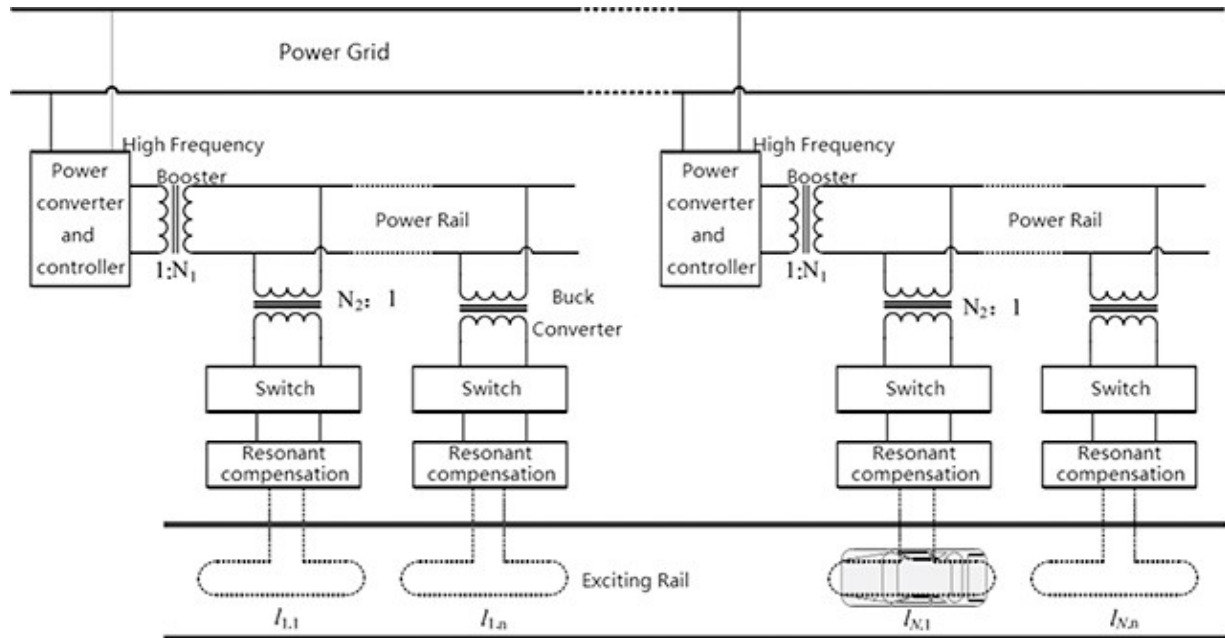


Figura 2.6: Architettura di alimentazione combinata

L'architettura di alimentazione combinata è costituita da una combinazione degli elementi presenti nelle architetture presentate in precedenza, come mostrato in Figura 2.6.

I principali vantaggi di questa architettura sono i seguenti:

- Alta efficienza in quanto è possibile commutare segmenti selezionati.
- Adatto per sistemi di ricarica dinamica di grande potenza.

Per quanto riguarda gli svantaggi invece:

- Sistema complesso.
- Costi di installazione e manutenzione elevati.

2.2.5 Analisi generale sul profilo della potenza

La natura pulsante della potenza assorbita da un veicolo può essere eliminata tramite un'accurata progettazione ed attivazione dei diversi segmenti trasmettenti. Riducendo la distanza tra i vari segmenti e spostando uniformemente l'eccitazione da un segmento all'altro, è possibile eliminare la riduzione di potenza tra due impulsi. Per facilitare la transizione, i segmenti vengono sovrapposti in modo controllato, come illustrato nella Figura 2.7. In questo modo viene stabilito un coefficiente di accoppiamento zero tra bobine successive, in modo che sia possibile il funzionamento disaccoppiato di ciascuna bobina. Poiché la reciproca induttanza delle bobine viene annullata, i segmenti possono essere controllati ed eccitati in modo da ottenere una transizione di potenza continua tra due segmenti successivi. Nella zona tra due segmenti, entrambi sono mantenuti attivi per fornire congiuntamente la potenza richiesta.

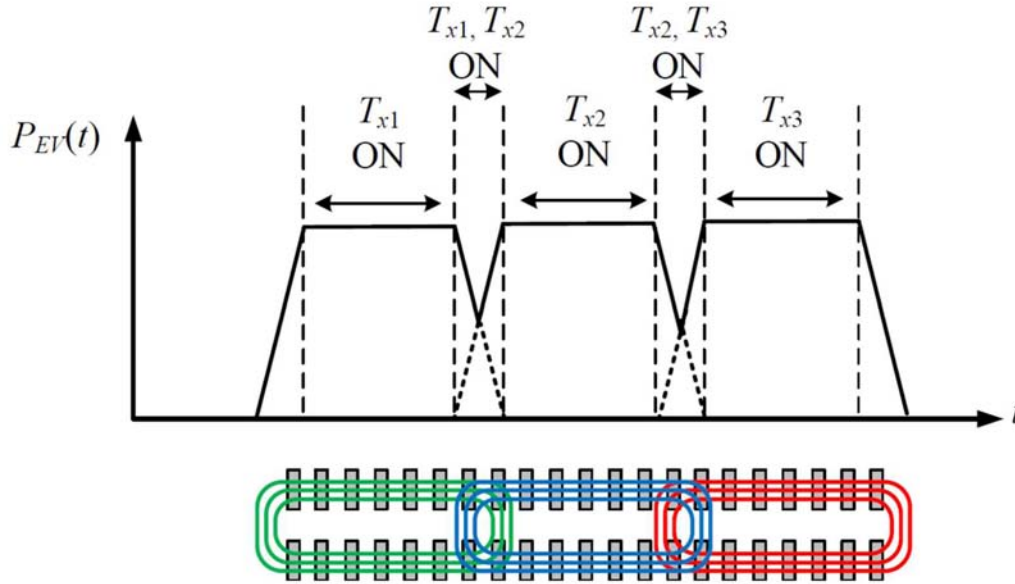


Figura 2.7: Profili di potenza di segmenti sovrapposti attivati in sequenza.

La Figura 2.8 mostra i profili di potenza del veicolo corrispondenti a due diversi scenari di spaziatura tra i successivi trasmettitori. Se la distanza da segmento a segmento è relativamente alta, come mostrato in Figura 2.8 (a), il veicolo riceve un profilo di potenza $P_{EV1}(t)$ sagomato come un treno di impulsi. Tuttavia, quando parte dei segmenti si sovrappone come in Figura 2.8 (b), le eccitazioni dei diversi segmenti possono essere controllate in modo tale che il veicolo riceva un profilo di potenza $P_{EV2}(t)$ quasi livellato, senza riduzioni. Come si nota la media P_{2avg} e la massima P_{2max} potenza hanno un valore molto più prossimo tra di loro nel caso di segmenti sovrapposti, piuttosto che nel caso di segmenti separati, rendendo così le specifiche hardware meno esigenti. Pertanto nel caso di segmenti separati si ottiene un profilo di potenza più uniforme, a scapito però di una maggiore complessità di controllo e della struttura dei segmenti. Da questa analisi, si

può concludere che il design del segmento proposto nella Figura 2.8 (b) risolve efficacemente il problema della potenza pulsante sul lato del veicolo.

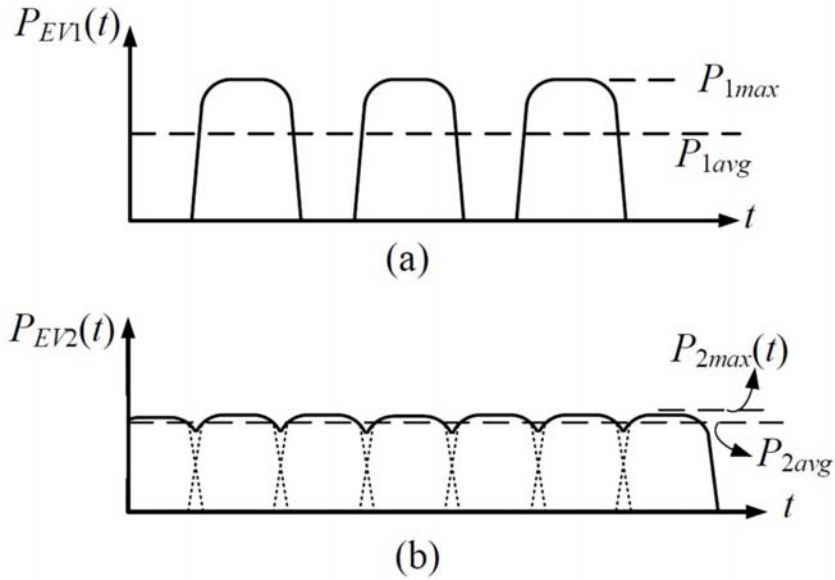


Figura 2.8: Profilo della potenza assorbita dal veicolo (a) quando i segmenti sono separati (b) quando i segmenti sono parzialmente sovrapposti.

Un problema analogo può essere identificato sul lato del trasmettitore (all'ingresso dell'inverter), ma non può essere risolto ridisegnando la struttura delle bobine poiché è inerente al processo di carica dinamica. Il profilo di potenza in ingresso dell'unità trasmittente, o Transmitter Unit (TU), ovvero la potenza in ingresso alle singole unità inverter, rimane comunque intermittente e pulsante, come illustrato in Figura 2.9.

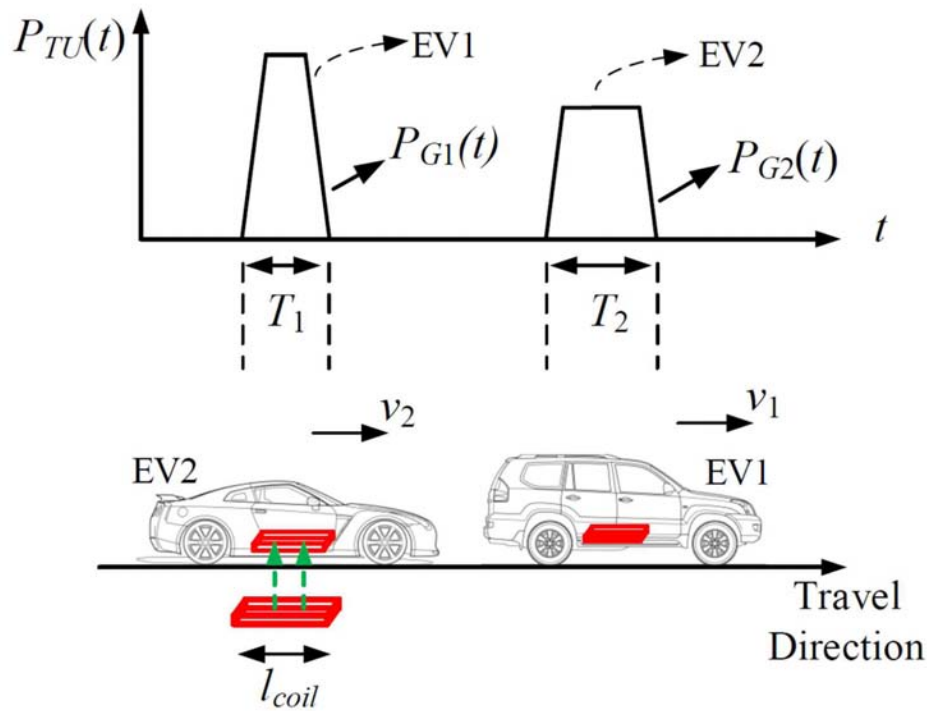


Figura 2.9: Profilo di potenza all'ingresso della TU.

Come si può osservare dalla Figura 2.9, dopo che il veicolo *EV1* ha lasciato il segmento di ricarica, il trasferimento di potenza cala: questo è il segnale per il controllo per terminare la ricarica. Quando viene rilevato il prossimo veicolo *EV2*, il controllo riattiva nuovamente la bobina per l'alimentazione. Considerando un caso generale caratterizzato da diverse richieste di potenze e velocità dei veicoli, v_1 e v_2 , il profilo di potenza in ingresso al TU è diverso per i due veicoli, come rappresentato da $P_{G1}(t)$ e $P_{G2}(t)$. La larghezza dell'impulso di potenza è determinata dalla velocità dei veicoli e dalle dimensioni del segmento, mentre la sua intensità è controllata dal veicolo, il quale richiede più o meno potenza. La capacità di filtraggio dell'ingresso dell'inverter non ha l'abilità di attenuare il profilo di potenza di ingresso TU e la TU richiederebbe lo stesso profilo di potenza, o uno molto simile, dalla sezione della rete DC, facendo sì che la "corrente segmentata" e la potenza varino in modo simile. Questi profili di potenza possono essere conosciuti a priori solo in termini di quantità statistiche, come valori medi e variazioni di potenza.

2.3 Topologia della struttura trasmittente e ricevente

Negli anni sono state sviluppate diverse architetture trasmettenti e riceventi, mirate principalmente a:

- Incrementare il più possibile l'accoppiamento magnetico in modo da ottenere un'elevata tensione indotta, nonostante il disallineamento.
- Aumentare l'efficienza riducendo i costi.
- Rendere i moduli il più compatti possibile per adattarsi a un determinato spazio e peso.
- Non aumentare o cancellare il campo elettromagnetico per la sicurezza dei pedoni.

Una delle prime architetture, introdotta dall'Istituto Koreano di Scienza e Tecnologia Avanzate, o *Korea Advanced Institute of Science & Technology* (KAIST), fu quella basata su un lungo tracciato di alimentazione sulla carreggiata [2], [18]. Il tracciato viene eccitato per tutto il tempo del suo funzionamento, indipendentemente dalla presenza di veicoli elettrici. Tale tracciato è costituito principalmente da due cavi, senza alcun materiale magnetico. Ciò comporta una scarsa tolleranza nei confronti del disallineamento laterale del sistema [2], [18]. Pertanto le prestazioni del tracciato sono aumentate aggiungendo materiale magnetico di forme diverse, ad esempio di tipo E, tipo W, tipo U, tipo I, tipo S, tipo S ultra sottile e tipo X a segmenti incrociati [2], [18]. Nel seguito verranno descritte le diverse generazioni di OLEV sviluppate negli anni seguenti.

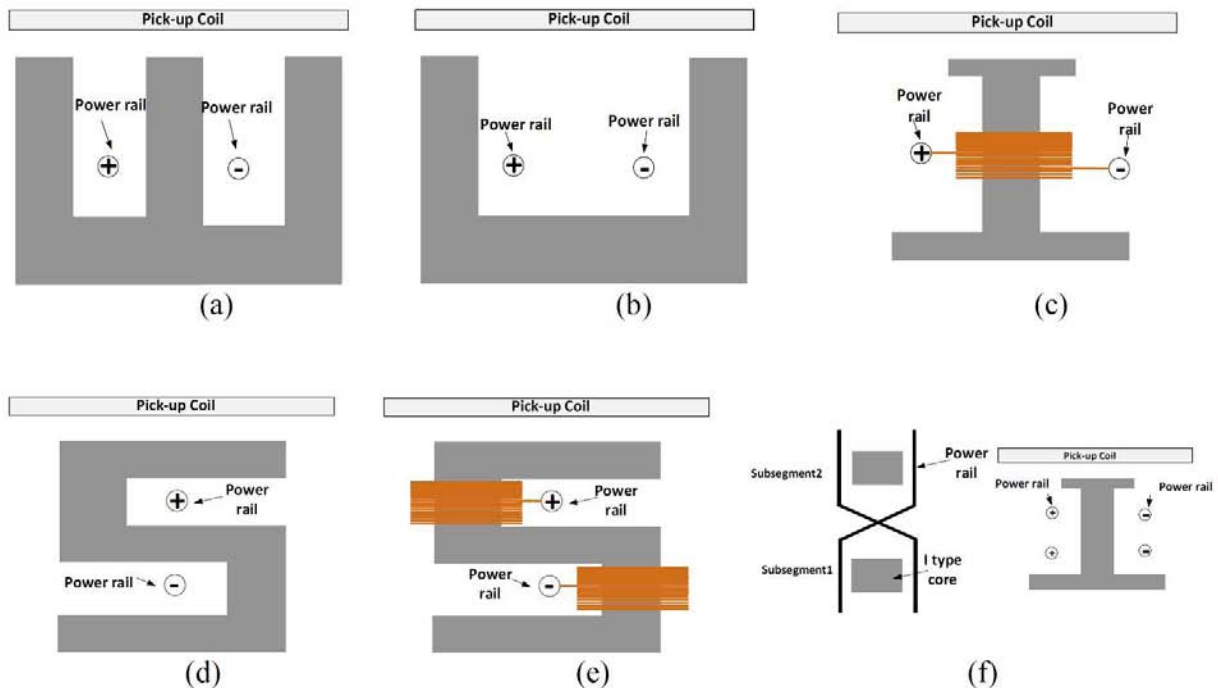


Figura 2.10: Diverse topologie di tracciato trasmittente (a) tipo E (b) tipo U (c) tipo I (d) tipo S (e) tipo S ultra sottile (f) tipo X a segmenti incrociati

2.3.1 OLEV di prima generazione (1G)

Il 1G OLEV, annunciato il 27 febbraio 2009 e mostrato in Figura 2.11, è un golf cart dotato di una ricevente controllata meccanicamente per allinearsi in modo automatico al tracciato trasmittente, lungo 45 m. Lo spostamento laterale, al quale la potenza di uscita si dimezza rispetto al suo massimo e la tensione indotta o l'induzione magnetica diventano il 70,7% del loro massimo, è pari a 23 cm. Tale architettura ha adottato nuclei di tipo E sia per il tracciato di alimentazione che per la bobina ricevente, come mostrato nella Figura 2.10 (a). Inoltre ha raggiunto un'efficienza complessiva del sistema dell' 80% ad una frequenza di commutazione di 20 kHz, e una potenza di uscita di 3 kW rispettivamente ad un traferro d'aria di 1 cm [19].



Figura 2.11: 1G OLEV

2.3.2 OLEV di seconda generazione (2G)

L'OLEV di seconda generazione (2G) fu annunciato il 14 Luglio 2009 e utilizzava una configurazione di tipo U per il tracciato trasmittente, come mostrato nella Figura 2.10 (b), ed una configurazione di tipo I per la bobina ricevente, identico a quello mostrato nella Figura 2.10 (c) per quanto riguarda le strutture trasmettenti. La frequenza nominale di alimentazione era di 20 kHz e la corrente nominale primaria era di 200 A. Lo spostamento laterale, analogamente al 1G OLEV, era di 23 cm. Il carico nominale era di 6 kW per ricevente. È stata raggiunta in uscita una potenza di 52 kW e un'efficienza del 72% con 10 trasmettenti e un traferro d'aria di 17 cm. In confronto con all'1G OLEV, il traferro è aumentato da 1 cm a 17 cm senza apparati di controllo meccanico. Tuttavia, la larghezza del tracciato trasmittente del 2G OLEV è aumentata

a 140 cm a causa della coppia di cavi di ritorno dal tracciato trasmettente, come si vede da Figura 2.12, utilizzati per mitigare l'EMF, secondo le linee guida dettate dalla Commissione internazionale per la protezione dalle radiazioni non ionizzanti, o *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* (ICNIRP). Ciò comporta un incremento dei costi ed una limitazione della potenza. Per risolvere tali problemi fu proposto il 3G OLEV [20].

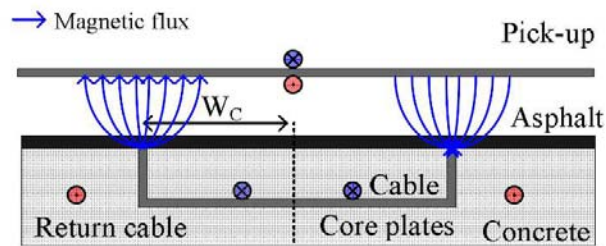


Figura 2.12: Sezione del tracciato di alimentazione di tipo U e della bobina ricevente di tipo I.

2.3.3 OLEV di terza generazione (3G)

Il 3G OLEV è un SUV lanciato il 14 agosto 2009 che utilizzava una struttura di tipo W ultra sottile, la quale non necessitava di cavi di ritorno, come da Figura 2.13. Tale struttura era costituita da una ristretta larghezza della barra del nucleo primario ed un'ampia lunghezza del nucleo ricevente, il che significa che poteva trasferire potenza con un ampio traferro. Inoltre è stato raddoppiato il percorso di ritorno delle linee di flusso, pertanto la potenza trasferita potrebbe essere aumentata, tuttavia il disallineamento laterale massimo consentito era di circa un quarto della lunghezza della bobina primaria [20]. Con la struttura a spina di pesce adottata è stato possibile ridurre di 1/5 la quantità di nucleo rispetto al 2G OLEV, tuttavia la potenza di uscita fu migliorata fino a 17 kW per ricevente. L'efficienza misurata era del 71 % con un traferro d'aria di 17 cm alla stessa frequenza primaria e corrente del 2G OLEV.

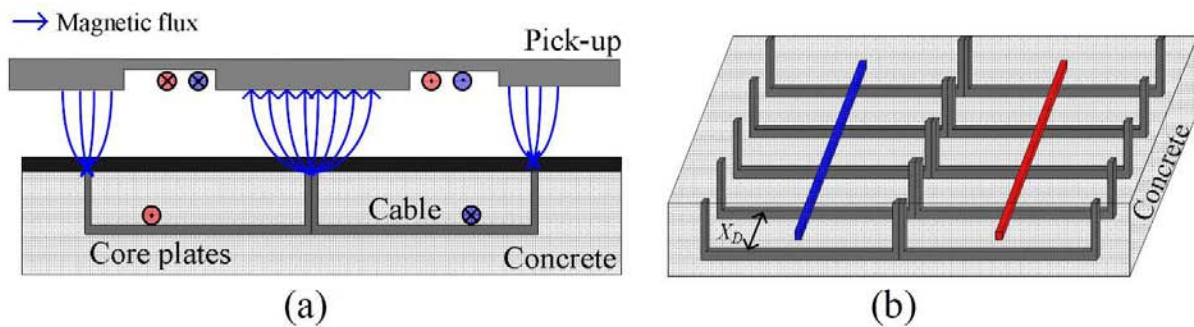


Figura 2.13: Viste del tracciato di alimentazione di tipo W e della bobina ricevente (a) vista in sezione trasversale e (b) vista dall'alto della struttura a spina di pesce.

2.3.4 OLEV di quarta generazione (4G)

Il 4G OLEV è un bus annunciato nel 2010 caratterizzato da una larghezza del tracciato relativamente ridotta di 10 cm, una grande tolleranza nei confronti del disallineamento, con uno spostamento laterale di 24 cm, e un ampio traferro d'aria di 20 cm. È stata raggiunta la massima potenza di uscita di 35 kW e la massima efficienza del 74% a 27 kW. Questa generazione utilizzava un'innovativa struttura di tipo I, come da Figura 2.10 (c), dove tale nome deriva dalla forma della faccia frontale del tracciato di alimentazione. In una struttura di tipo I, ciascun polo magnetico è costituito da nuclei di ferrite e un cavo avvolto alternativamente, e i poli sono collegati tra loro con un nucleo di ferrite, come da Figura 2.14. A causa della polarità magnetica alternata dei poli adiacenti, l'EMF per i pedoni che si trovano attorno al tracciato di alimentazione potrebbe essere drasticamente ridotto e tramite un'ampia trasmittente si potrebbe ottenere uno spostamento laterale relativamente grande.

Un significativo miglioramento è stato ottenuto dal 4G OLEV per quanto riguarda lo spostamento laterale, nonché un ampio traferro d'aria, un'elevata efficienza energetica, minori costi e tempi di costruzione. Tuttavia, i costi ed i tempi di costruzione del tracciato di alimentazione dovrebbero essere ulteriormente ridotti per una migliore commercializzazione.

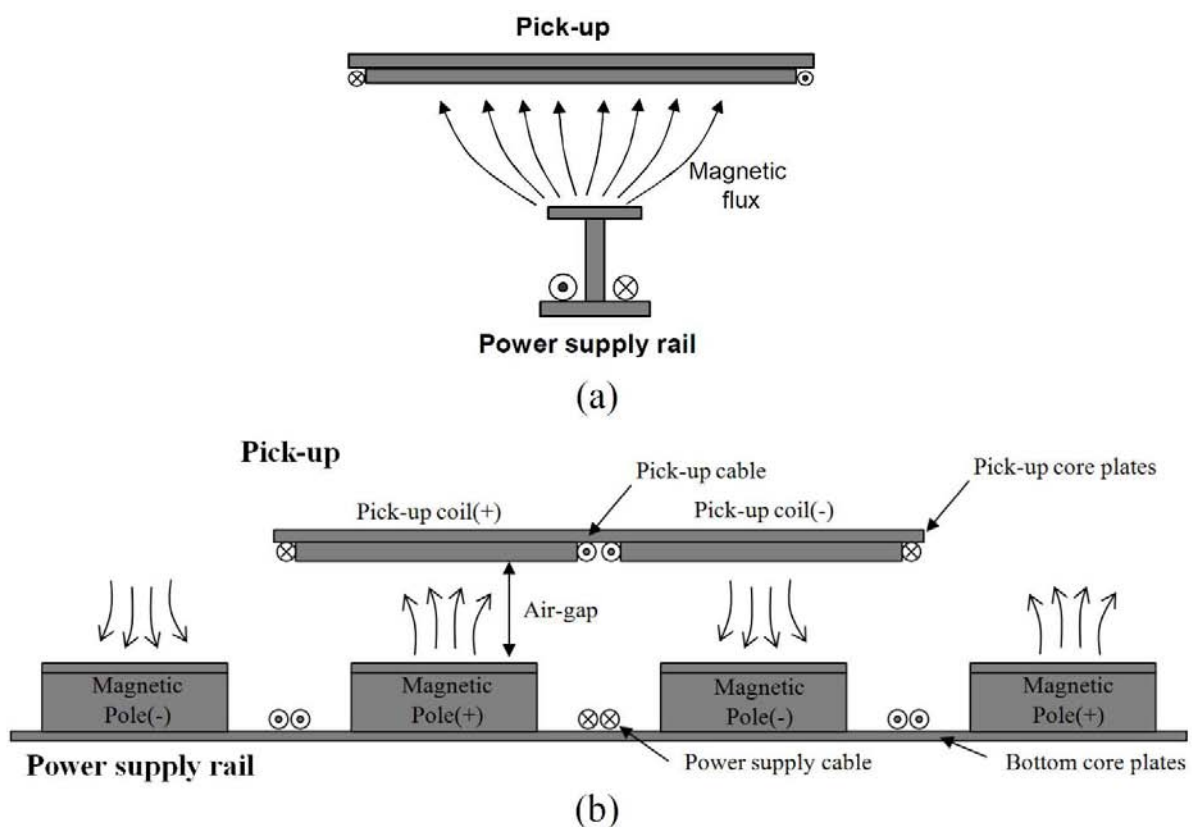


Figura 2.14: Tracciato di alimentazione di tipo I e doppia bobina ricevente piatta (a) Vista frontale (b) Vista laterale.

2.3.5 OLEV di quinta generazione (5G)

Il 5G OLEV è un bus annunciato nel 2012 caratterizzato da una struttura di tipo S, come da Figura 2.10 (d), con un'ampiezza di 4 cm, la quale può ridurre in buona misura i costi ed i tempi di costruzione e commercializzazione. Il nome deriva dalla forma della facciata frontale del tracciato di alimentazione, come si vede dalla Figura 2.15. Ciascun polo magnetico era costituito da piastre di nucleo di ferrite e cavi di alimentazione, mentre i poli magnetici adiacenti erano collegati da piastre inferiori. L'EMF sui pedoni nelle immediate vicinanze del tracciato di alimentazione è significativamente ridotta grazie alla polarità magnetica opposta dei poli adiacenti. È stato stimato che la versione di tipo S ha un EMF inferiore rispetto alla versione di tipo I grazie alla minore larghezza del tracciato. La massima efficienza era del 71% a 9,5 kW e la massima potenza trasmittente era di 22 kW con un traferro di 20 cm.

La struttura di tipo S viene sviluppata anche in una versione tipo S ultra sottile, come da Figura 2.10 (e), la quale è caratterizzata da molteplici spire avvolte nel nucleo in modo impostare il livello di potenza modificando il numero di avvolgimenti e la corrente attraverso la bobina [2], [18].

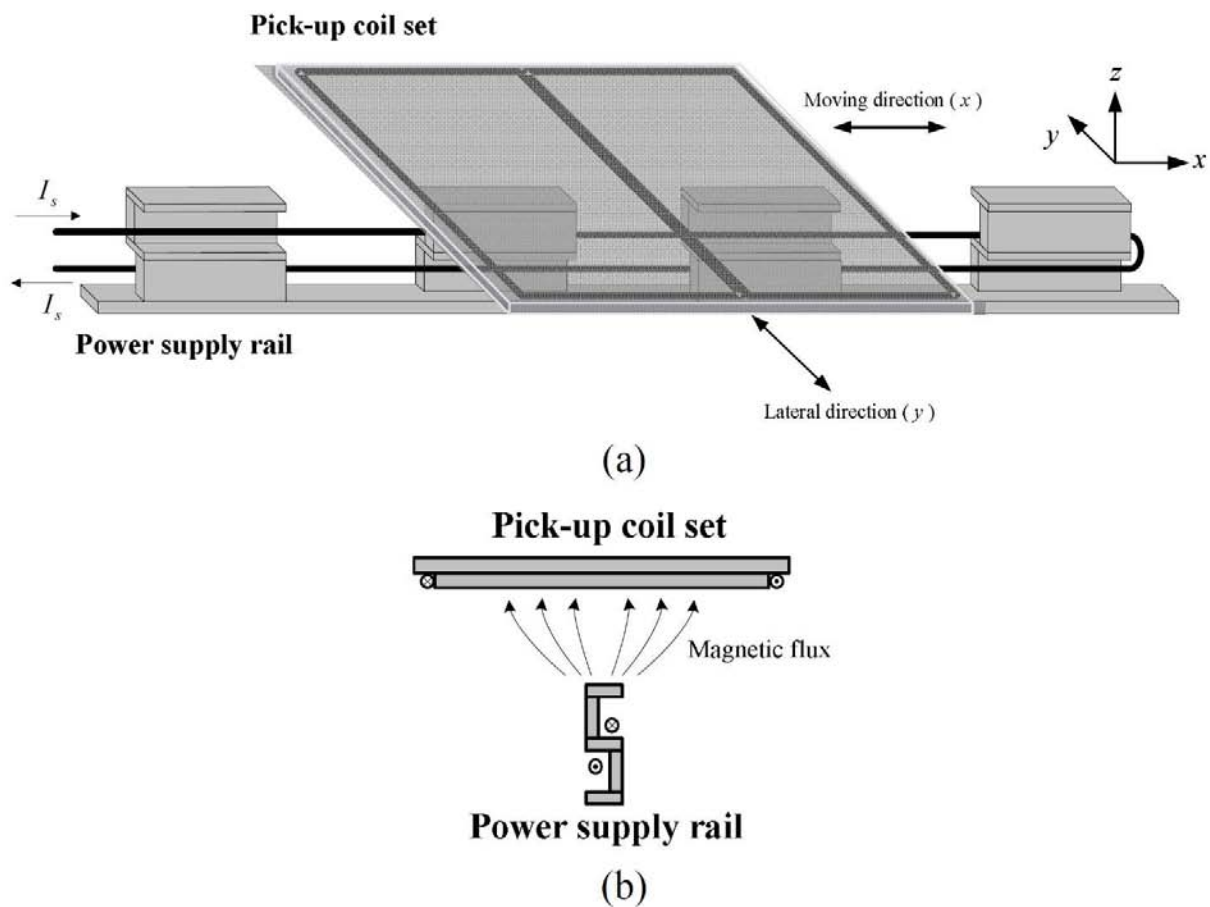


Figura 2.15: Struttura del tracciato di alimentazione di tipo S ultra sottile e bobina ricevente piatta (a) Vista dall'alto (b) Vista laterale (c) Vista frontale.

2.3.6 OLEV con tracciato di alimentazione a segmenti incrociati (X)

La struttura trasmittente a segmenti incrociati X, mostrata in Figura 2.10 (f), la quale utilizza una struttura di tipo I, applicata all'architettura di alimentazione segmentata ad alta frequenza, comporta una minor lunghezza del cavo di alimentazione rispetto alle architetture segmentate sviluppate fino ad oggi. La riduzione di lunghezza del cavo diventa predominante al crescere dei diversi segmenti di tracciato. Inoltre l'inverter può attivare molteplici segmenti allo stesso tempo, alimentando così diversi RPEV, e l'EMF è ridotto grazie alla geometria del tracciato.

Tale architettura è rappresentata in Figura 2.16, dove ogni scatola di commutazione è autocompensata ed è collegata ad una linea di commutazione dove viaggiano i diversi segnali di controllo.

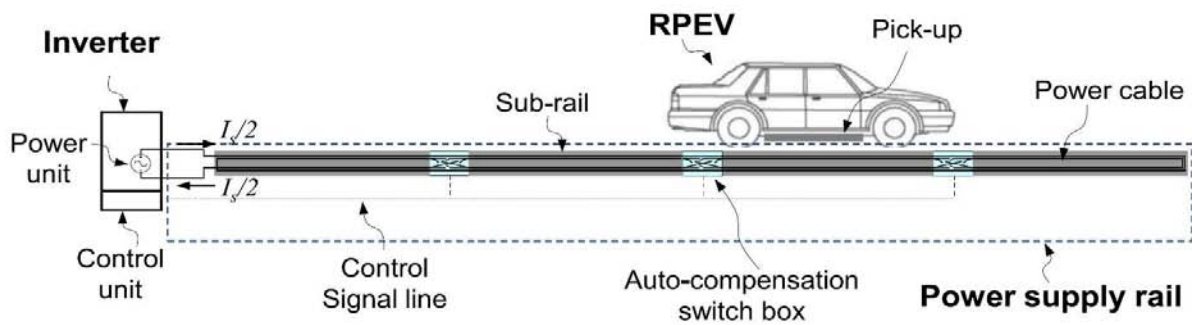


Figura 2.16: Schema generale dell'architettura trasmittente a segmenti incrociati.

2.3.7 Confronto tra le diverse topologie

Un confronto dettagliato delle differenti topologie di tracciati di alimentazione è rappresentato in Tabella 2.1.

Parametri	tipo E	tipo U	tipo W	tipo I	tipo S ultra sottile
Ampiezza tracciato	20cm	140cm	80cm	10cm	4cm
Dispersione EMF	10mG	51mG	50mG	15mG	<10mG
Traferro d'aria	1cm	17cm	20cm	20cm	20cm
Disallineamento laterale	0.3 cm	20cm	15cm	24cm	30cm
Efficienza	80%	72%	74%	80%	71%
Potenza di uscita	3kW/trasmittente	5.2kW/trasm.	15kW/ trasm.	25kW/ trasm.	22kW/ trasm.

Tabella 2.1: Confronto tra diverse strutture di tracciati di alimentazione

2.3.8 OLEV di sesta generazione (6G)

Tutte le generazioni di OLEV presentate funzionano attorno alla frequenza di 20 *kHz*. Tuttavia è in fase di sviluppo un 6G OLEV, che si pone come obiettivo principale quello di garantire la conformità con il nuovo standard SAE J2954 per la ricarica induttiva stazionaria dei veicoli elettrici. Si prevede infatti che il requisito di compatibilità tra i sistemi per il trasferimento di potenza induttiva stazionaria e dinamica, come da Figura 2.17 costituirà un significativo vantaggio e un potenziale requisito per il futuro. Lo standard per la carica induttiva stazionaria specifica una frequenza operativa di 85 *kHz*, il che implica anche considerazioni di progettazione e compromessi diversi rispetto ai precedenti sistemi OLEV che funzionano a 20 *kHz*. Pertanto la 6G si baserà su tracciati senza nucleo, ovvero senza alcuna struttura magnetica rigida sulla strada. L'assenza del nucleo presenta numerosi vantaggi come un costo inferiore, una minore tensione di isolamento, l'assenza di perdite del nucleo e una minore sensibilità ai disallineamenti laterali per la stessa potenza nominale [21].

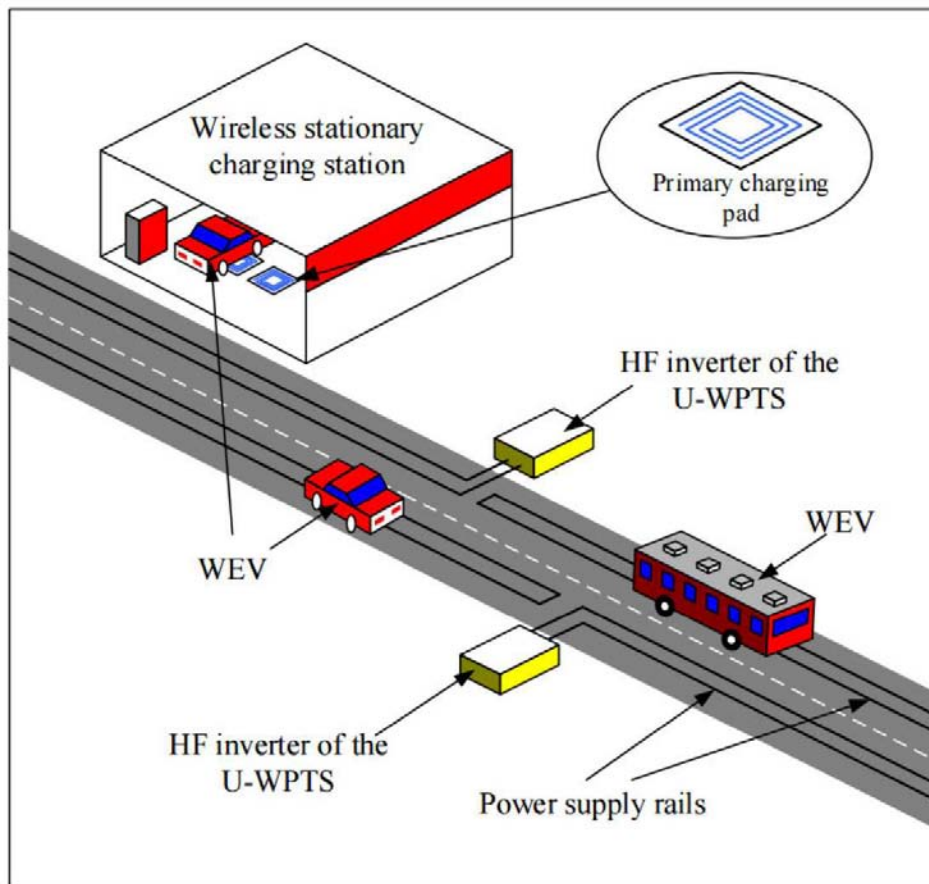


Figura 2.17: Interoperabilità tra sistemi di ricarica stazionaria e dinamica tipo U.

3 Normative e standard di salute e sicurezza

3.1 Introduzione

I veicoli elettrici wireless, anche denominati *Wireless Electric Vehicles* (WEVs), offrono importanti vantaggi rispetto ai sistemi di ricarica plug-in. Tuttavia, presentano anche tre principali potenziali problemi di salute e sicurezza: rischi elettrici, magnetici e di incendio.

I WEVs operano con alti livelli di corrente e tensione. Ciò può causare rischi di scosse elettriche a causa di malfunzionamenti o danni accidentali al dispositivo, derivanti da condizioni ambientali (caldo o freddo) e danni fisici. Inoltre le piastre di ricarica del trasmettitore possono essere installate nel terreno o nel calcestruzzo di aree urbane densamente popolate, dunque sono necessarie norme di sicurezza per fornire protezione ed evitare situazioni potenzialmente letali.

I flussi magnetici generati ad alti livelli di potenza possono superare gli standard minimi e le normative stabilite dalle agenzie di standardizzazione ed essere dannosi per la comunità. Al fine di proteggere la flora e la fauna circostanti, è necessario studiare la compatibilità elettromagnetica, anche denominata *Electromagnetic Compatibility* (EMC), e l'interferenza elettromagnetica (EMI) in modo da regolamentare il funzionamento dei sistemi di ricarica wireless e proteggere al meglio la salute e salvaguardare la sicurezza. In particolare è necessario considerare anche i flussi dispersi, dato che si trasferiscono grandi quantità di energia dal trasmettitore al ricevitore, con un traferro d'aria consistente, a grandi frequenze. Il livello di esposizione a tali flussi deve essere inferiore o conforme alle linee guida sull'esposizione umana (IEEE C.95.1 2005 [22], ICNIRP 1998 (0 Hz-300GHz) e ICNIRP 2010 (0 Hz-100 kHz) [23]) per le varie parti del corpo umano [24]. I valori limite ammissibili sono stati specificati in termini di massima esposizione consentita, anche denominata *Maximum Permission Exposure* (MPE), e rapporto di assorbimento specifico, anche denominato *Specific Absorption Ratio* (SAR) [25]. Ad esempio, una persona con dispositivi di sostegno della salute, come un pacemaker, può avere potenziali problemi di salute se viene esposta a flussi di dispersione. Ciò può verificarsi se il soggetto è seduto all'interno dell'auto, oppure sta camminando a piedi accanto al trasmettitore.

I dispositivi ad alto livello di potenza comportano sempre un rischio di incendio a causa di guasti nei componenti elettronici o meccanici. Ciò può creare condizioni potenzialmente letali. Al fine di evitare tali problemi, devono essere in vigore norme, regolamenti e standard di fabbricazione. Essi devono includere le condizioni meteorologiche, poiché la temperatura in alcuni paesi varia da estremamente fredda a calda nel corso di un anno. Nel complesso, I WEVs richiedono standard di sicurezza in fase di progettazione,

costruzione, produzione e installazione (inclusa la manutenzione) per evitare qualsiasi grave preoccupazione per l'utente.

3.2 Standard di salute e sicurezza internazionali

Al fine di creare un ambiente *user-friendly* per i WEVS, è fondamentale definire standard di efficienza, livello di potenza, frequenza operativa, EMI, EMC e sicurezza e test per la ricerca e la commercializzazione della tecnologia. Molte task force di organizzazioni internazionali, come la *Society of Automotive Engineers* (SAE), la *International Electro Technical Commission* (IEC), l'*Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) e *Underwriters Laboratories* (UL) hanno lavorato con istituti di ricerca, governi, università e industrie automobilistiche EV per consentirne la commercializzazione. La *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* (ICNIRP), la *Federal Communications Commission* (FCC) e l'*American Association of Medical Instrumentation* (AAMI) sono citate in merito agli accordi sui livelli EMC, i limiti EMF e la compatibilità con i dispositivi impiantati per il monitoraggio sanitario, come i pacemaker [26].

	Classi di potenza WPT				
Caratteristiche	WPT1	WPT2	WPT3	WPT4	WPT5
Massima potenza ingresso [kW]	$P \leq 3.7$	$3.7 < P \leq 7.7$	$7.7 < P \leq 11$	$11 < P \leq 7.7$	$P > 22$
Minima efficienza [%]	> 85				Da definire

Tabella 3.1: Standard internazionali SAE (J2954) per ricarica wireless PHEV/EV

La Tabella 3.1 presenta l'elenco degli standard relativi ai WEVS annunciati e in corso di aggiornamento da tutto il mondo. Gli standard internazionali riguardano il lato del trasmettitore (assemblaggio a terra) e la struttura del ricevitore (assemblaggio del veicolo), comprese le modifiche o l'upgrade sugli EV/PHEV a fini di ricerca e commercializzazione. Ad esempio, la SAE annuncia gli standard internazionali di trasferimento di energia wireless TIR J2954 per PHEV e veicoli elettrici con una gamma di frequenza operativa comune tra 81,39 e 90 kHz, per autovetture leggere e passeggeri, come mostrato nella Tabella 3.2 [27]. Inoltre, questo standard include livelli di potenza, limiti elettromagnetici ed efficienza minima ai fini sperimentali e dimostrati dei WEVS. Il comitato WPT SAE J2954 ha effettuato un'ampia varietà di test di validità su banco (test di standardizzazione) e veicoli (test di veicoli completi). In futuro verranno annunciati ulteriori standard per la metodologia di allineamento, i WEVS dinamici e il trasferimento di energia bidirezionale wireless.

Società/Organizzazione	Standard rilevanti	Definizione/descrizione standard	Anno
Society for Automobile Engineers (SAE)	J2954 [27]	Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In EVs and Alignment Methodology	2017
	J1772 [28]	EV/PHEV Conductive Charge Coupler (CCC)	2017
	J2847/6 [29]	Communication Between Wireless Charged Vehicles and Wireless EV Chargers	2015
	J1773 [24]	EV Inductively Coupled Charging	2014
	J2836/6 [30]	Use Cases for Wireless Charging Communication for PEV	2013
Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE)	P2100.1 [31]	Wireless Power and Charging Systems	2017
	C95.1 [32] [13]	Respect to Human Exposure to Radio Frequency (3 kHz - 300 GHz) Electromagnetic Fields	2006
Underwriters Laboratories Inc. (UL)	Subject 2750 [12]	Outline of Investigation, for WEVS	2017
International Organization for Standardization (ISO)	19,363 [33]	Electrically Propelled Road Vehicles - Magnetic Field WPT - Safety and Interoperability Requirements	2017
International Electro-mechanical Commission (IEC)	61980-1 Cor.1 Ed.1.0 [24] [12]	EV WPT Systems Part -1 : General Requirements	2017
	62827-2 Ed.1.0 [24] [12]	WFT-Management: Part 2: Multiple Device Control Management (MDCM)	2017
	63,028 Ed.1.0 [34]	WFT-Air Fuel Alliance Resonant Baseline System Specification (BSS)	2017
	15149-2 (ISO-IEC) [35]	Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Magnetic Field Area Network (MFAN) - Part 2: In-band Control Protocol for WPT	2015
Japan Electric Vehicle Association (JEVS)	G106 [24]	Inductive Charging System for EVs-General Requirements	2000
	G107 [24]	Inductive Charging System for EVs-Manual Connection	2000
	G108 [24]	Inductive Charging System for EVs-Software Interface	2001
	G109 [24]	Inductive Charging System for EVs-General Requirements	2001

Tabella 3.2: Lista degli standard internazionali per I WECS.

4 Sistemi IPT di ricarica rapida ad alta potenza

4.1 Introduzione

Nei sistemi DWPT, il traferro tra il ricevitore e il trasmettitore cambia continuamente. Diverse auto hanno differenti altezze rispetto al suolo e il coefficiente di accoppiamento varia in modo significativo. Pertanto, la topologia del circuito dovrebbe essere progettata per essere il più possibile insensibile alle variazioni del coefficiente dell'accoppiamento. Inoltre è particolarmente importante per l'applicazione DWPT che l'efficienza sia elevata anche nella regione a basso accoppiamento.

Un altro fondamentale requisito per tali sistemi consiste nel raggiungere alti livelli di potenza mantenendo un'elevata efficienza. Comunemente, per raggiungere tali livelli di potenza, si utilizza una delle seguenti topologie circuitali:

1. Molteplici unità trasmittenti in parallelo con uscita comune e singola ricevente monofase con molteplici inverter in parallelo e singolo raddrizzatore monofase
2. Due unità trasmittenti in parallelo con ingresso comune e due riceventi monofase due inverter in parallelo e due raddrizzatori in parallelo monofase
3. Trasmittente e ricevente trifase con 12 bobine con inverter e raddrizzatore trifase;
4. Trasmittente e ricevente monofase con inverter trifase con fasi accoppiate e raddrizzatore monofase.

La topologia parallelo è realizzata collegando alimentatori IPT monofase in parallelo tra di loro. Questo permette di raggiungere livelli di potenza di uscita più elevati e una maggiore flessibilità per i sistemi IPT. Tale topologia non richiede componenti reattivi extra per la parallelizzazione e garantisce il controllo completo sulla condivisione dell'alimentazione tra i moduli paralleli. Inoltre, può continuare a funzionare quando un modulo parallelo difettoso viene spento elettronicamente, migliorando notevolmente l'utilizzo e la robustezza del sistema [36]. La topologia parallelo può essere realizzata con uscita o ingresso comune rispettivamente collegando i diversi alimentatori IPT monofase in parallelo tra di loro attraverso un induttore trasmittente condiviso oppure tramite un bus DC condiviso.

La topologia trifase a 12 bobine condivide il vantaggio della topologia trifase classica a 3 bobine di ridurre la corrente che circola su ciascuna bobina di trasmissione, riducendo così in modo efficace le perdite nel rame e nel ferro e il surriscaldamento. Tuttavia tale topologia a 12 bobine soffre maggiormente della

presenza di interferenze elettromagnetiche tra le bobine di ciascun avvolgimento, rispetto alla topologia trifase a 3 bobine e a quella monofase. L'interferenza magnetica causa un degrado dell'efficienza perché porta a correnti circolanti [37]. Bisogna considerare infine che tale sistema offre, similmente alle due topologie precedenti, una buona ridondanza in quanto può funzionare in monofase in caso una fase fosse guasta.

La topologia a fasi accoppiate raggiunge una maggiore corrente e potenza di uscita collegando in parallelo più gambe dell'inverter a ponte. Tuttavia può anche causare il problema dello squilibrio di corrente da fase a fase ed è relativamente complessa.

Una prima analisi e un confronto di tali architetture è sviluppata nei paragrafi seguenti.

4.2 Topologia parallelo con uscita comune

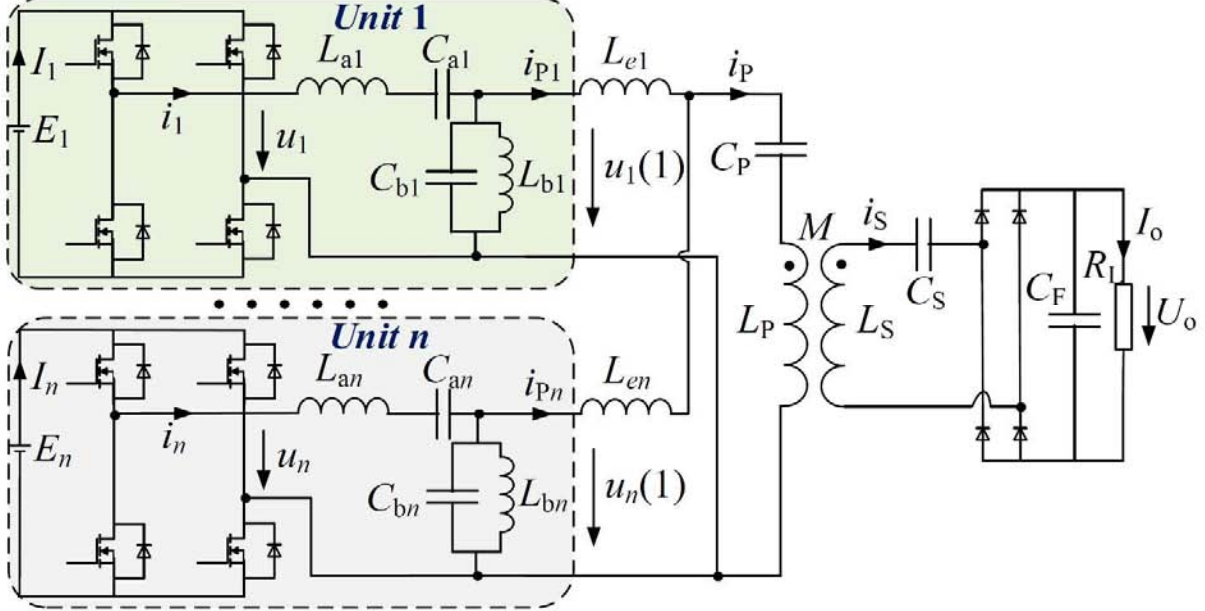


Figura 4.1: Topologia IPT parallelo con uscita comune e compensazione LCL-T

In questa topologia, rappresentata in Figura 4.1, dove n è il numero di inverter identici collegati in parallelo ed operanti alla stessa frequenza ω . Affinché via sia compensazione il circuito serie-parallelo costituito da L_{ak} , C_{ak} , L_{bk} e C_{bk} , per la k -esima unità connessa in parallelo deve rispettare [38]:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{ak}C_{ak}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{bk}C_{bk}}}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (4.1)$$

La corrente di circolazione è di solito è costituita da un componente DC, da una componente armonica e da una componente fondamentale. La rete di compensazione proposta permette di eliminare le prime due componenti, senza la necessità di complessi metodi di controllo.

La k -esima unità parallela è connessa in serie con un induttore di collegamento L_{ek} , che viene utilizzato per sopprimere la corrente di circolazione nel sistema IPT. Il valore di L_{ek} è molto piccolo, pertanto è possibile trascurare la caduta di tensione e le perdite di potenza sulla resistenza degli induttori di connessione [39]. Il condensatore di compensazione C_P è collegato in serie con la bobina primaria L_P . Il circuito secondario è costituito dalla bobina secondaria L_S , dal condensatore di compensazione C_S , dal raddrizzatore e dal carico R_L . Affinché via sia compensazione L_P , C_P , L_S e C_S sono tutti progettati per la frequenza di risonanza:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}} = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}} \quad (4.2)$$

Si consideri ora l'esempio di un sistema IPT parallelo a tre inverter. L'insieme di C_P , L_P e della resistenza riflessa del circuito secondario vale [40]:

$$R_r = \frac{\omega^2 M^2}{\frac{8}{\pi/2} R_L} \quad (4.3)$$

Il circuito equivalente in assenza di compensazione si presenta come in Figura 4.3, dove $\Delta i_{DC1,2}$ è la differenza delle correnti di circolazione DC, $\Delta i_{Har1,2}$ è la differenza delle correnti di circolazione armoniche, mentre $\Delta i_{Fun1,2}$ è la differenza delle correnti fondamentali.

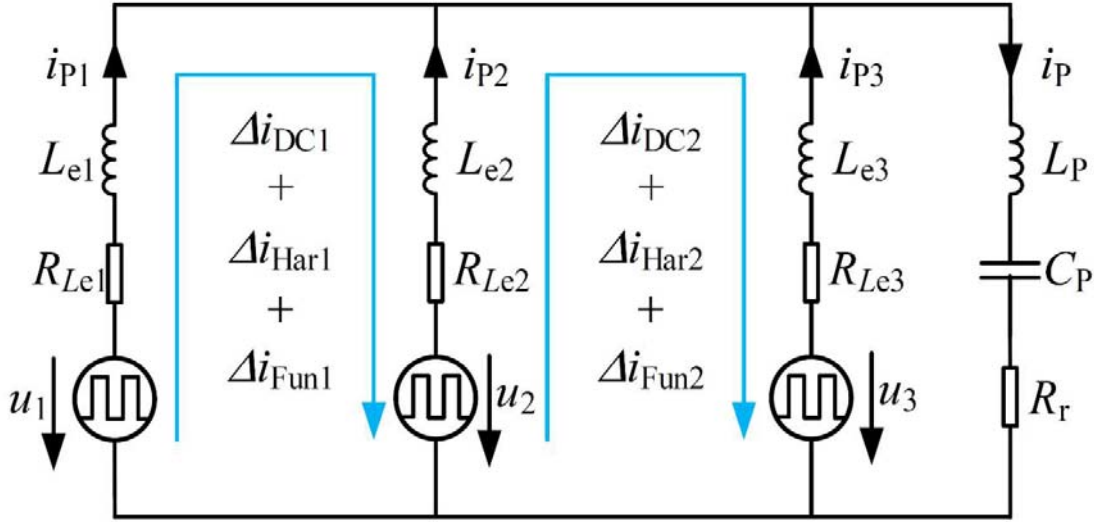


Figura 4.2: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo senza il circuito di compensazione serie-parallelo.

Per eliminare le correnti circolanti $\Delta i_{DC1,2}$ una rete di compensazione risonante serie L_{ak} e C_{ak} è collegata in serie a ciascun ramo dell'unità parallela, in modo da bloccare le correnti DC. Per eliminare le correnti circolanti $\Delta i_{Har1,2}$ una rete di compensazione risonante parallela L_{bk} e C_{bk} è collegata in parallelo a ciascun ramo dell'unità parallela, in modo da filtrare le armoniche diverse dalla componente fondamentale. Tramite la compensazione proposta, e trascurando le resistenze degli induttori di collegamento, molto piccole se comparate con le reattanze induttive (ωL_{e1} , ωL_{e2} e ωL_{e3}), il circuito è quello di Figura 4.3.

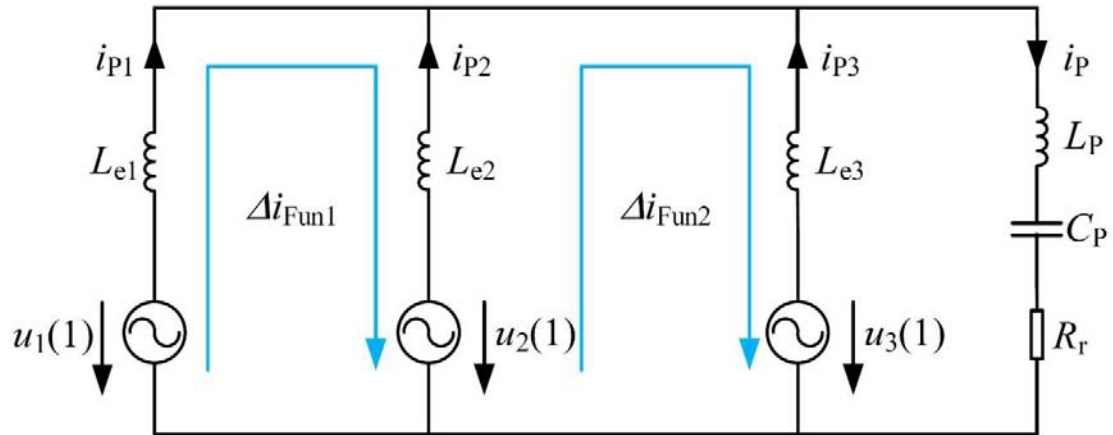


Figura 4.3: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo con il circuito di compensazione serie-parallelo.

Le correnti circolanti fondamentali $\Delta i_{Fun1,2}$ vengono infine eliminate con un metodo di controllo fasoriale basato sulla scomposizione delle correnti, spiegato nel dettaglio nel capitolo seguente.

4.3 Topologia parallelo doppia con ingresso comune

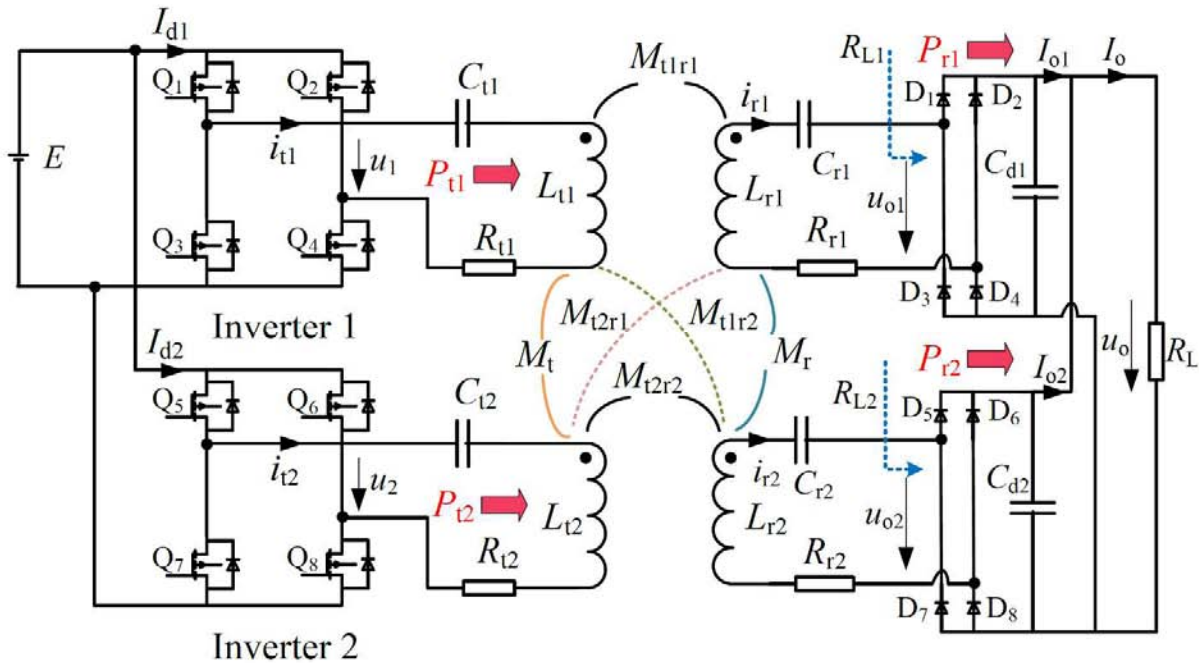


Figura 4.4: Topologia IPT parallelo doppia con ingresso comune e compensazione SS.

In questa topologia due alimentatori sono posti uno accanto all'altro e collegati con due inverter in parallelo che condividono una tensione di ingresso comune mentre i ricevitori sono collegati in parallelo per alimentare il carico, come mostrato in Figura 4.4.

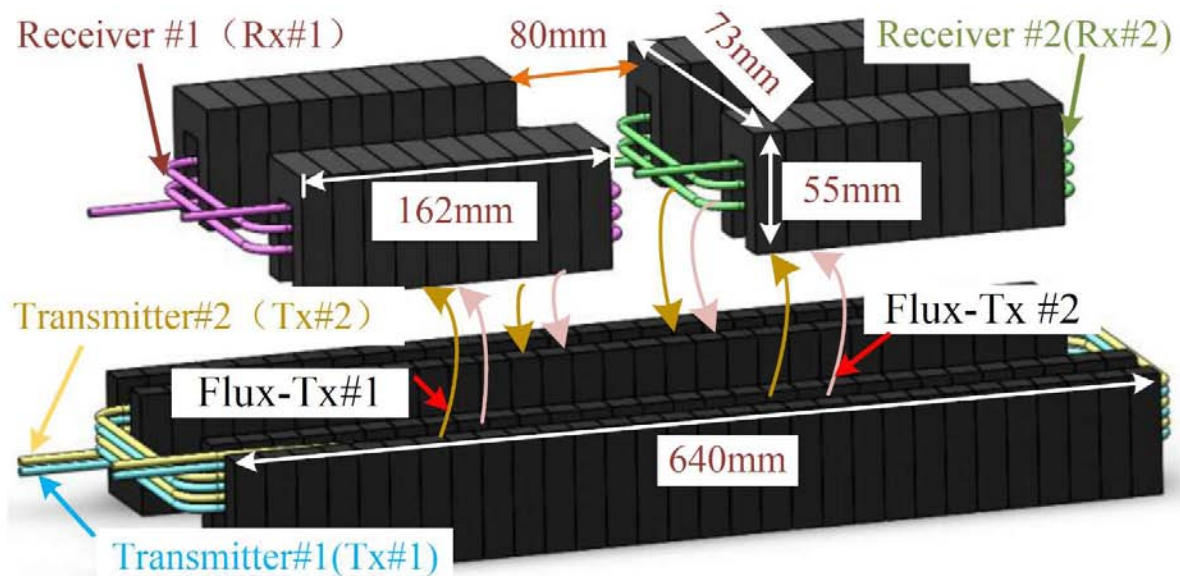


Figura 4.5: Struttura magnetica della topologia proposta.

In alcune applicazioni pratiche, la dimensione della bobina ricevente è limitata dallo spazio utile a disposizione per l'installazione nella parte inferiore del veicolo. Pertanto, potrebbe non esserci spazio sufficiente per installare una bobina ricevente di grandi dimensioni. Inoltre, una bobina di grandi dimensioni con una grande autoinduttanza comporta una tensione elevata dovuta alla risonanza. Tuttavia, una bobina ricevente di piccole dimensioni comporta un basso coefficiente di accoppiamento e pone un limite alla potenza di uscita del sistema IPT. Pertanto, per sfruttare al meglio il campo magnetico è possibile impiegare doppi ricevitori di piccole dimensioni con bassa autoinduttanza. In tal modo i trasmettitori condividono un nucleo di ferrite per generare un forte campo magnetico, mentre i doppi ricevitori di piccole dimensioni sono posti nella parte superiore dei trasmettitori al fine di concatenare il maggior campo magnetico possibile, come mostrato in Figura 4.5.

Secondo questa struttura i trasmettitori e i ricevitori sono inevitabilmente accoppiati magneticamente tra di loro. Pertanto, il Trasmettitore#1 può trasferire energia al Ricevitore#1 e al Ricevitore#2, contemporaneamente. Analogamente, il Trasmettitore#2 può trasferire energia al Ricevitore#1 e al Ricevitore#2. Pertanto sono presenti quattro percorsi di trasmissione dell'energia.

Le mutue induttanze di accoppiamento tra lati opposti M_{tirj} sono definite come mutue induttanze di accoppiamento tra il Trasmettitore# i ($i = 1,2$) e il Ricevitore# j ($j = 1,2$) distribuite su lati diversi, mentre le mutue induttanze di accoppiamento dello stesso lato M_t e M_r sono definite come mutue induttanze di accoppiamento tra bobine accoppiate provenienti dallo stesso lato. L_{t1} , L_{t2} , L_{r1} e L_{r2} sono le autoinduttanze del lato trasmittente e ricevente rispettivamente. Il carico è rappresentato da una resistenza R_L . Si utilizza la compensazione serie-serie sia per il lato primario sia per il lato secondario. C_{t1} , C_{t2} , C_{r1} e C_{r2} sono i condensatori di compensazione del lato trasmittente e ricevente rispettivamente. R_{t1} , R_{t2} , R_{r1} e R_{r2} sono le resistenze parassita del lato trasmittente e ricevente rispettivamente. Si definiscono R_{L1} e R_{L2} le resistenze equivalenti dei due raddrizzatori rispettivamente.

Nel seguito si considerano solo armoniche fondamentali e il sistema in stato stazionario. Gli inverter sono controllati con la tecnica PS-PWM e generano tensioni AC di frequenza fissata i cui fasori fondamentali valgono:

$$\dot{U} = \dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \frac{2\sqrt{2}E \sin(\theta_L)}{\pi} \quad (4.4)$$

dove θ_L è l'angolo di conduzione dell'inverter.

Dalle leggi di Kirchhoff le relazioni tra le tensioni e le correnti sono le seguenti:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{t1} & j\omega M_t & -j\omega M_{t1r1} & -j\omega M_{t1r2} \\ j\omega M_t & Z_{t2} & -j\omega M_{t1r1} & -j\omega M_{t1r2} \\ j\omega M_{t1r1} & j\omega M_{t1r2} & -Z_{r1} & -j\omega M_r \\ j\omega M_{t1r1} & j\omega M_{t1r2} & -j\omega M_r & -Z_{r2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{t1} \\ \dot{I}_{t2} \\ \dot{I}_{r1} \\ \dot{I}_{r2} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

dove:

$$\begin{cases} Z_{t1} = j\omega L_{t1} + \frac{1}{j\omega C_{t1}} + R_{t1} \\ Z_{t2} = j\omega L_{t2} + \frac{1}{j\omega C_{t2}} + R_{t2} \\ Z_{r1} = j\omega L_{r1} + \frac{1}{j\omega C_{r1}} + R_{r1} + R_{L1} \\ Z_{r2} = j\omega L_{r2} + \frac{1}{j\omega C_{r2}} + R_{r2} + R_{L2} \end{cases} \quad (4.6)$$

Grazie alla compensazione SS, le autoinduttanze dei ricevitori e trasmettitori sono completamente sintonizzate tra loro dunque:

$$\begin{cases} j\omega L_{ti} + \frac{1}{j\omega C_{ti}} = 0 \\ j\omega L_{ti} + \frac{1}{j\omega C_{ti}} = 0 \end{cases}, \quad i = 1,2 \quad (4.7)$$

Inoltre anche le mutue induttanze tra lati opposti sono approssimativamente identiche tra loro, dunque:

$$M_{tirj} = M, \quad i = 1,2; j = 1,2 \quad (4.8)$$

Le resistenze parassita dei trasmettitori sono identiche a R_t e quelle dei ricevitori a R_r .

La resistenza equivalente di due raddrizzatori connessi in parallelo è pari a [41]:

$$R_{L1} = R_{L2} = \frac{16}{\pi^2} R_L = R_o \quad (4.9)$$

Sostituendo le (4.6),(4.7) e (4.9) nella (4.5) si ottiene:

$$\begin{cases} i_{t1} = i_{t2} = \left(\frac{M_r}{2M} - j \frac{R_o + R_r}{2\omega M} \right) i_{r1} = \left(\frac{M_r}{2M} - j \frac{R_o + R_r}{2\omega M} \right) i_{r2} \\ \dot{U}_1 = \left[R_t + \frac{4\omega^2 M^2 (R_o + R_r)}{\omega^2 M^2 + (R_o + R_r)^2} + j \frac{\omega^3 M^2 (M_t - M_r) + \omega M_t (R_o + R_r)^2}{\omega^2 M^2 + (R_o + R_r)^2} \right] i_{t1} \end{cases} \quad (4.10)$$

Pertanto le impedenze di ingresso del sistema possono essere ricavate come:

$$\begin{aligned} Z_{IN1} = Z_{IN2} &= \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_{t1}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_{t2}} \\ &= R_t + \frac{4\omega^2 M^2 (R_o + R_r)}{\omega^2 M^2 + (R_o + R_r)^2} + j \frac{\omega^3 M^2 (M_t - M_r) + \omega M_t (R_o + R_r)^2}{\omega^2 M^2 + (R_o + R_r)^2} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Si nota pertanto come le mutue induttanze di accoppiamento dello stesso lato possono rendere le impedenze di ingresso sia capacitive o induttive anziché resistive, il che indica che gli inverter non funzionano in condizioni di risonanza. Di conseguenza, i condensatori utilizzati per compensare il trasmettitore e il ricevitore non possono soddisfare il requisito di risonanza a causa degli accoppiamenti dello stesso lato. Tali accoppiamento peggiorano l'efficienza e inducono correnti di circolazione.

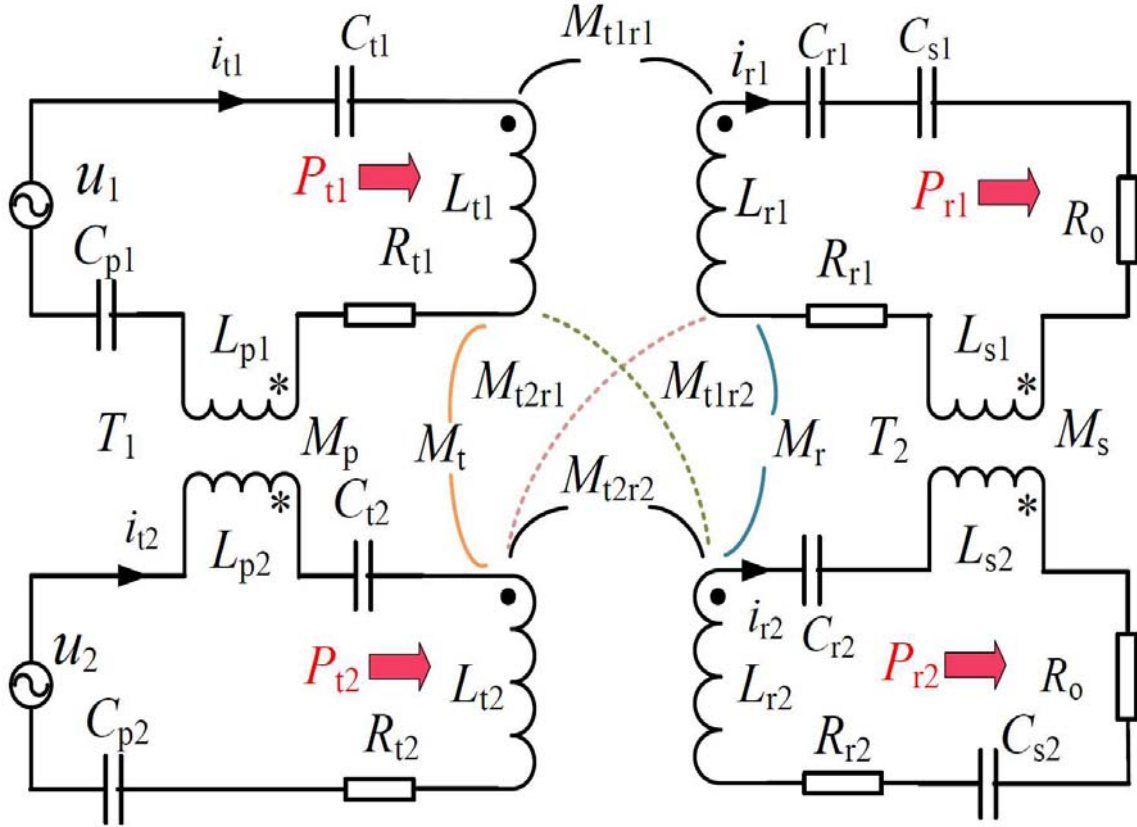


Figura 4.6: Soluzione proposta per eliminare gli effetti delle mutue induttanze.

La soluzione proposta [42] consiste nell'utilizzo di trasformatori di disaccoppiamento in grado di indurre tensioni opposte al fine di cancellare le tensioni indotte causate dalle mutue induttanze di accoppiamento dello stesso lato, come mostrato in Figura 4.6. Un trasformatore di disaccoppiamento T_1 (le autoinduttanze sono L_{p1} e L_{p2}) è collegato in serie con il Trasmettitore#1 e il Trasmettitore#2. M_p è la mutua induttanza di T_1 progettata per essere identica a M_t . Analogamente, un trasformatore di disaccoppiamento T_2 viene utilizzato nel lato secondario e M_s è progettato per essere uguale a M_r . Le resistenze parassite di T_1 e T_2 possono essere trascurate rispetto al carico. Variando le spire di T_1 e T_2 , si possono ottenere mutue induttanze identiche o quasi identiche ($M_p = M_t$ e $M_s = M_r$).

Sono inoltre inseriti condensatori aggiuntivi per compensare le auto induttanze di T_1 e T_2 :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{p1}C_{c1}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{p2}C_{p2}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{s1}C_{s1}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{s2}C_{s2}}} \quad (4.12)$$

Le relazioni tra le correnti e le tensioni possono essere riscritte come:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{t1} & j\omega(M_{t1t2} - M_p) & -j\omega M_{t1r1} & -j\omega M_{t1r2} \\ j\omega(M_{t1t2} - M_p) & Z_{t2} & -j\omega M_{t2r1} & -j\omega M_{t2r2} \\ j\omega M_{t1r1} & j\omega M_{t2r1} & -Z_{r1} & -j\omega(M_{r1r2} - M_s) \\ j\omega M_{t1r2} & j\omega M_{t2r2} & -j\omega(M_{r1r2} - M_s) & -Z_{r2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{t1} \\ \dot{I}_{t2} \\ \dot{I}_{r1} \\ \dot{I}_{r2} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Una volta risolta la (4.13) si ottiene:

$$\begin{cases} \dot{I}_{t1} = \dot{I}_{t2} = -j \frac{R_o + R_r}{2\omega M} \dot{I}_{r1} = -j \frac{R_o + R_r}{2\omega M} \dot{I}_{r2} \\ \dot{U}_1 = \left[R_t + \frac{4\omega^2 M^2 (R_o + R_r)}{\omega^2 M^2 + (R_o + R_r)^2} \right] \dot{I}_{t1} \end{cases} \quad (4.14)$$

Pertanto le impedenze di ingresso del sistema possono essere ricavate come:

$$Z_{IN1} = Z_{IN2} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_{t1}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_{t2}} = R_t + \frac{4\omega^2 M^2}{R_o + R_r} \quad (4.15)$$

È evidente che gli inverter operano in risonanza e forniscono solo potenza attiva al carico.

L'efficienza del sistema in tali condizione equivale a [42]:

$$\eta = \frac{4\omega^2 M^2 R_o}{(R_o + R_r)(4\omega^2 M^2 + R_o R_t + R_t R_r)} \quad (4.16)$$

Al fine di mantenere la tensione al carico costante al valore desiderato, si utilizza un sistema di controllo lineare a retroazione, come mostrato in Figura 4.7. La tensione di uscita del carico è rilevata da un sensore di tensione, e tale dato viene elaborato da un processore di segnale digitale, anche denominato *Digital Signal Processor* (DSP). In seguito, un modulo wireless di comunicazione invia la misura della tensione di uscita (u_o) sul carico al controllore primario per un controllo a catena chiusa. Il controllore primario può essere proporzionale integrale (PI), oppure proporzionale (P), etc. Nel caso in esame è stato utilizzato un controllore PI, il quale controlla e regola l'ampiezza della tensione di uscita (u_o) variando l'angolo di conduzione dell'inverter θ_L . Il riferimento per la tensione di uscita è fissato a u_o^* . Assumendo l'ipotesi che si verifichi una perturbazione in u_o , p.e. $u_o > u_o^*$, l'uscita del controllore θ_L dovrebbe diminuire. Di conseguenza u_o può essere controllato al fine di eguagliare il suo riferimento u_o^* . Si noti infine come la tensione di uscita può essere mantenuta anche in presenza di un inverter e un raddrizzatore guasto grazie alla ridondanza della struttura magnetica costituita da quattro percorsi di trasmissione dell'energia.

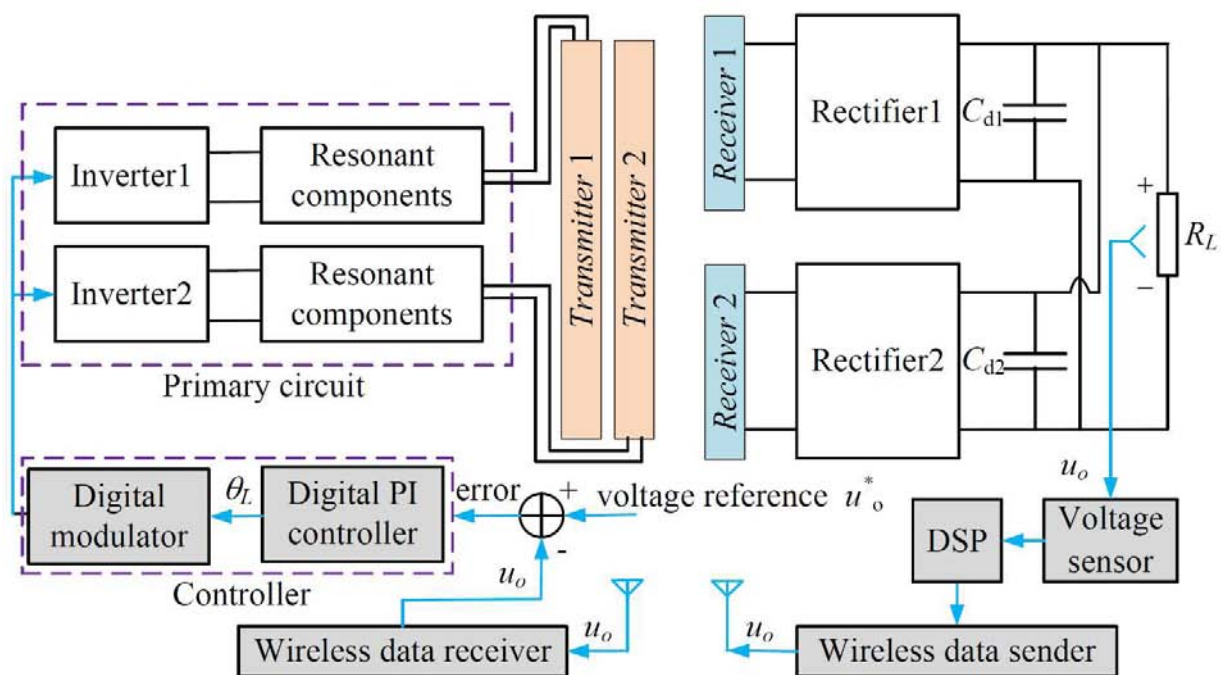


Figura 4.7: Diagramma di controllo della topologia proposta

4.4 Topologia trifase a 12 bobine

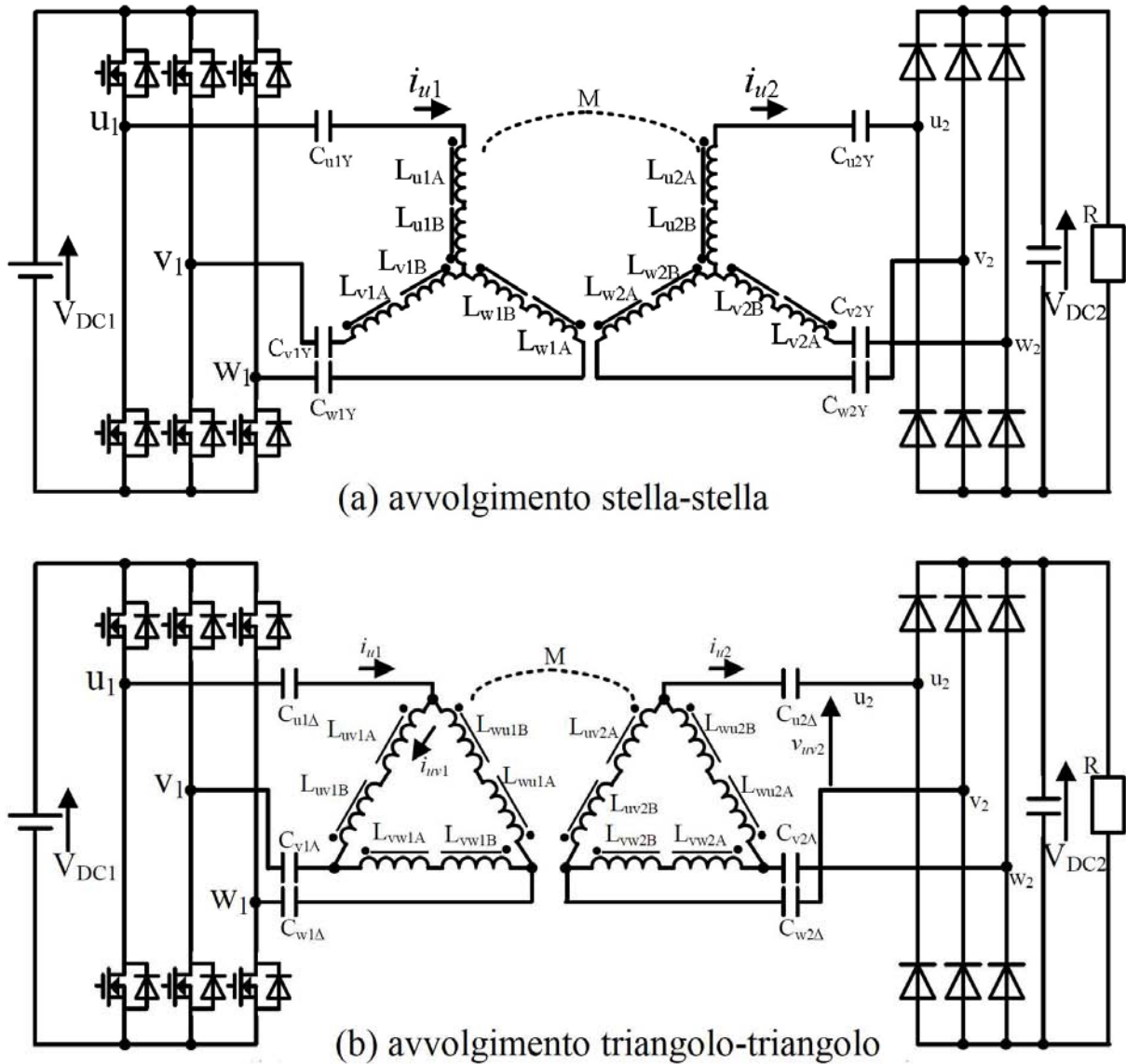
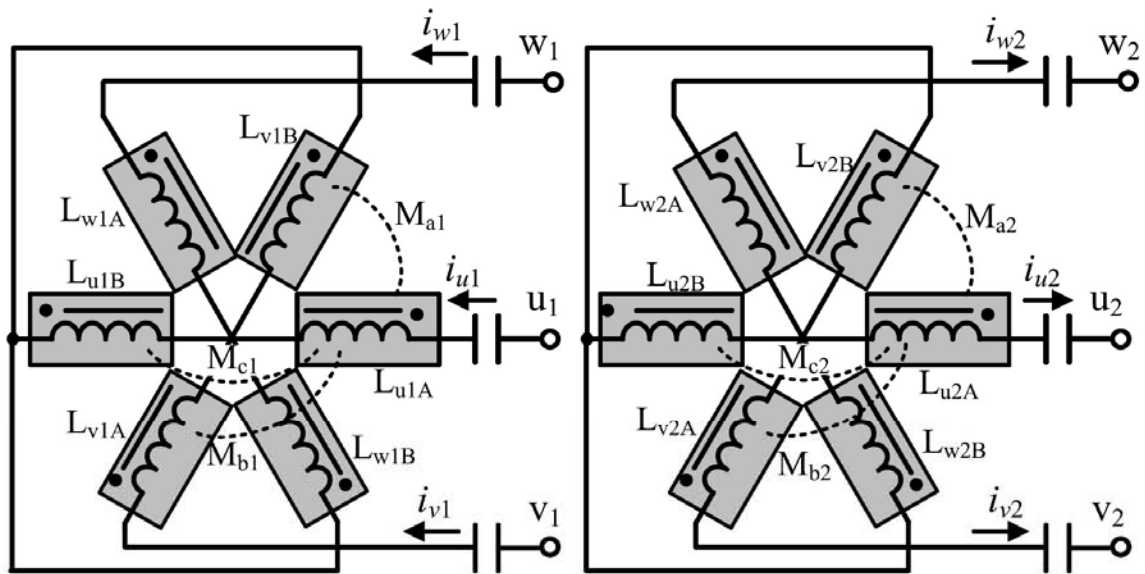


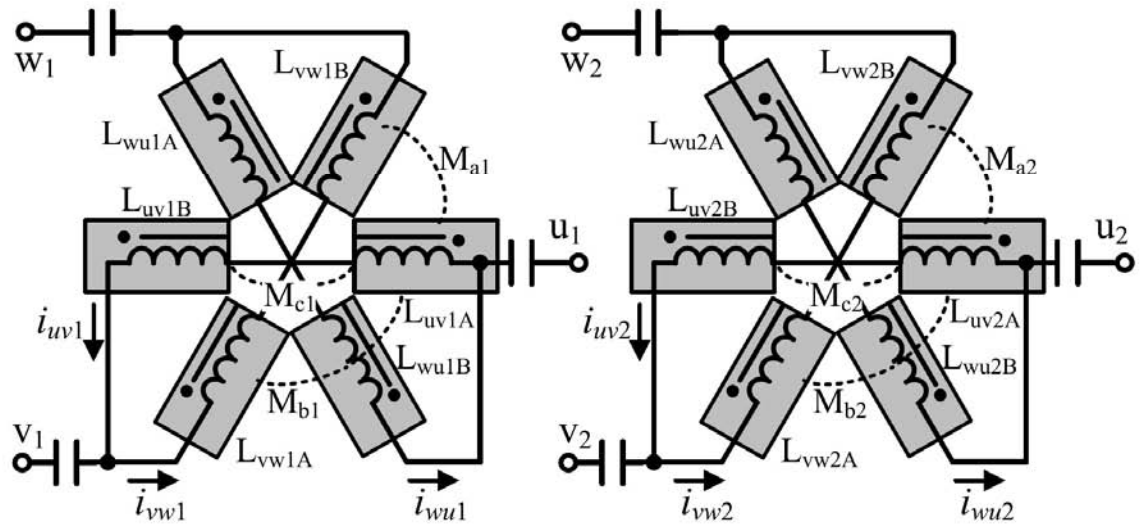
Figura 4.8: Sistema IPT trifase con 12 avvolgimenti

La topologia IPT trifase proposta è mostrata schematicamente in Figura 4.8 ed è costituita da 12 bobine solenoidali, costituite da sei coppie di bobine poste una di fronte all'altra. Le bobine primarie e le bobine secondarie sono posizionate ad un angolo di 60 gradi l'una rispetto all'altra. La compensazione adottata è del tipo SS. Grazie a tale configurazione delle bobine, e ad una loro opportuna progettazione, è possibile ridurre l'EMI tra ogni bobina trasmittente e ricevente ed eliminare gli effetti dell'EMI che si manifesta tra le 6 bobine trasmettenti o tra le 6 bobine riceventi.

Nel dettaglio, le bobine trifase possono essere collegate non solo con avvolgimenti stella-stella ma anche con avvolgimenti stella-triangolo, triangolo-triangolo e triangolo-triangolo. Tuttavia, vengono discussi solo gli avvolgimenti stella-stella e triangolo-triangolo. La differenza di fase di ciascuna fase è di 120 gradi. I condensatori risonanti sono collegati all'uscita dell'inverter primario e all'ingresso del raddrizzatore in serie. Utilizzando l'IPT trifase e la tecnica di compensazione serie-serie, è possibile ridurre la perdita nel rame degli avvolgimenti, dato che la corrente viene deviata in sei bobine. Pertanto, il sistema IPT proposto è efficace per migliorare la dissipazione del calore delle bobine di trasmissione.



(a) avvolgimento stella-stella



(b) avvolgimento triangolo-triangolo

Figura 4.9: Posizionamento e connessione degli avvolgimenti

Nella Figura 4.9 è rappresentato il posizionamento e il collegamento degli avvolgimenti. La mutua induttanza M rappresenta le induttanze reciproche tra il lato primario e il lato secondario, e contribuisce alla trasmissione di potenza, ad esempio l'induttanza reciproca tra L_{u1A} e L_{u2A} . La mutua induttanza M_a rappresenta l'induttanza reciproca tra le bobine adiacenti, ad esempio l'induttanza reciproca tra L_{u1A} e L_{v1B} . La mutua induttanza M_b rappresenta l'induttanza reciproca tra le bobine, che sono posizionate a 120 gradi l'una dall'altra, ad esempio l'induttanza reciproca tra L_{u1A} e L_{v1a} . La mutua induttanza M_c rappresenta l'induttanza reciproca tra le bobine opposte, ad esempio l'induttanza reciproca tra L_{u1A} e L_{u1B} . Il suffisso "1" indica induttanze sul lato primario e "2" indica induttanze sul lato secondario.

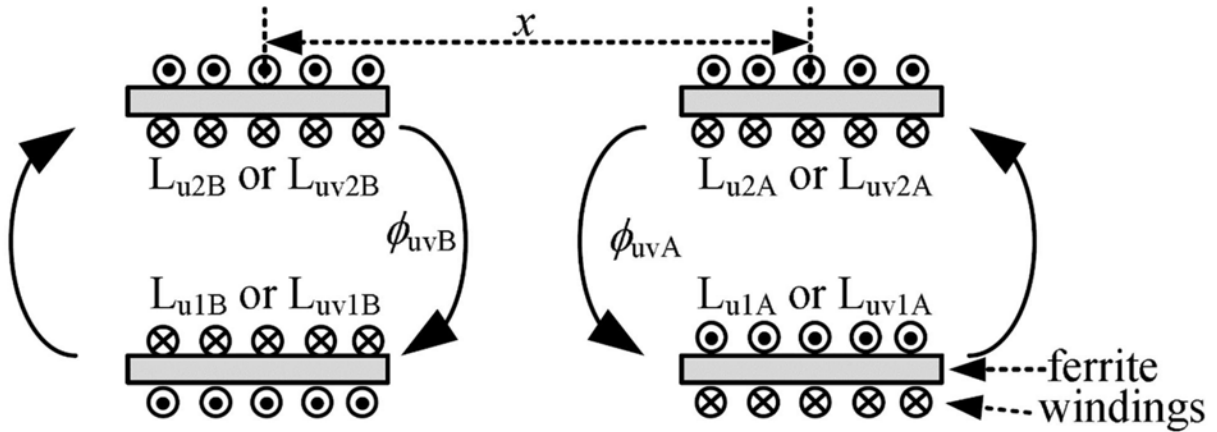


Figura 4.10: Meccanismo di riduzione del radiodisturbo utilizzando solenoidi

La massima riduzione dell'EMI tra ogni bobina trasmittente e ricevente si ottiene quando tali bobine sono poste l'una affiancata all'altra [37]. La Figura 4.10 mostra il meccanismo di riduzione dell'EMI in cui due bobine di trasmissione collegate in serie (ad es. L_{uv1A} e L_{uv1B}), costituite da spire avvolte in modo opposto, sono posizionate l'una di fronte all'altra. L'EMI misurata, con tale configurazione di bobine, a 10 m dal sistema IPT è in genere nullo [43], in quanto si generano due flussi di direzioni opposte e di uguale ampiezza che si annullano a vicenda. Tuttavia, la riduzione dell'EMI comporta ulteriori EMI tra le sei bobine su ciascun lato primario e secondario, dunque la presenza di tensioni indotte e correnti circolanti. Per annullare questo effetto secondario, si consideri l'esempio di un avvolgimento stella-stella, dove la tensione indotta su L_{u1} vale [37]:

$$v_{u1a} = L_{1Ys} \frac{di_{u1}}{dt} + M \frac{di_{u2}}{dt} - M_{c1} \frac{di_{u1}}{dt} - M_{a1} \left(\frac{di_{v1}}{dt} + \frac{di_{w1}}{dt} \right) + M_{b1} \left(\frac{di_{v1}}{dt} + \frac{di_{w1}}{dt} \right) \quad (4.17)$$

Il primo termine del lato destro nella (4.17) è la tensione indotta dall'autoinduttanza, il secondo termine è quella relativa alla mutua induttanza causata dalla bobina sul lato secondario. Esso contribuisce alla trasmissione di potenza. I termini dal terzo al quinto sono tensioni indotte causate da accoppiamenti dovuti a interferenze. Se i termini dal terzo al quinto nella (4.17) sono nulli, la relazione tra la bobina primaria

L_{1Ys} e la bobina secondaria L_{2Ys} è pari a quella che si ha in una trasmissione di potenza da una bobina all'altra senza interferenze.

Assumendo che il sistema trifase sia in equilibrio la corrente primaria può essere espressa come:

$$\begin{aligned} i_{u1} &= I_{m1} \sin \omega t \\ i_{v1} &= I_{m1} \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ i_{w1} &= I_{m1} \sin \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \end{aligned} \quad (4.18)$$

dove I_{m1} è l'ampiezza della corrente primaria.

Sostituendo la (4.18) nella (4.17), la (4.17) diventa:

$$\begin{aligned} v_{u1a} &= L_{1Ys} \frac{di_{u1}}{dt} + M \frac{di_{u2}}{dt} \\ &\quad - \omega I_m \left\{ M_{c1} \cos \omega t + (M_{a1} - M_{b1}) \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \right. \\ &\quad \left. + (M_{a1} - M_{b1}) \cos \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \right\} \end{aligned} \quad (4.19)$$

dove I_m è il valore massimo della corrente primaria i_{u1} che scorre in ognuna delle bobine primarie.

Dalla (4.19) si ricava che le tensioni indotte indesiderate non si verificano quando è soddisfatta:

$$M_{a1} = M_{b1} + M_{c1} \quad (4.20)$$

Siccome le autoinduttanze delle bobine primarie L_{1Ys} sono tutte uguali tra loro, la condizione di cancellazione delle tensioni indotte indesiderate è la seguente:

$$k_{a1} = k_{b1} + k_{c1} \quad (4.21)$$

Pertanto, l'accoppiamento indesiderato può essere annullato progettando l'accoppiamento magnetico secondo la (4.21) sul lato primario. Così facendo le interferenze elettromagnetiche attraverso le bobine di trasmissione non influiscono sul fattore di potenza.

Analogamente, l'accoppiamento indesiderato sul lato secondario può essere annullato progettando l'accoppiamento magnetico secondo la (4.22):

$$k_{a2} = k_{b2} + k_{c2} \quad (4.22)$$

Tale topologia è stata testata con un prototipo da 2.9 kW [37], la cui disposizione e collegamento delle bobine sono mostrati in Figura 4.11. Le bobine di trasmissione sono poste circolarmente e la distanza tra ognuna di esse viene modificata opportunamente in modo da soddisfare le condizioni di cancellazione dell'EMI ricavate.

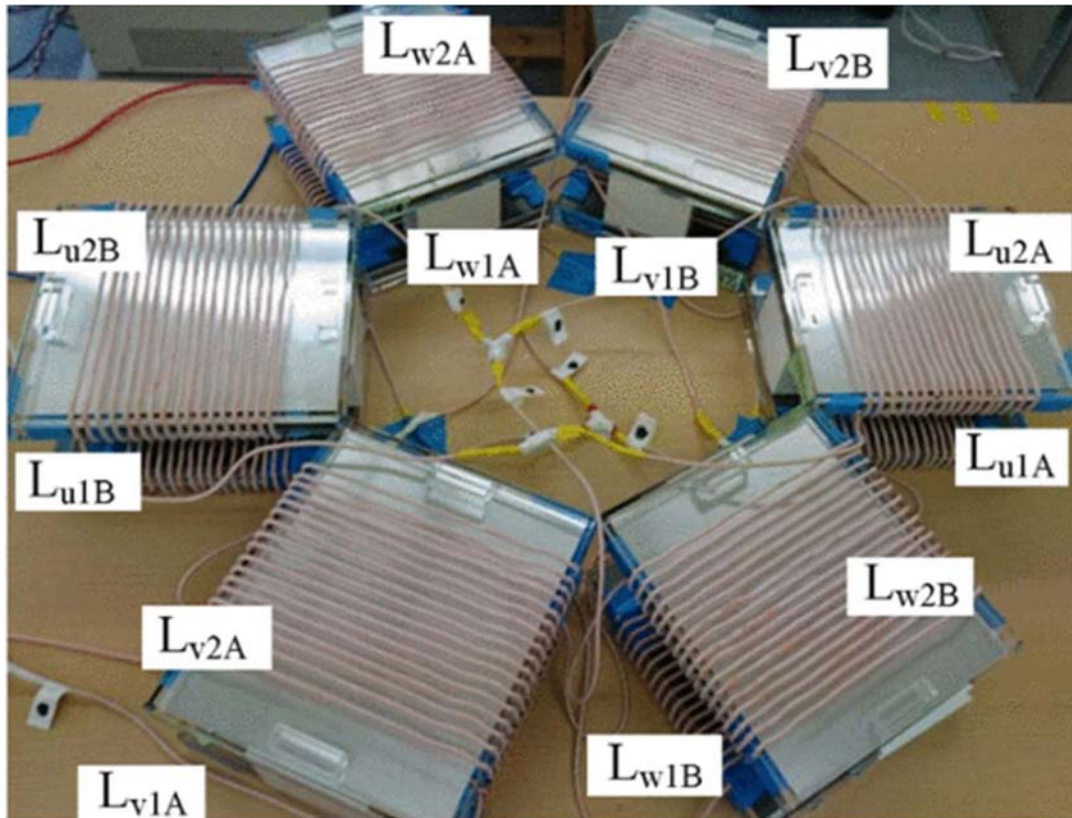


Figura 4.11: Disposizione e collegamento delle bobine

4.5 Topologia a fasi accoppiate in parallelo con accoppiamento in cascata ciclico

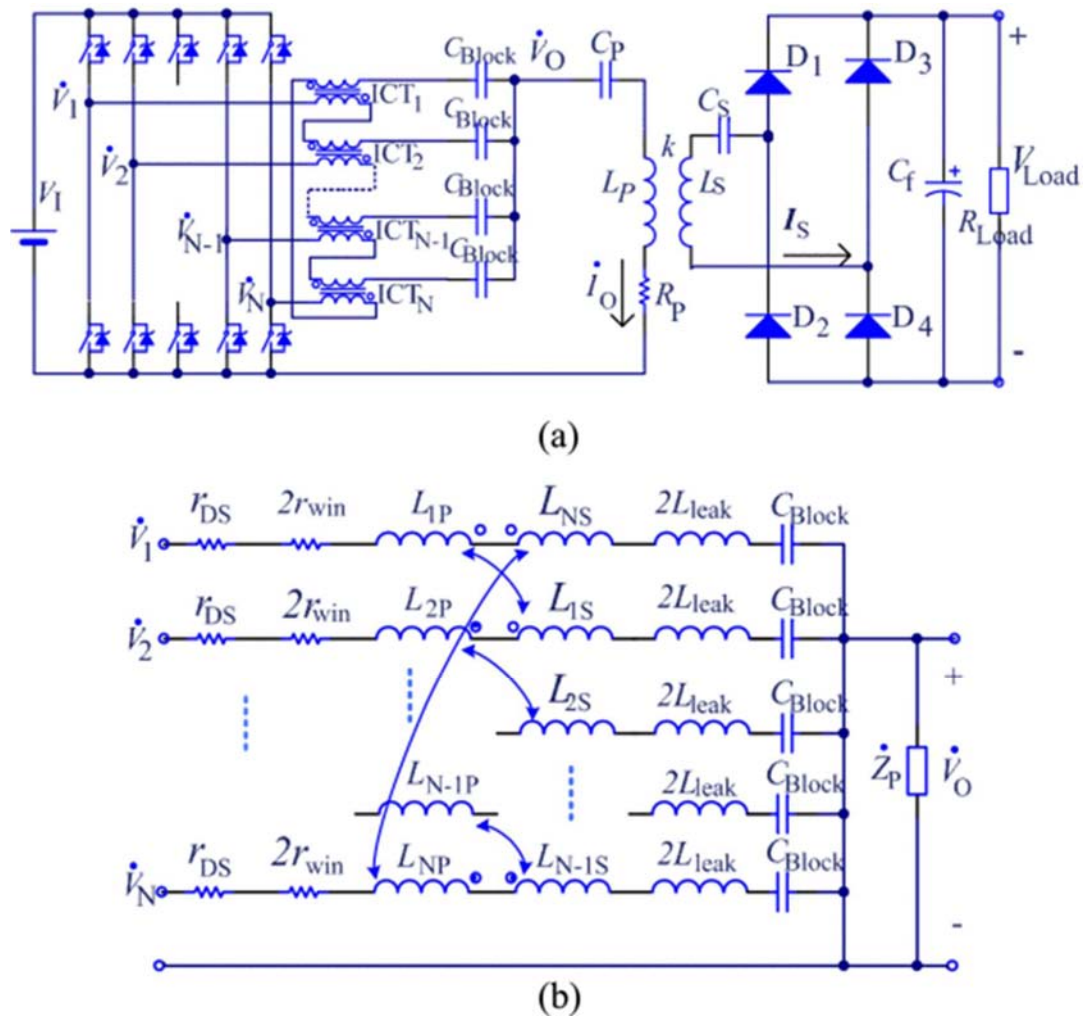


Figura 4.12: Schema di un inverter multifase (a) Topologia (b) Circuito equivalente.

L'architettura ad induttori accoppiati fornisce un percorso ad alta impedenza che limita le correnti circolanti e un percorso a bassa impedenza per le correnti di uscita [44]. Tra le varie metodologie di accoppiamento, confrontate in [45], quella in cascata combinatoria, comporta mutue induttanze tra tutte le gambe con conseguente difficoltà di compensazione e fabbricazione. L'alternativa adottata allora è quella con accoppiamento a cascata ciclico, mostrata in Figura 4.12 (a) e costituita da N gambe, in cui ciascuna gamba è accoppiata con altre due [46]. L'obiettivo di tale struttura è quello di ottenere un'alta corrente a pieno carico attraverso l'induttore risonante e sollecitazioni di corrente ridotte per gli interruttori. Sebbene la topologia a induttori accoppiati funzioni molto bene nel sopprimere le correnti circolanti in corrente

alternata, non funziona correttamente per bloccare le componenti in corrente continua a causa della bassa impedenza resistiva. Di conseguenza, un condensatore di blocco C_{block} viene aggiunto in ogni fase. Le fasi sono connesse in parallelo con N trasformatori intercella, anche denominati *InterCell Transformers* (ICTs), ciclici in cascata. Tali trasformatori vengono introdotti per ridurre il *ripple* di corrente in ogni fase e limitare le correnti circolanti tra le gambe.

Pertanto ogni fase è accoppiata magneticamente con altre due fasi. La compensazione è serie-serie e rappresentata dai condensatori C_P e C_S .

Per quanto riguarda il circuito equivalente, rappresentato in Figura 4.12 (b), r_{win} e r_{DS} sono rispettivamente le resistenze parassite degli avvolgimenti ICT e dei MOSFET. L'autoinduttanza di ogni avvolgimento è divisa in due parti collegate in serie, rispettivamente l'induttanza magnetizzante L_{mag} e quella di dispersione L_{leak} . Le autoinduttanze degli avvolgimenti sono rappresentate da $L_{1P}, \dots, L_{NP}$ e da $L_{1S}, \dots, L_{NS}$ rispettivamente sui lati primari e secondari. $\dot{Z}_P$ è l'impedenza totale riflessa dal lato ricevente, $\dot{V}_O$ è la tensione di uscita dell'inverter e $\dot{V}_1, \dots, \dot{V}_N$ sono le tensioni fondamentali delle varie fasi in quanto data l'elevata impedenza, le componenti armoniche vengono trascurate.

Le correnti differenziali di ciascuna fase sono date da [46]:

$$\Delta \dot{I}_i = \dot{I}_i - \dot{I}_O / N, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (4.23)$$

dove $\dot{I}_i$ sono le correnti che fluiscono nelle varie fasi e $\dot{I}_O$ è la corrente che attraversa la bobina trasmittente e vale:

$$\dot{I}_O = \sum_{i=1}^N \dot{I}_i \quad (4.24)$$

Secondo la legge di Kirchhoff le relazioni tra le tensioni e le correnti sono le seguenti:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 - \dot{V}_O = (2j\omega L_{mag} + r)\dot{I}_1 - j\omega M_W \dot{I}_N - j\omega M_W \dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 - \dot{V}_O = (2j\omega L_{mag} + r)\dot{I}_2 - j\omega M_W \dot{I}_1 - j\omega M_W \dot{I}_3 \\ \dots \\ \dot{V}_{N-1} - \dot{V}_O = (2j\omega L_{mag} + r)\dot{I}_{N-1} - j\omega M_W \dot{I}_{N-2} - j\omega M_W \dot{I}_N \\ \dot{V}_N - \dot{V}_O = (2j\omega L_{mag} + r)\dot{I}_N - j\omega M_W \dot{I}_{N-1} - j\omega M_W \dot{I}_1 \\ \dot{V}_O = \dot{Z}_P \dot{I}_O \end{cases} \quad (4.25)$$

dove r è la resistenza parassita totale di ogni fase data da:

$$r = r_{DS} + 2r_{win} + r_{Leak} + r_{Block} \quad (4.26)$$

e M_W la mutua induttanza tra due avvolgimenti di ogni ICT. Considerando il coefficiente di accoppiamento k_{mag} tra le induttanze magnetizzanti unitario si ricava:

$$M_W = k_{mag} \sqrt{L_{mag} L_{mag}} \quad (4.27)$$

Sostituendo la (4.26) e la (4.27) nella (4.24) e nella (4.25) si ottiene:

$$\begin{cases} \dot{V}_O = \frac{\dot{Z}_P \sum_{i=1}^N \dot{V}_i}{r + N\dot{Z}_P} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \dot{V}_i}{\frac{r}{N\dot{Z}_P} + 1} = \frac{\dot{V}_{avg}}{\frac{r}{N\dot{Z}_P} + 1} \\ i_O = \frac{\sum_{i=1}^N \dot{V}_i}{r + N\dot{Z}_P} = \frac{\dot{V}_{avg}}{\frac{r}{N} + \dot{Z}_P} \end{cases} \quad (4.28)$$

dove $\dot{V}_{avg}$ è la tensione media di uscita generata dalle gambe dell'inverter. Considerando che la resistenza parassita r è minore dell'impedenza $\dot{Z}_P$ di diversi ordini di grandezza, la (4.28) può essere semplificata nella (4.29), trascurando r :

$$\begin{cases} \dot{V}_O \approx \dot{V}_{avg} \\ i_O = \frac{\dot{V}_{avg}}{\dot{Z}_P} \end{cases} \quad (4.29)$$

Dalla (4.29) si può pertanto notare come la tensione di uscita $\dot{V}_O$ è approssimativamente pari alla media delle tensioni di uscita delle molteplici fasi e indipendente dai parametri dell'ICT.

Trascurando le resistenze parassita e l'induttanza di dispersione che sono molto piccole, si possono ottenere correnti di circolazione di configurazioni con diverse fasi in parallelo, ad esempio con 2, 3, 4 e 5 fasi in parallelo. Poiché il metodo di connessione di ciascuna fase attraverso l'induttore di accoppiamento ciclico in cascata è simmetrico, viene considerata solo la corrente sbilanciata della prima fase.

$$\begin{cases} \Delta i_{1,N=2} = \frac{\dot{V}_1 - \dot{V}_2}{8j\omega L_{mag}} \\ \Delta i_{1,N=3} = \frac{2\dot{V}_1 - \dot{V}_2 - \dot{V}_3}{9j\omega L_{mag}} \\ \Delta i_{1,N=4} = \frac{5\dot{V}_1 - \dot{V}_2 - 3\dot{V}_3 - \dot{V}_4}{9j\omega L_{mag}} \\ \Delta i_{1,N=5} = \frac{2\dot{V}_1 - \dot{V}_3 - \dot{V}_4}{5j\omega L_{mag}} \end{cases} \quad (4.30)$$

Dalla (4.30) si nota come la corrente differenziale diminuisce con l'aumentare dell'induttanza di magnetizzazione ed è di gran lunga inferiore alla corrente di fase, quindi si può ritenere che l'attuale problema di sbilanciamento del sistema sia relativamente piccolo. Tuttavia la massima corrente circolante aumenta con il numero di fasi parallele N [46]. Pertanto la capacità di soppressione delle correnti di circolazione decresce all'aumentare delle fasi.

Per quanto riguarda l'efficienza, questa è elevata solo con un'elevata corrente di uscita ed aumenta con il numero di fasi parallele.

4.6 Confronto tra le diverse topologie

Dall'analisi di cui sopra, vengono confrontati l'espansione di potenza, la capacità di soppressione della corrente circolante, il livello di potenza raggiungibile, la complessità del controllo per la soppressione delle correnti circolanti e la ridondanza del sistema. La Tabella 4.1 mostra il confronto di quattro topologie di ricarica wireless ad alta potenza per veicoli elettrici:

1. topologia parallelo con uscita comune
2. topologia parallelo;
3. topologia trifase a 12 bobine;
4. topologia a fasi accoppiate in parallelo con accoppiamento in cascata ciclico

Caratteristiche	Topologia parallelo con uscita comune [38]	Topologia parallelo doppia con ingresso comune [42]	Topologia trifase a 12 bobine [37]	Topologia a fasi accoppiate in parallelo con accoppiamento in cascata ciclico [46]
Espansione potenza	semplice, basta aggiungere un modulo inverter in parallelo	semplice, basta aggiungere un modulo inverter in parallelo	semplice, basta aggiungere un inverter in parallelo	complesso, è necessario incrementare il numero di fasi dell'inverter, e ottenere l'accoppiamento tra le fasi
Capacità soppressione corrente circolante	forte, essenzialmente si può ottenere una circolazione nulla tra gli inverter in parallelo	forte, essenzialmente si può ottenere una circolazione nulla tra gli inverter in parallelo	forte, essenzialmente si può ottenere una circolazione nulla progettando in modo adeguato l'accoppiamento magnetico tra le bobine	debole, può solo fare affidamento sulle induttanze di accoppiamento per ridurre la circolazione
Livello potenza	alto	relativamente alto	alto	relativamente basso, la capacità di soppressione della circolazione decresce

				all'aumentare del numero di fasi
Complessità circuito soppressione correnti circolanti	complesso, controllo della frequenza o controllo con disaccoppiamento	non è necessario controllare il sistema, è sufficiente una buona progettazione dei trasformatori di disaccoppiamento	non è necessario controllare il sistema, è sufficiente una buona progettazione dell'accoppiamento magnetico tra le bobine	non è necessario controllare il sistema, può solo fare affidamento sulle induttanze di accoppiamento per ridurre la circolazione
Ridondanza sistema	forte	forte	forte	forte

Tabella 4.1: Confronto tra diverse topologie di sistemi IPT ad alta potenza.

Bisognerà inoltre considerare nella scelta del sistema caratteristiche quali ad esempio il costo, la sua complessità nella gestione e controllo, la convenienza a lungo termine.

5 Analisi del sistema IPT parallelo con controllo fasoriale

5.1 Introduzione

A differenza dei dispositivi elettronici di consumo, i veicoli elettrici richiedono una grande quantità di energia. La capacità di trasferimento di potenza dei singoli sistemi IPT basati su inverter è limitata dai vincoli posti dai dispositivi elettronici di potenza, che potrebbero non essere disponibili sul mercato oppure essere troppo costosi o ingombranti. Il sistema proposto consiste nella connessione di molteplici inverter in parallelo al fine di raggiungere un elevato trasferimento di potenza, come mostrato in Figura 5.1.

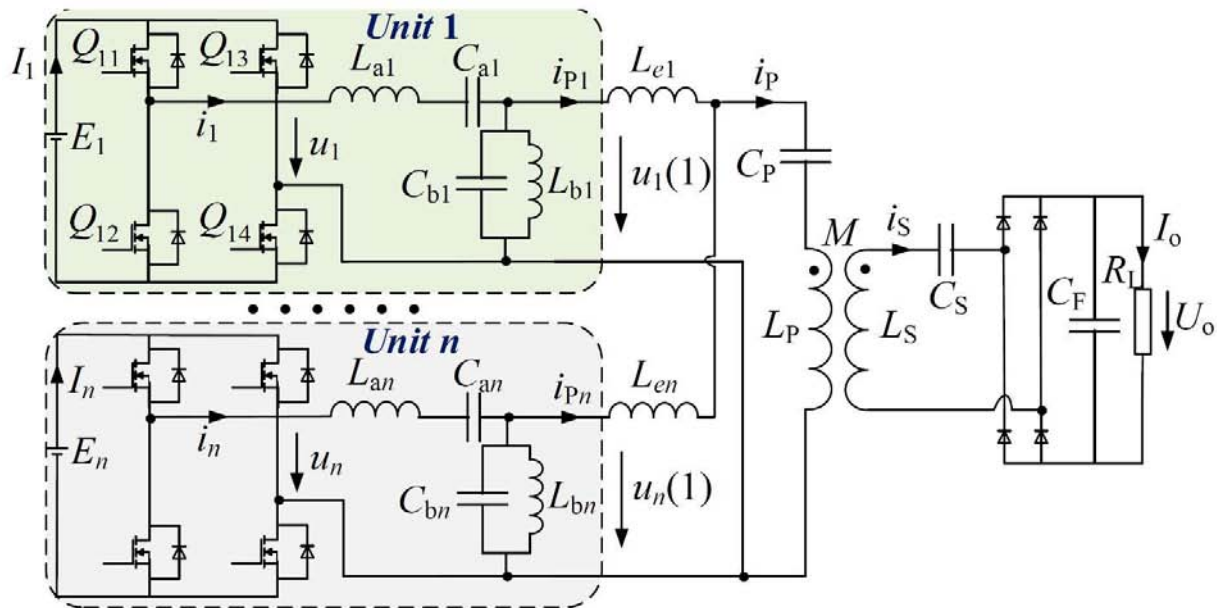


Figura 5.1: Topologia IPT parallelo con uscita comune e compensazione LCL-T

Gli inverter ad alta frequenza sono alimentati separatamente da sorgenti DC isolate, le quali possono essere derivate da diverse fonti di energia, ad esempio fonti rinnovabili, come mostrato in Figura 5.2.

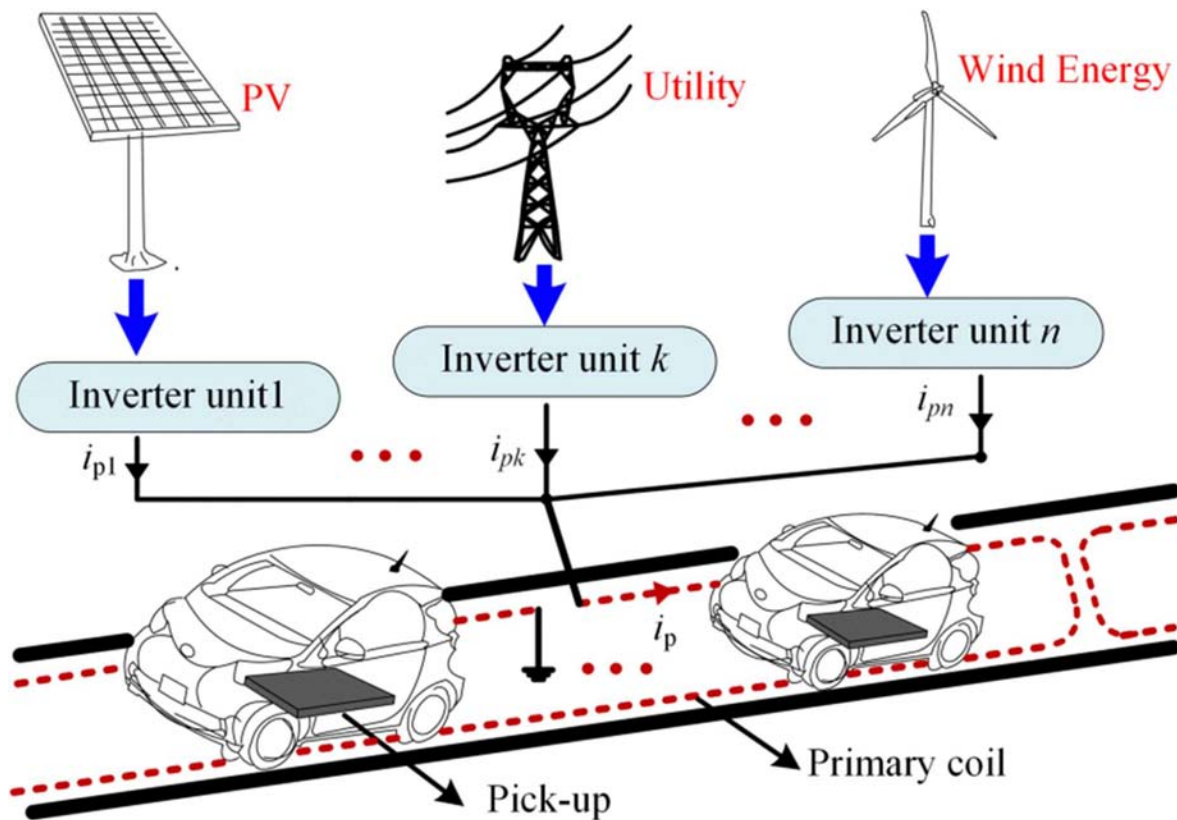


Figura 5.2: Potenziali applicazioni del sistema IPT proposto.

Tale sistema presenta i seguenti vantaggi [47] [48]. In primo luogo, è possibile rimuovere la limitazione posta da una singola unità inverter risonante in termini di costi, dissipazione di calore, componenti e sovraccarico di breve durata. In secondo luogo, il parallelismo di più unità inverter risonanti garantisce una maggiore flessibilità in termini di massima potenza di uscita e comporta una riduzione dei costi di produzione. Ad esempio, si possono utilizzare due alimentatori IPT da 50 kW esistenti per ottenere un alimentatore IPT da 100 kW, realizzando efficientemente un sistema ad alta potenza piuttosto che riprogettare e produrre un nuovo sistema. In terzo luogo, l'affidabilità del sistema aumenta grazie alla ridondanza, dato che esso è in grado di funzionare anche quando un'unità parallela è guasta e viene spenta elettronicamente. Tuttavia è necessario considerare l'influenza delle correnti di circolazione. Tali correnti possono non solo ridurre l'efficienza del sistema, introducendo correnti non necessarie, ma persino ridurre l'affidabilità imponendo eccessive sollecitazioni di corrente ai dispositivi a semiconduttore. Le correnti di circolazione sono composte da tre diversi componenti: fondamentale, armonica e di corrente continua DC. Tramite un'apposita compensazione dei diversi inverter è possibile eliminare la componente armonica e DC. Al fine di eliminare la componente fondamentale viene proposto un metodo di controllo basato sulla decomposizione della corrente attiva e reattiva e un metodo di controllo fasoriale. Il metodo proposto trasforma i segnali AC ad alta frequenza in segnali DC per il controllo di fase e non necessita del circuito

Phase Locking Loop (PLL) per determinare la fase della tensione per il calcolo delle componenti di corrente attiva e reattiva, riducendo così il carico computazionale e la complessità dell'algoritmo di controllo. Inoltre permette l'estensione della potenza attraverso il coordinamento tra più unità inverter risonanti e o circuiti di decomposizione. In questo modo è possibile ridurre efficacemente le correnti circolanti fondamentali ed ottenere buone prestazioni dinamiche.

5.2 Pilotaggio degli inverter

Gli inverter ad alta frequenza utilizzati nel sistema proposto sono a tensione impressa o VSI (*Voltage Source Inverter*) ed alimentati ognuno da una separata sorgente DC, che per semplicità nel seguito si suppone uguale per ogni inverter.

Le variazioni del ritardo di fase e dell'angolo di conduzione possono influenzare significativamente la distribuzione della potenza. Queste proprietà possono essere vantaggiosamente utilizzate per compensare una distribuzione non uniforme della potenza causata, per esempio, dalle tolleranze dei componenti dei circuiti, dalla presenza di induttanze di collegamento relativamente differenti tra di loro, da segnali di comando dell'interruttore non sincronizzati, etc... Per queste ragioni è necessario implementare una tecnica che consente il controllo completo della fase e dell'angolo di conduzione della tensione di uscita di un ponte H. Tale tecnica è quella della cancellazione della tensione, illustrata in Figura 5.3, considerando come esempio l'unità inverter 1.

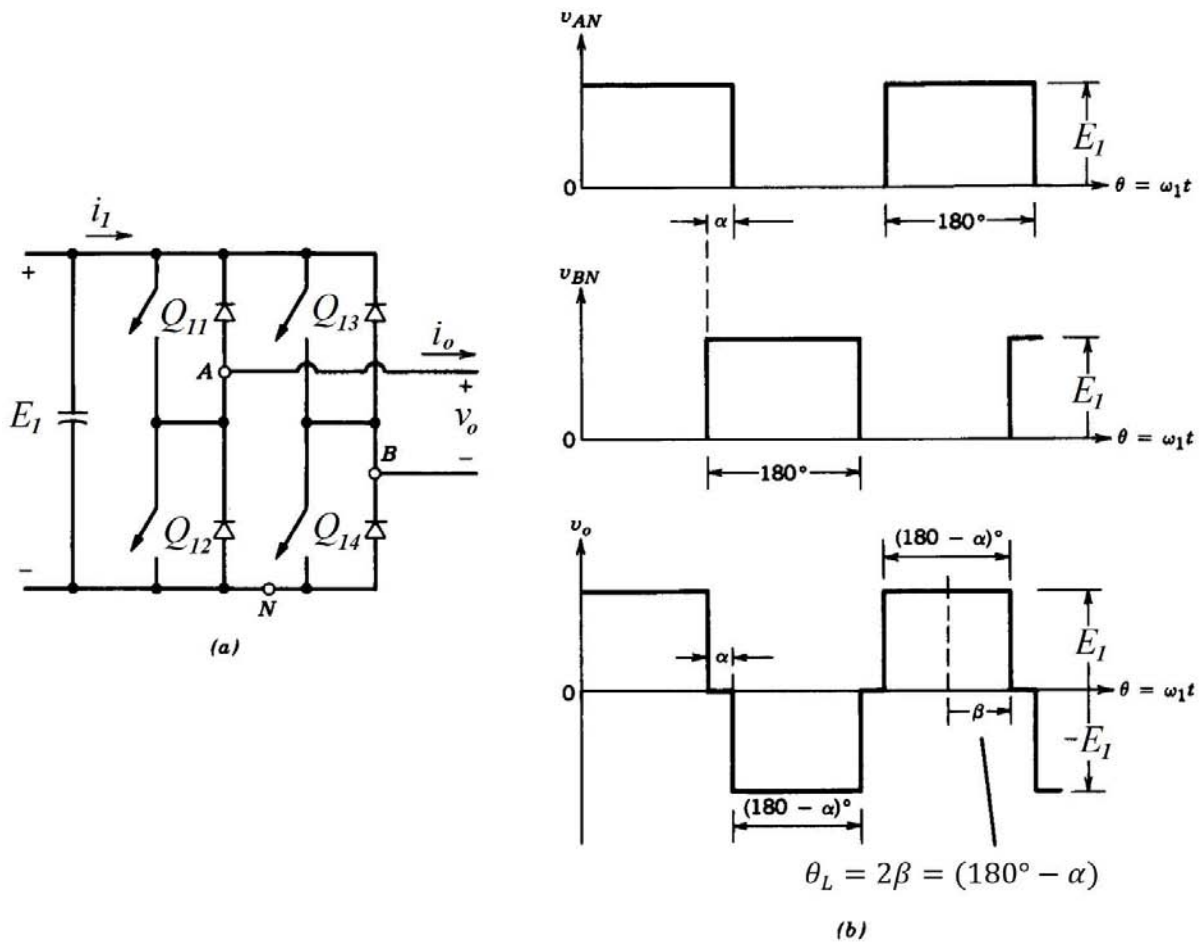


Figura 5.3: (a) Inverter monofase (b) Forme d'onda delle tensioni dei rami e della tensione di uscita.

Si basa sulla combinazione di una commutazione a onda quadra e una con PWM a tensione unipolare. Gli interruttori dei due rami sono comandati separatamente, ma tutti gli interruttori hanno un duty cycle del 50 %. Questo permette di ottenere le forme d'onda v_{AN} e v_{BN} nelle quali può essere controllato l'angolo di sovrapposizione α , durante il quale la tensione d'uscita è uguale a zero dato che entrambi gli interruttori superiori o inferiori sono chiusi, ovvero l'angolo di conduzione θ_L in cui la tensione d'uscita è massima e pari a E_1 . Con $\alpha = 0$, ovvero $\theta_L = 180^\circ$, la forma d'onda della tensione di uscita è pari ad un onda quadra con la massima ampiezza possibile della prima armonica dell'uscita.

Le forme d'onda v_{AN} e v_{BN} sono ottenute tramite il confronto di un segnale di sincronizzazione sinusoidale, pari a:

$$\text{sync}(t) = E_1 \sin(\omega t + \theta_{L1} + \theta_{\Delta 1}) \quad (5.1)$$

dove ω è la pulsazione di risonanza e $\theta_{\Delta 1}$ l'angolo fase, con un riferimento coincidente con l'asse delle ascisse.

La tecnica di controllo proposta presenta delle caratteristiche che lo rendono particolarmente adatto al controllo degli alimentatori in parallelo. Innanzitutto, assicura che la frequenza della tensione di uscita del ponte H sia sempre fissata alla frequenza del segnale di sincronizzazione. In secondo luogo, la fase della tensione di uscita del ponte H è completamente controllata dalla fase dei segnali di sincronizzazione, consentendo di controllare accuratamente la differenza di fase tra due moduli paralleli.

Si consideri ora un sistema costituito da $n = 3$ inverter. Utilizzando questa tecnica [38] si ottengono le forme d'onda della tensione di uscita rappresentate in Figura 5.4. L'ampiezza fondamentale della tensione di uscita dell'inverter ($u(1)$, $u(2)$ e $u(3)$) può essere regolata modificando l'angolo di conduzione θ_L variabile da 0° a 180° come mostrato nella (5.2):

$$\begin{cases} u_1 = \frac{E_{1H} - E_{1L}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{2(E_{1H} + E_{1L})}{k\pi} \sin\left(\frac{k\theta_{L1}}{2}\right) \sin(k\omega t) \right] \\ u_2 = \frac{E_{2H} - E_{2L}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{2(E_{2H} + E_{2L})}{k\pi} \sin\left(\frac{k\theta_{L2}}{2}\right) \sin(k\omega t + k\theta_{\Delta 12}) \right] \\ u_3 = \frac{E_{3H} - E_{3L}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{2(E_{3H} + E_{3L})}{k\pi} \sin\left(\frac{k\theta_{L3}}{2}\right) \sin(k\omega t + k\theta_{\Delta 13}) \right] \end{cases} \quad (5.2)$$

$k = 1, 3, 5, 7, \dots$

Analogamente, l'angolo di fase θ_{Δ} tra l'inverter 1, l'inverter 2 e l'inverter 3 può essere modificato di conseguenza. A causa delle resistenze interne degli inverter [49], il livello della tensione di uscita positivo non è uguale a quello negativo ($E_{1H} \neq E_{1L}$, $E_{2H} \neq E_{2L}$ e $E_{3H} \neq E_{3L}$). Per quanto riguarda l'angolo di conduzione, quello del livello di tensione positivo non è uguale a quello negativo ($\theta_{L1} \neq \theta'_{L1}$, $\theta_{L3} \neq \theta'_{L2}$ e

$\theta_{L3} \neq \theta'_{L3}$) a causa di un leggero squilibrio del segnale di controllo e della velocità di commutazione degli interruttori. Pertanto è presente, oltre agli offset di tensione di componente fondamentale e armonica, un offset di tensione DC nella tensione di uscita dell'inverter, come mostrato in Figura 5.4.

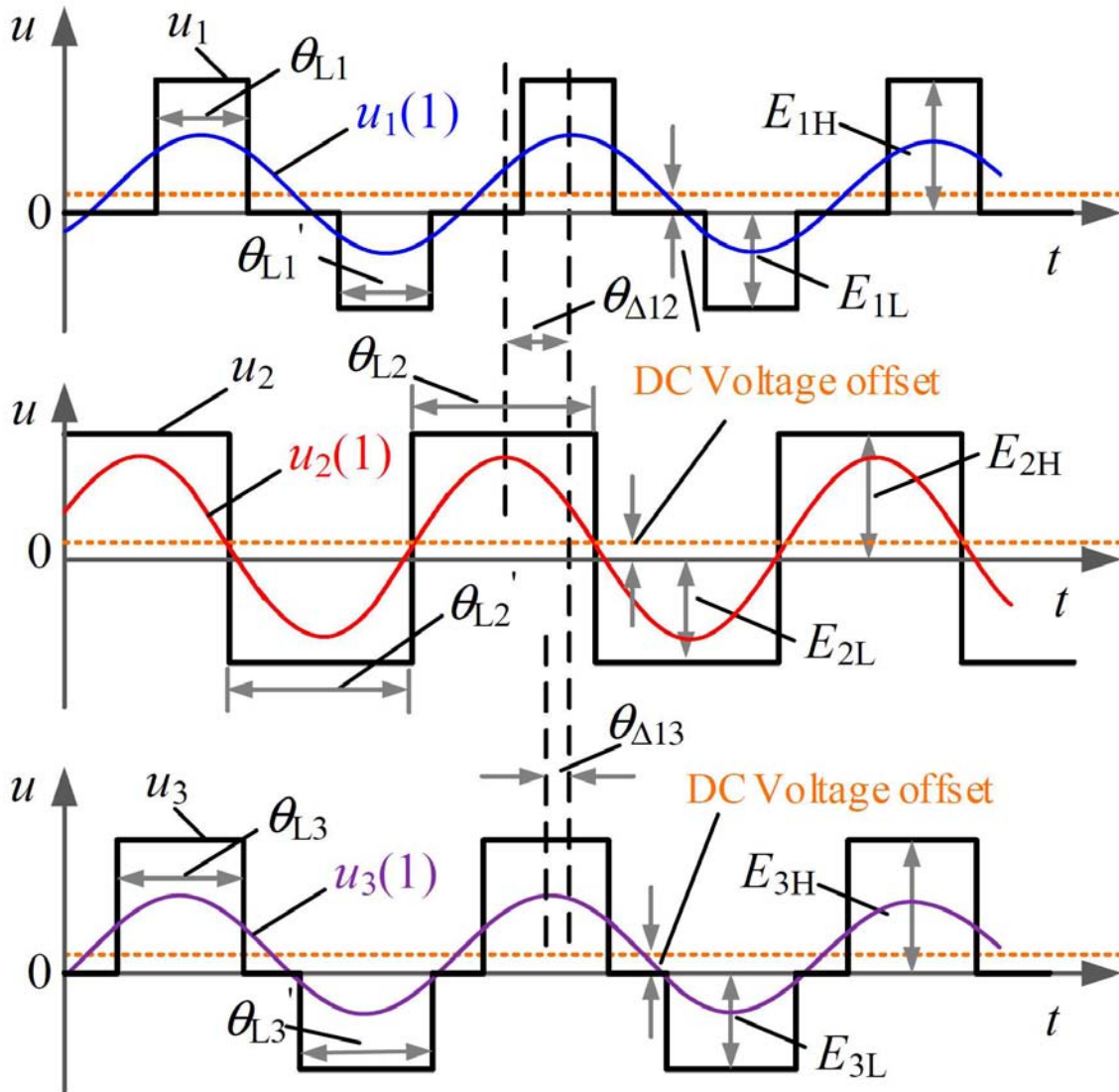


Figura 5.4: Forme d'onda delle tensioni di uscita degli inverter in parallelo.

5.3 Correnti di circolazione

Il principio di funzionamento, introdotto in 4.2, verrà nel seguito spiegato maggiormente nel dettaglio considerando uno schema costituito da tre inverter, rappresentato in Figura 5.5, nel quale inizialmente non si considera la presenza del circuito risonante.

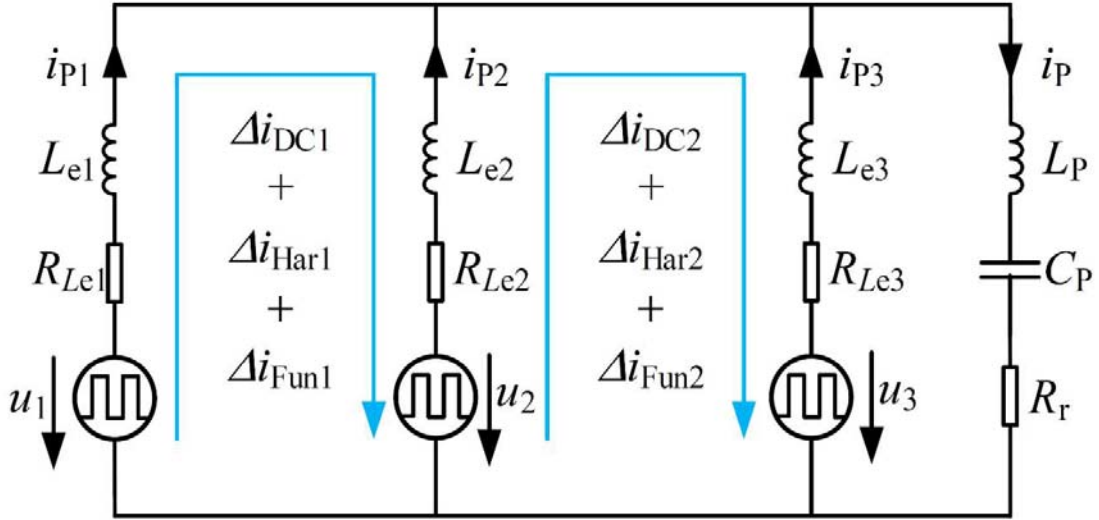


Figura 5.5: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo senza il circuito di compensazione serie-parallelo.

La differenza degli offset della tensione DC Δu_{DC} , la differenza delle tensioni fondamentale Δu_{Fun} e la differenza delle tensioni armoniche Δu_{Har} possono essere ricavate come:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta u_{DC} = \frac{E_{1H} - E_{1L}}{2} - \frac{E_{2H} - E_{2L}}{2} - \frac{E_{3H} - E_{3L}}{2} = \frac{E_{1H} + E_{2H} + E_{3H} - E_{1L} - E_{2L} - E_{3L}}{2} \\ \Delta u_{Fun} = \frac{2(E_{1H} + E_{1L})}{\pi} \sin\left(\frac{\theta_{L1}}{2}\right) \sin(\omega t) - \frac{2(E_{2H} + E_{2L})}{\pi} \sin\left(\frac{\theta_{L2}}{2}\right) \sin(\omega t + k\theta_{\Delta 12}) \\ \quad - \frac{2(E_{3H} + E_{3L})}{\pi} \sin\left(\frac{\theta_{L3}}{2}\right) \sin(\omega t + \theta_{\Delta 13}) \\ \Delta u_{Har} = \sum_{k=3}^{\infty} \left[\frac{2(E_{1H} + E_{1L})}{k\pi} \sin\left(\frac{k\theta_{L1}}{2}\right) \sin(k\omega t) - \frac{2(E_{2H} + E_{2L})}{k\pi} \sin\left(\frac{k\theta_{L2}}{2}\right) \sin(k\omega t + k\theta_{\Delta 12}) \right. \\ \quad \left. - \frac{2(E_{3H} + E_{3L})}{k\pi} \sin\left(\frac{k\theta_{L3}}{2}\right) \sin(k\omega t + k\theta_{\Delta 13}) \right] \end{array} \right. \quad (5.3)$$

$k = 1, 3, 5, 7, \dots$

Comparete con le reattanze induttive (ωL_{e1} , ωL_{e2} e ωL_{e3}), le resistenze degli induttori di collegamento (R_{Le1} , R_{Le2} e R_{Le3}) sono molto piccole, dunque nel seguito si considera l'ipotesi di trascurarle. Pertanto in presenza di un leggero offset di tensione DC ci sarà un'elevata corrente di circolazione DC tra le unità in parallelo [49]. Analogamente saranno presenti correnti di circolazione di componente fondamentale e armonica a causa delle tolleranze nei parametri circuitali e alla differenza di tensione rappresentata dalla (5.3). Le tre correnti possono essere eliminate incrementando l'impedenza degli induttori di collegamento

(L_{e1} , L_{e2} e L_{e3}), tuttavia tali induttori risulterebbero pesanti ed ingombranti, con aumenti di costi e volume, ed un abbassamento della caratteristica di uscita dell'inverter [50] [51].

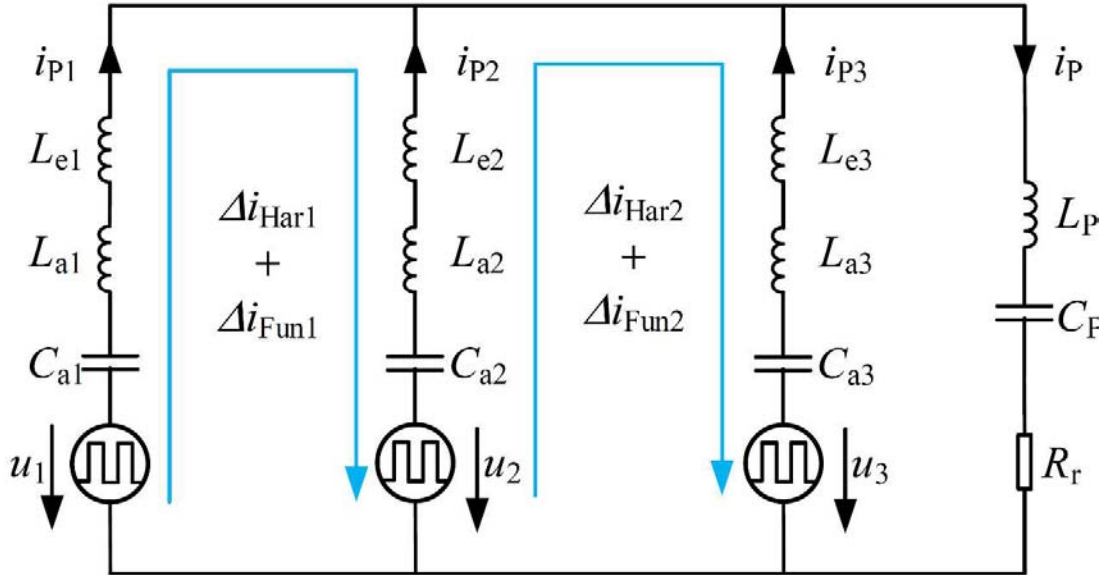


Figura 5.6: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo con il circuito di compensazione serie.

Si consideri lo schema, rappresentato in Figura 5.6, nel quale si considera la presenza del circuito risonante serie L_{ak} e C_{ak} in serie a ciascun ramo dell'unità parallela. Tale circuito, in particolare il condensatore, viene inserito appositamente al fine di eliminare le correnti circolanti $\Delta i_{DC1,2}$. Per quanto riguarda invece l'eliminazione delle correnti circolanti $\Delta i_{Har1,2}$, il fattore di qualità del circuito risonante serie, definito come il rapporto tra l'impedenza dell'induttore risonante serie rispetto alla resistenza equivalente del carico, dovrebbe essere sufficientemente grande. Tuttavia, maggiore è tale fattore di qualità, e più pesante e voluminoso sarà l'induttore. Pertanto è preferibile scegliere una tecnica differente per eliminare le componenti armoniche delle correnti circolanti.

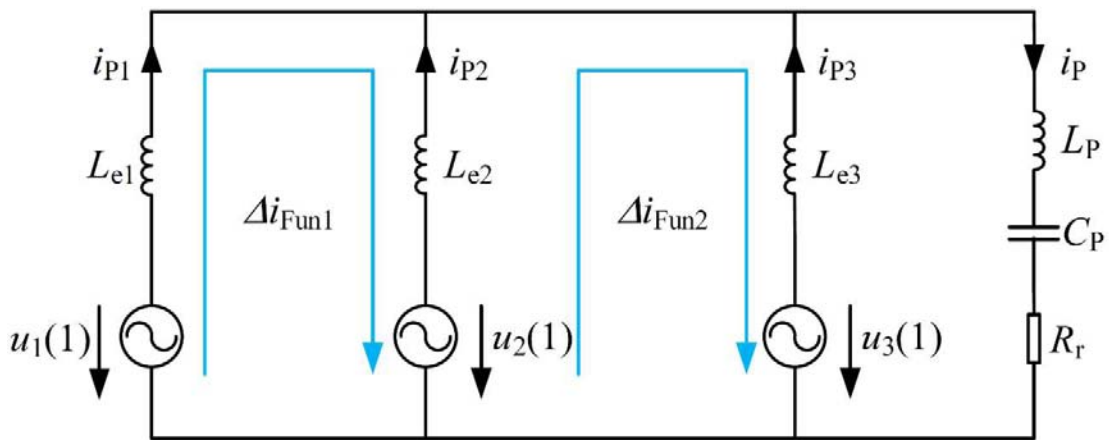


Figura 5.7: Circuito equivalente di un sistema IPT parallelo con il circuito di compensazione serie-parallelo.

Si consideri lo schema, rappresentato in Figura 5.7, nel quale si considera la presenza sia del circuito risonante serie L_{ak} e C_{ak} e sia di quello parallelo L_{bk} e C_{bk} in parallelo a ciascun ramo dell'unità parallela, rappresentato precedentemente in Figura 5.1. Tale circuito viene inserito appositamente al fine di eliminare le correnti circolanti $\Delta i_{Har1,2}$, filtrando le componenti armoniche diverse dalla componente fondamentale. Con l'inserimento di tale rete di compensazione si ottiene l'eliminazione effettiva delle componenti DC e armonica delle correnti circolanti. Dal circuito equivalente di Figura 5.7 si nota inoltre come le sorgenti delle tensioni di uscita degli inverter possono essere espresse solamente dalla propria componente fondamentale.

Per garantire che tutti gli interruttori dell'inverter possano ottenere una commutazione a tensione zero, anche denominata *Zero Voltage Switching* (ZVS), il circuito risonante serie parallelo deve essere progettato in modo adeguato. La frequenza di risonanza del circuito serie è sintonizzata su una frequenza un po' più bassa della frequenza operativa, mentre la frequenza di risonanza del circuito parallelo è sintonizzata su una frequenza un po' più alta di quella operativa [39]. Questa progettazione assicura una fase induttiva sufficientemente ampia dell'impedenza del circuito risonante alla frequenza operativa, in modo che la corrente di uscita dell'inverter sia in ritardo rispetto alla tensione di uscita e si ottenga lo ZVS [52]. L'inverter riduce così le perdite e l'EMI tramite la diminuzione delle correnti di picco degli interruttori, e mantiene un'efficienza molto elevata. Un esempio di ciò è mostrato in .

Infine è necessario solamente eliminare le componenti di corrente fondamentali $\Delta i_{Fun1,2}$.

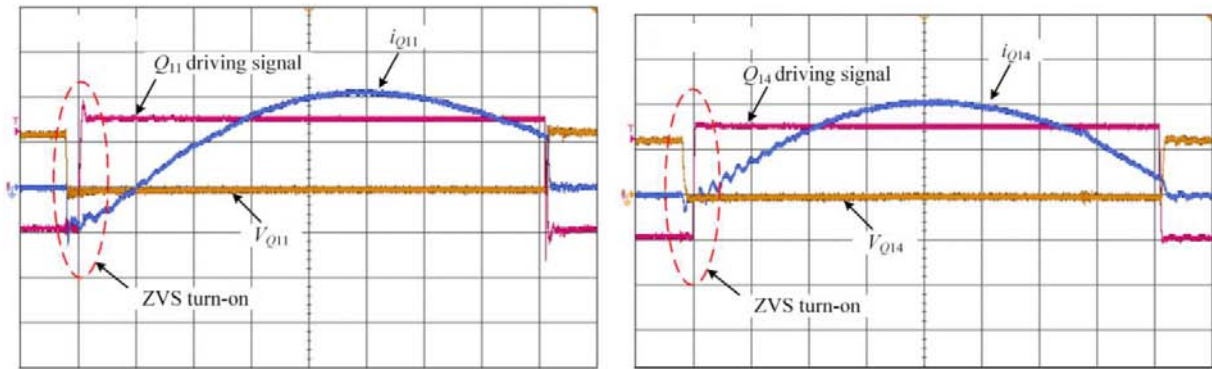


Figura 5.8: Esempio di forme d'onda dei MOSFET Q_{11} e Q_{14} .

5.4 Analisi della corrente di circolazione fondamentale

A causa della tolleranza dei componenti, del ritardo del controllo, del ritardo del gate driver, delle differenze tra gli induttori di collegamento e di altre forme di incertezza, le caratteristiche dei singoli moduli sono diverse l'una dall'altra. In particolare è impossibile per gli inverter essere identici. Per i componenti disponibili in commercio come i resistori, la normale tolleranza è compresa tra l'1 e il 5%. La tolleranza per induttori commerciali di alta qualità è di circa il 10%. La tolleranza dei condensatori può raggiungere il 20% [47]. Lievi differenze nei moduli possono causare grandi correnti circolanti, portando le correnti dell'inverter a deviare dal valore previsto.

Nel seguito si considera l'ipotesi che i circuiti risonanti serie parallelo siano identici tra loro, mentre si considera la presenza di una certa tolleranza degli induttori di collegamento e differenza delle tensioni fondamentali dell'inverter di uscita.

Secondo Kirchhoff (KVL e KCL), considerando il circuito equivalente di Figura 5.7, si ottiene:

$$\begin{cases} \dot{U}_1(1) = j\omega \dot{I}_{P1} L_{e1} + (\dot{I}_{P1} + \dot{I}_{P2} + \dot{I}_{P3}) \left(R_r + j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} \right) \\ \dot{U}_2(1) = j\omega \dot{I}_{P2} L_{e2} + (\dot{I}_{P1} + \dot{I}_{P2} + \dot{I}_{P3}) \left(R_r + j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} \right) \\ \dot{U}_3(1) = j\omega \dot{I}_{P3} L_{e3} + (\dot{I}_{P1} + \dot{I}_{P2} + \dot{I}_{P3}) \left(R_r + j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} \right) \\ 0 = j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} \end{cases} \quad (5.4)$$

Le correnti di ramo possono essere derivate da:

$$\begin{cases} \dot{I}_{P1} = \frac{R_r L_{e2} (\dot{U}_1(1) - \dot{U}_3(1)) + R_r L_{e3} (\dot{U}_1(1) - \dot{U}_2(1)) + j\omega L_{e2} L_{e3} \dot{U}_1(1)}{j\omega R_r (L_{e1} L_{e2} + L_{e2} L_{e3} + L_{e1} L_{e3}) - \omega^2 L_{e1} L_{e2} L_{e3}} \\ \dot{I}_{P2} = \frac{R_r L_{e1} (\dot{U}_2(1) - \dot{U}_3(1)) + R_r L_{e3} (\dot{U}_2(1) - \dot{U}_1(1)) + j\omega L_{e1} L_{e3} \dot{U}_2(1)}{j\omega R_r (L_{e1} L_{e2} + L_{e2} L_{e3} + L_{e1} L_{e3}) - \omega^2 L_{e1} L_{e2} L_{e3}} \\ \dot{I}_{P3} = \frac{R_r L_{e1} (\dot{U}_3(1) - \dot{U}_2(1)) + R_r L_{e2} (\dot{U}_3(1) - \dot{U}_1(1)) + j\omega L_{e1} L_{e2} \dot{U}_3(1)}{j\omega R_r (L_{e1} L_{e2} + L_{e2} L_{e3} + L_{e1} L_{e3}) - \omega^2 L_{e1} L_{e2} L_{e3}} \end{cases} \quad (5.5)$$

Per un sistema IPT costituito da n moduli di inverter, la k -esima corrente circolante è definita come la metà della differenza dei moduli delle correnti tra il modulo k e il modulo $(k + 1)$ secondo [47]:

$$\Delta \dot{I}_k = \frac{\dot{I}_{Pk} - \dot{I}_{P(k+1)}}{2} \quad (5.6)$$

Quando $n = 3$, le correnti circolanti sono $\Delta \dot{I}_1$ e $\Delta \dot{I}_2$.

Nel seguito vengono analizzati due differenti casi, in modo da evidenziare le circostanze di esistenza delle correnti circolanti e le principali cause da cui derivano.

Come primo caso si consideri la seguente ipotesi:

$$\begin{cases} L_{e1} = L_{e2} = L_{e3} = L_e \\ \dot{U}_1(1) \neq \dot{U}_2(1) \neq \dot{U}_3(1) \end{cases} \quad (5.7)$$

Allora, in accordo con la (5.5) e la (5.6), le correnti circolanti valgono:

$$\begin{cases} \Delta \dot{I}_1 = \frac{\dot{I}_{P1} - \dot{I}_{P2}}{2} = \frac{\dot{U}_1(1) - \dot{U}_2(1)}{j2\omega L_e} \\ \Delta \dot{I}_2 = \frac{\dot{I}_{P2} - \dot{I}_{P3}}{2} = \frac{\dot{U}_2(1) - \dot{U}_3(1)}{j2\omega L_e} \end{cases} \quad (5.8)$$

Pertanto si può concludere dalla (5.8) che quando $\dot{U}_1(1) \neq \dot{U}_2(1) \neq \dot{U}_3(1)$, le correnti circolanti esistono, ovvero $\Delta \dot{I}_1 \neq 0$ e $\Delta \dot{I}_2 \neq 0$.

Come secondo caso si consideri la seguente ipotesi:

$$\begin{cases} L_{e1} \neq L_{e2} \neq L_{e3} \\ \dot{U}_1(1) = \dot{U}_2(1) = \dot{U}_3(1) = \dot{U}(1) \end{cases} \quad (5.9)$$

Allora, in accordo con la (5.5) e la (5.6), le correnti circolanti valgono:

$$\begin{cases} \Delta \dot{I}_1 = \frac{\dot{I}_{P1} - \dot{I}_{P2}}{2} = \frac{R_r L_{e3} \dot{U}(1) (L_{e1} - L_{e2}) (L_{e1} L_{e2} + L_{e2} L_{e3} + L_{e1} L_{e3})}{2[jR_r (L_{e1} L_{e2} + L_{e2} L_{e3} + L_{e1} L_{e3}) - \omega L_{e1} L_{e2} L_{e3}]^2} \\ \Delta \dot{I}_2 = \frac{\dot{I}_{P2} - \dot{I}_{P3}}{2} = \frac{R_r L_{e1} \dot{U}(1) (L_{e2} - L_{e3}) (L_{e1} L_{e2} + L_{e2} L_{e3} + L_{e1} L_{e3})}{2[jR_r (L_{e1} L_{e2} + L_{e2} L_{e3} + L_{e1} L_{e3}) - \omega L_{e1} L_{e2} L_{e3}]^2} \end{cases} \quad (5.10)$$

Pertanto si può concludere dalla (5.10) che quando $L_{e1} \neq L_{e2} \neq L_{e3}$, le correnti circolanti esistono, ovvero $\Delta \dot{I}_1 \neq 0$ e $\Delta \dot{I}_2 \neq 0$.

Dai due casi analizzati si può concludere che la tolleranza degli induttori di collegamento o la differenza delle tensioni fondamentali dell'inverter di uscita possono causare correnti circolanti.

Dunque, per un sistemi IPT costituito da n moduli di inverter, esistono le correnti circolanti, ovvero $\Delta \dot{I}_1 \neq 0$, $\Delta \dot{I}_2 \neq 0$, ..., $\Delta \dot{I}_{n-1} \neq 0$.

5.5 Analisi del sistema di decomposizione della corrente e del diagramma di controllo

5.5.1 Decomposizione della corrente

Al fine di ridurre la corrente circolante fondamentale, le differenze fasoriali tra le correnti dei diversi rami dovrebbero essere controllate in modo da essere le più piccole possibile. Pertanto si applica una strategia di controllo fasoriale della corrente. Al fine di ottenere il fasore di ogni corrente di ramo si utilizza un metodo di decomposizione, con il quale i segnali AC ad alta frequenza possono essere trasformati in segnali DC, con una conseguente notevole riduzione del carico computazionale e della complessità dell'algoritmo di controllo.

Si consideri come riferimento la corrente della bobina primaria, la quale può essere definita come:

$$i_p = I_{pm} \cos(\omega t) \quad (5.11)$$

dove I_{pm} è l'ampiezza della corrente della bobina primaria. Tramite l'utilizzo di un circuito di sfasamento in ritardo, anche denominato *phase lagging shift circuit*, il segnale ortogonale può essere generato dal riferimento di corrente i_p :

$$i'_p = I_{pm} \sin(\omega t) \quad (5.12)$$

Quindi, il sottospazio ortogonale può essere derivato da:

$$\begin{cases} X_0 = i_p = I_{pm} \cos(\omega t) \\ Y_0 = i'_p = I_{pm} \sin(\omega t) \end{cases} \quad (5.13)$$

La corrente di ramo di ciascuna unità parallela è definita da:

$$i_{pk} = I_{pkm} \cos(\omega t + \phi_k) = i_{pkX} \cos(\omega t) + i_{pkY} \sin(\omega t) \quad (5.14)$$

dove:

$$\begin{cases} i_{pkX} = I_{pkm} \cos(\phi_k) \\ i_{pkY} = -I_{pkm} \sin(\phi_k) \end{cases} \quad (5.15)$$

La (5.15) rappresenta la componente reale i_{pkX} e immaginaria i_{pkY} del fasore della corrente di ramo rispetto al fasore della corrente di riferimento. L'ampiezza della corrente di ramo i_{pk} è I_{pkm} , e la fase è ϕ_k , ($k = 1, 2, \dots, n$).

Le componenti cosinusoidale e sinusoidale della corrente di ramo i_{pk} sono ricavate come segue:

$$\begin{cases} i_{pkcos} = i_{pk}X_0 = i_{pk}i_p = I_{pkm} \cos(\omega t + \phi_k) I_{pm} \cos(\omega t) = \frac{I_{pm} I_{pkm} [\cos(2\omega t + \phi_k) + \cos(\phi_k)]}{2} \\ i_{pk sin} = i_{pk}Y_0X_0 = i_{pk}i'_p = I_{pkm} \cos(\omega t + \phi_k) I_{pm} \sin(\omega t) = \frac{I_{pm} I_{pkm} [\sin(2\omega t + \phi_k) - \sin(\phi_k)]}{2} \end{cases} \quad (5.16)$$

Dalla (5.16) si può vedere come entrambi i_{pkcos} e $i_{pk sin}$ sono composti da componenti DC e componenti armoniche di secondo ordine. Tramite l'applicazione di un filtro passa basso, anche denominato *Low-Pass Filter* (LPF), le componenti armoniche di secondo ordine possono essere filtrate. Pertanto si possono ottenere le componenti DC:

$$\begin{cases} i_{pkcos_Lf} = \frac{I_{pm} I_{pkm} \cos(\phi_k)}{2} \\ i_{pk sin_Lf} = -\frac{I_{pm} I_{pkm} \sin(\phi_k)}{2} \end{cases} \quad (5.17)$$

Tramite l'ampiezza della corrente della bobina primaria I_{pm} , ricavata tramite il circuito di rilevamento dell'ampiezza, anche denominato *detection circuit of magnitude*, la corrente i_{pk} della k -esima unità di inverter può essere decomposta nel sottospazio ortogonale, ovvero:

$$\begin{cases} i_{pkX} = \frac{2i_{pkX_Lf}}{I_{pm}} \\ i_{pkY} = \frac{2i_{pkY_Lf}}{I_{pm}} \end{cases} \quad (5.18)$$

In accordo con la (5.14) e la (5.18), i segnali di corrente AC ad alta frequenza sono stati trasformati in segnali di corrente DC senza l'utilizzo del PLL. Il circuito di decomposizione della corrente i_{pk} della k -esima unità inverter è mostrato in Figura 5.9.

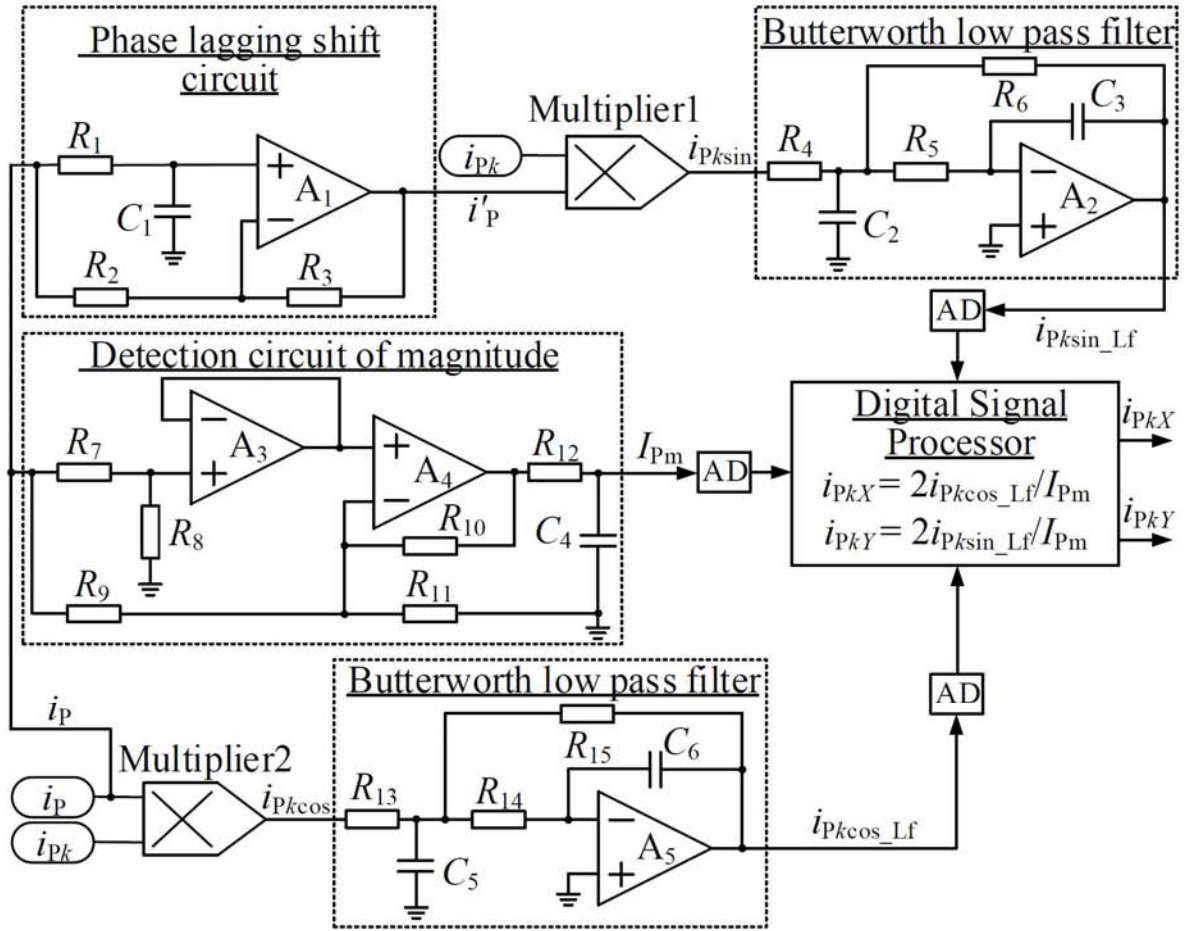


Figura 5.9: Circuito di decomposizione della corrente i_{pk} della k -esima unità inverter.

Per un generico sistema IPT, la corrente di ramo dell'unità parallela può essere decomposta come in Figura 5.10 (a). Le coordinate X_0 e Y_0 mostrate nella Figura 5.10 (a) e (b) costituiscono un sistema di coordinate rettangolari. La k -esima corrente circolante tra il modulo k e il modulo $(k + 1)$ viene scomposta nella componente di corrente X e Y rispetto alla corrente di riferimento fissata all'asse X_0 . Per ridurre al minimo la corrente circolante, le sue componenti X e Y devono essere controllate in modo da essere mantenute a zero. In altre parole, come si vede dalla Figura 5.10 (b), è necessario mantenere uguale la media delle componenti X delle correnti di tutte le unità inverter, e mantenere le componenti Y delle correnti di tutte le unità inverter a zero.

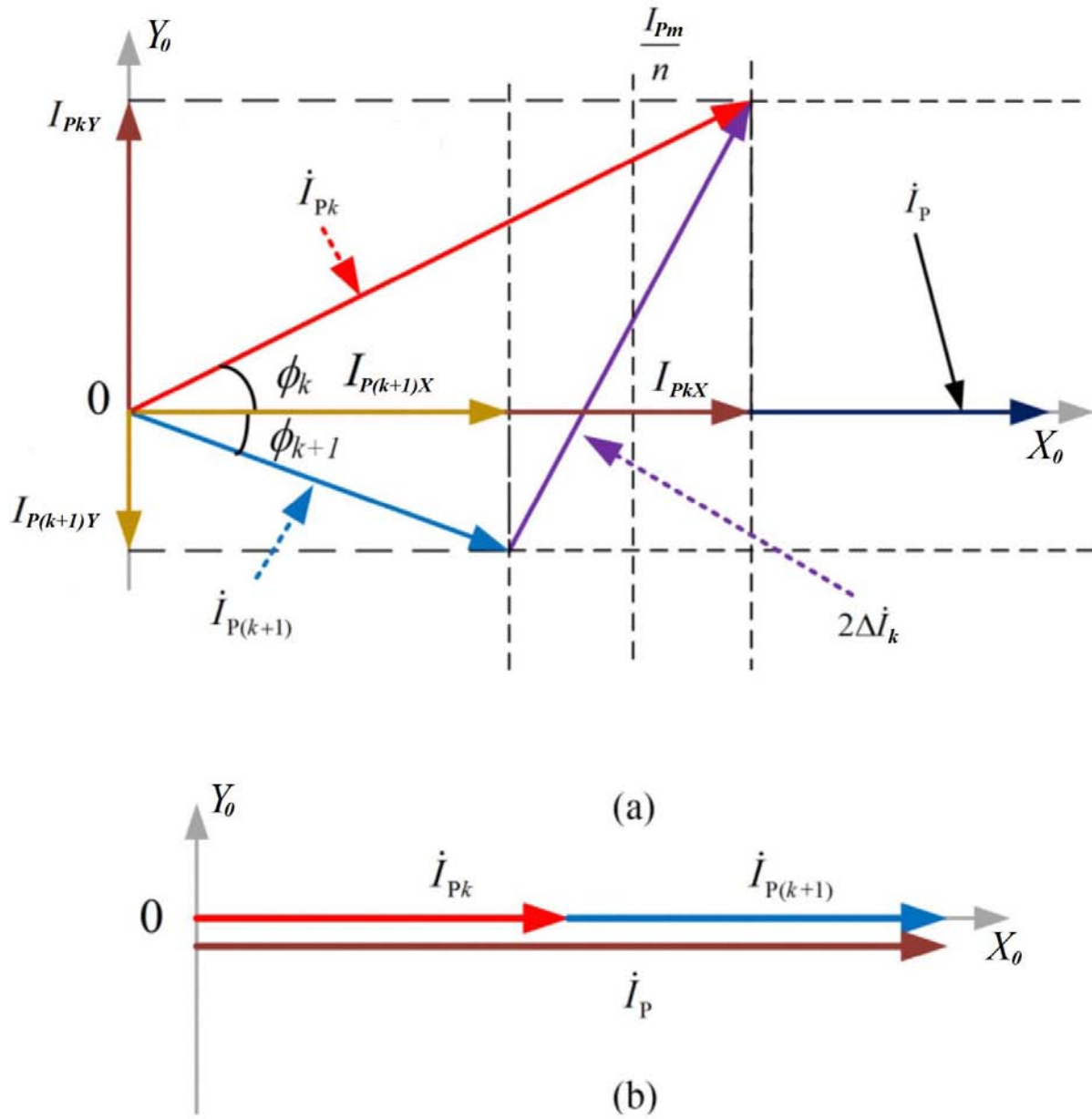


Figura 5.10: Diagramma fasoriale (a) Controllo della corrente X e Y . (b) Risultato previsto ottenuto dal controllo delle correnti delle diverse unità inverter.

Ad esempio sia $n = 3$, la corrente di ramo dell'unità parallela può essere decomposta come in Figura 5.11. Per rendere le correnti di ramo i_{Pk} uguali, le componenti di corrente decomposte nell'asse X_0 e nell'asse Y_0 , rispettivamente, dovrebbero essere regolate in modo da essere uguali. Inoltre, la componente Y deve essere controllata affinché sia nulla per ognuno dei convertitori in accordo con la (5.17) e la (5.18), quando la fase ϕ_k è pari a zero ($i_{P1X} = i_{P2X} = i_{P3X}$, $i_{P1Y} = i_{P2Y} = i_{P3Y} = 0$). Per un sistema IPT composto da n moduli, il numero di circuiti di decomposizione, mostrato in Figura 5.9, dovrebbe essere n . Tutte le correnti di ramo dovrebbero essere regolate in modo da essere uguali ($i_{P1X} = i_{P2X} = \dots = i_{PnX}$,

$i_{p1Y} = i_{p2Y} = \dots = i_{pnY} = 0$). Di conseguenza, il problema può essere risolto per qualsiasi numero di inverter collegati in parallelo.

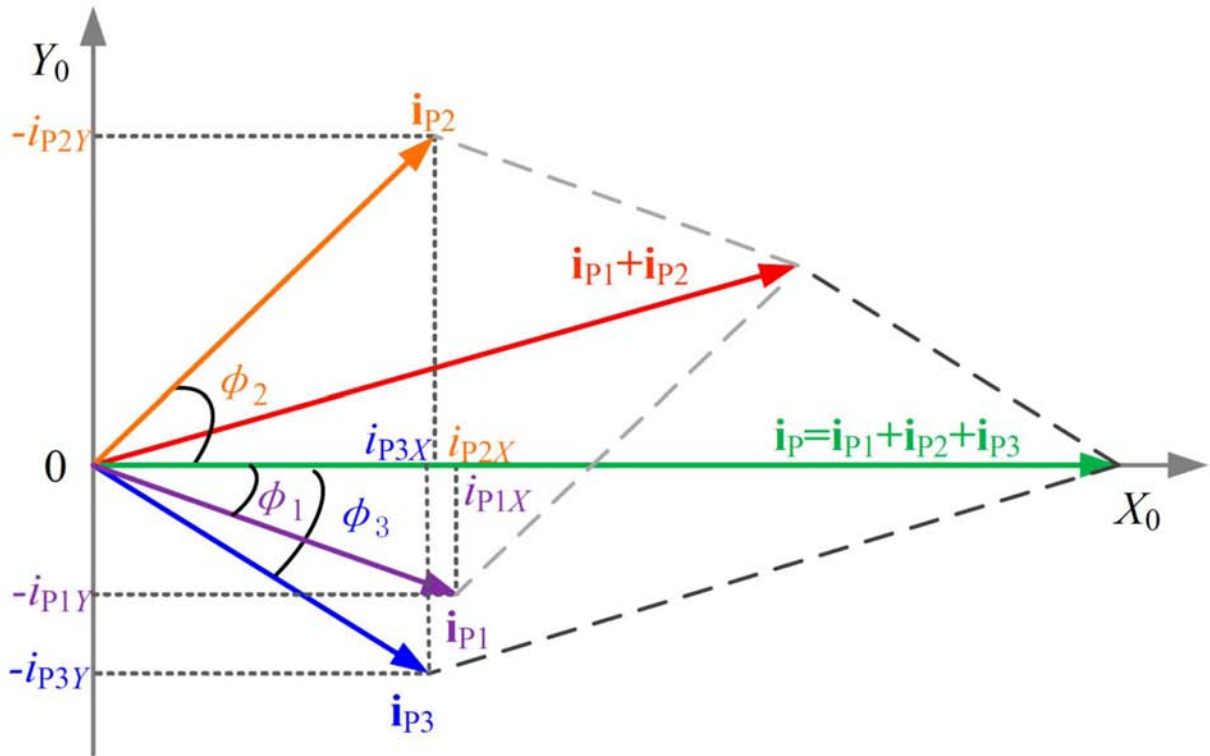


Figura 5.11: Diagramma fasoriale della decomposizione di una corrente di ramo quando $n = 3$.

5.5.2 Diagramma di controllo

Lo schema a blocchi del controllo dell'algoritmo proposto è mostrato in Figura 5.12. In primo luogo, impiegando il circuito di decomposizione mostrato in Figura 5.9, la corrente di ramo i_{pk} può essere scomposta in due componenti DC, i_{pkX} e i_{pkY} . In secondo luogo, la componente di corrente i_{pkX} , decomposta nell'asse X_0 , viene utilizzata per l'anello di controllo *magnitude sharing* dell'ampiezza del k -esimo inverter, in modo che tutte le correnti dei rami abbiano la stessa ampiezza. La componente di corrente i_{pkY} , decomposta nell'asse Y_0 , viene invece utilizzata per l'anello di controllo *phase difference minimization* del k -esimo inverter, in modo da minimizzare lo sfasamento tra le correnti di ramo delle diverse unità parallelo. In genere, la tensione AC ad alta frequenza ricevuta dal lato secondario non può essere utilizzata direttamente, ma il raddrizzatore la converte in tensione DC per il carico. Pertanto la tensione di carico U_o viene rilevata e inviata al primario tramite radiofrequenza (RF).

Con le componenti di corrente i_{pkX} , i_{pkY} e la tensione di carico U_o , il controllo proporzionale integrale (PI) può fornire l'angolo di conduzione θ_{Lk} e l'angolo di fase $\theta_{\Delta k}$, i quali sono utilizzati per generare l'ampiezza dell'impulso per il k -esimo inverter al fine di ridurre le correnti circolanti e mantenere costante la tensione di uscita. K_{Xk} è la componente X del controllore PI per il *branch current sharing*, ovvero l'equa divisione delle correnti di ramo in tutti i moduli. K_{Uk} è il feedback di tensione del controllore PI. K_{Yk} è la componente Y del controllore PI per il *branch current minimizing*, ovvero la minimizzazione dello sfasamento tra le correnti di ramo delle diverse unità parallelo.

I controllori PI sono considerati tutti incrementali, nonostante quanto rappresentato in Figura 5.12, ovvero forniscono l'incremento del segnale di controllo, e possono seguire molto bene il segnale di riferimento.

L'equazione dell'algoritmo incrementale PI è la seguente [53]:

$$\begin{aligned}
 \Delta u_k &= K_P(e_k - e_{k-1}) + K_I \frac{T}{2}(e_k + e_{k-1}) \\
 &= K_P \left[e_k - e_{k-1} + \frac{1}{2} \frac{T}{T_I} (e_k + e_{k-1}) \right] \\
 &= K_P \left(1 + \frac{T}{T_I} \right) e_k - K_P \left(1 - \frac{1}{2} \frac{T}{T_I} \right) e_{k-1} \\
 &= \alpha e_k + \beta e_{k-1}
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

dove:

$$\begin{cases} \alpha = K_P \left(1 + \frac{T}{T_I} \right) \\ \beta = -K_P \left(1 - \frac{1}{2} \frac{T}{T_I} \right) \end{cases} \tag{5.20}$$

T è il periodo di campionamento, $T_I = K_P/K_I$ è la costante di tempo integrale, data dal rapporto tra il guadagno proporzionale e quello integrale ed e_k è l'errore tra il campione k -esimo e quello $(k - 1)$ -esimo. Per le applicazioni industriali i valori di α e β per il controllore PI sono stati ottenuti sperimentalmente e tramite l'esperienza di *debugging*. Si possono allora ottenere dei valori di α e β per il controllore PI, i quali possono seguire in modo ottimale il riferimento quando ci sono variazioni rapide. Pertanto il sistema IPT con inverter parallelo lavorerà sotto la condizione che, le ampiezze delle correnti di ramo siano controllate per essere identiche, lo sfasamento tra le correnti delle varie unità parallelo sia zero e la tensione di carico U_o sia pari alla tensione di riferimento U_{o_ref} .

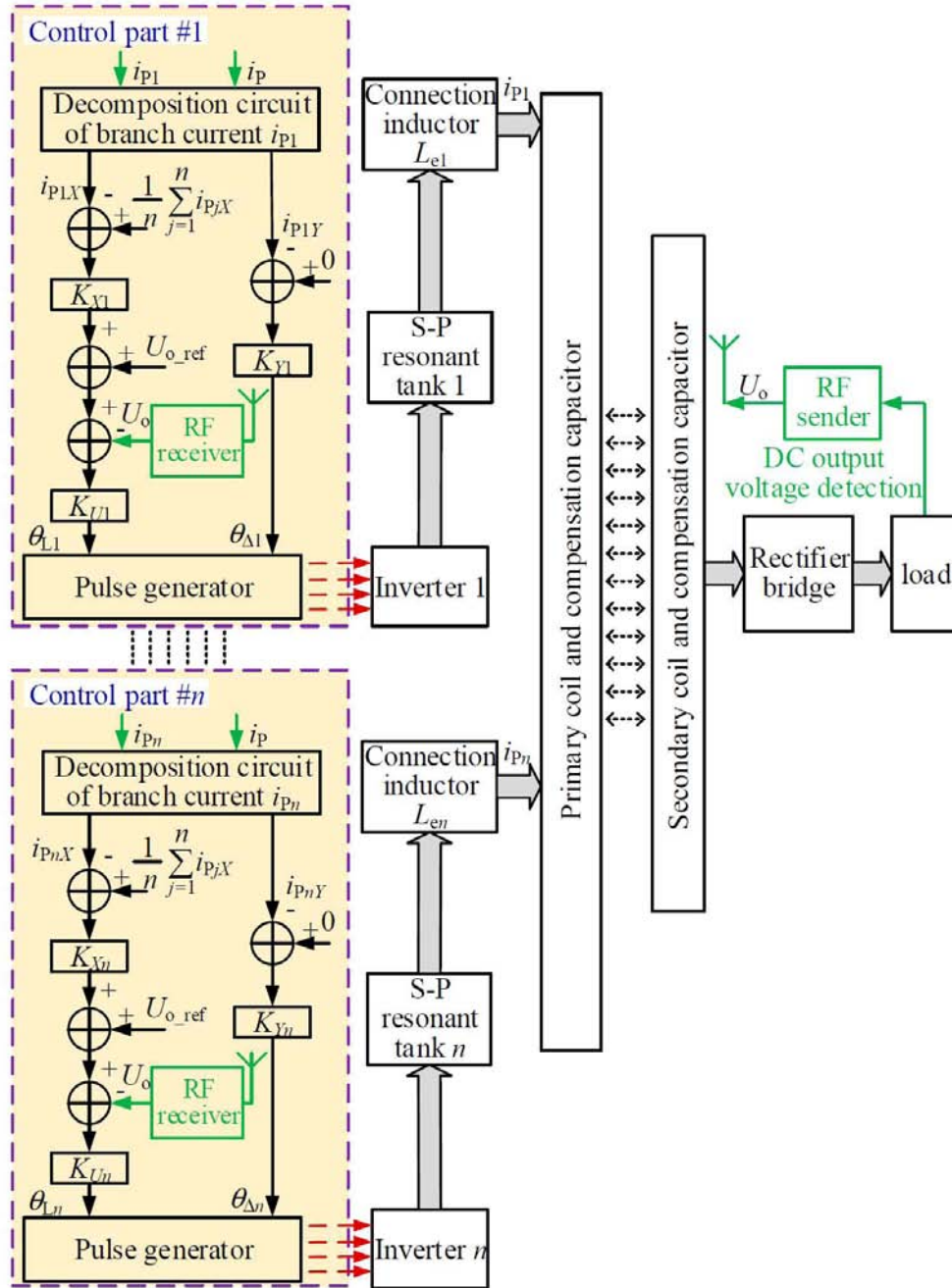


Figura 5.12: Schema a blocchi del controllo.

6 Simulazione del sistema dinamico IPT parallelo con controllo fasoriale

6.1 Introduzione

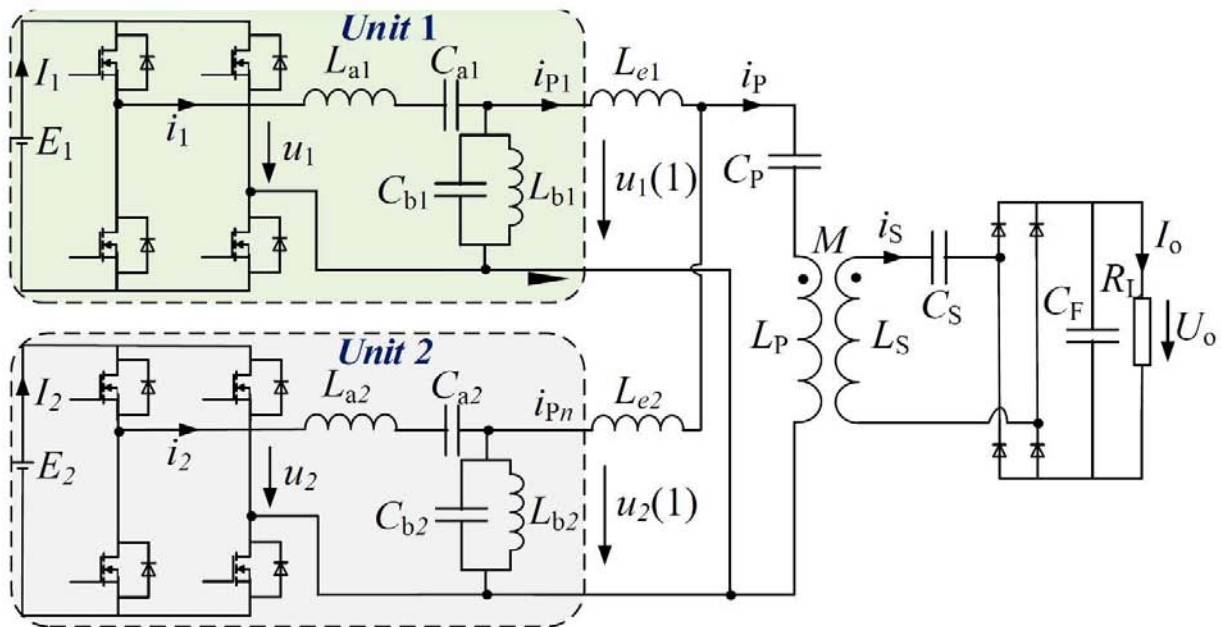


Figura 6.1: Sistema IPT con due inverter in parallelo utilizzato per la simulazione

Con l'obiettivo di verificare il funzionamento del controllo fasoriale illustrato nel capitolo precedente, un sistema IPT costituito da due inverter identici collegati in parallelo, come mostrato in Figura 6.1, viene realizzato e simulato in MATLAB e Simulink. La massima potenza di uscita di questo modello è pari a 1 kW. Regolando accuratamente gli angoli di conduzione e di fase delle tensioni di uscita degli inverter in parallelo, è possibile ridurre le correnti circolanti e controllare costantemente la tensione di uscita. Le specifiche di progetto del modello di sistema utilizzato nella simulazione sono elencate nella Tabella 6.1. Le specifiche del circuito di controllo di decomposizione della corrente di Figura 5.9 sono elencate nella Tabella 6.2.

Dal capitolo precedente, è chiaro come sia la tolleranza dei componenti e sia la differenza delle tensioni fondamentali dell'inverter di uscita possono causare correnti circolanti. Pertanto nel seguito è stata eseguita una simulazione per ognuno dei seguenti scenari:

- 1) I parametri dei circuiti di risonanza dei due inverter in parallelo sono stati impostati in modo da differire di qualche percento tra di loro e le induttanze di collegamento in modo che $L_{e1} = 1.2 L_e$, $L_{e2} = 0.8 L_e$ con $L_e = 0.5 \mu H$. Tuttavia le tensioni DC in ingresso agli inverter sono impostate in modo da essere uguali tra di loro $E_1 = E_2$.
- 2) Oltre a considerare le tolleranze dei componenti del primo scenario, le tensioni DC in ingresso agli inverter sono impostate in modo da essere differenti tra di loro $E_1 \neq E_2$.
- 3) Oltre a considerare le tolleranze dei componenti del primo scenario, la tensione di uscita U_o viene variata in modo da verificare la risposta del sistema.
- 4) Oltre a considerare le tolleranze dei componenti del primo scenario, la resistenza di carico R_L viene variata in modo da verificare la risposta del sistema.

Infine si effettua un confronto sui risultati ottenuti dunque sulla validità del sistema e del controllo proposti.

Parametri	Valore
Frequenza inverter f/kHz	20
Induttanza inverter 1 in serie $L_{a1}/\mu H$	445
Capacità inverter 1 in serie C_{a1}/nF	143.3
Induttanza inverter 1 in parallelo $L_{b1}/\mu H$	42.7
Capacità inverter 1 in parallelo C_{b1}/nF	1476.0
Induttanza di collegamento inverter 1 $L_{e1}/\mu H$	60.9
Induttanza inverter 2 in serie $L_{a2}/\mu H$	432.8
Capacità inverter 2 in serie C_{a2}/nF	147.0
Induttanza inverter 2 in parallelo $L_{b2}/\mu H$	43.6
Capacità inverter 2 in parallelo C_{b2}/nF	1472.0
Induttanza di collegamento inverter 1 $L_{e2}/\mu H$	39.2
Induttanza bobina primaria $L_P/\mu H$	195.0
Capacità bobina primaria C_P/nF	323.7
Mutua induttanza $M/\mu H$	60.0
Induttanza bobina secondaria $L_S/\mu H$	507.34

Capacità bobina secondaria C_S/nF	124.8
Capacità raddrizzatore $C_F/\mu F$	330
Resistenza equivalente carico R_L/Ω	10

Tabella 6.1: Specifiche di progetto e parametri circuitali del modello IPT simulato.

Parametri	Valore
Resistenza $R_2, R_3, R_7, R_8/k\Omega$	10
Resistenza R_1/Ω	995.2
Resistenza $R_4, R_6, R_{13}, R_{15}/k\Omega$	2.16
Resistenza $R_5, R_{14}/k\Omega$	1.03
Resistenza $R_9, R_{10}/k\Omega$	2
Resistenza $R_{11}/k\Omega$	1
Resistenza $R_{12}/k\Omega$	4.7
Capacità C_1/nF	8
Capacità $C_2, C_5/\mu F$	2.67
Capacità $C_3, C_6/\mu F$	1
Capacità $C_4/\mu F$	10

Tabella 6.2: Specifiche di progetto e parametri circuitali del circuito di decomposizione della corrente.

6.2 Analisi del sistema

6.2.1 Scenario 1

In questo scenario si considerano le tolleranze dei componenti dei circuiti di risonanza e degli induttori di collegamento, mentre le tensioni DC in ingresso agli inverter sono mantenute costanti e pari a $E_1 = E_2 = 300 \text{ V}$. Si effettua solamente un controllo al fine di mantenere costante la tensione di uscita U_o ad un riferimento pari a $U_{o_ref} = 100 \text{ V}$. Tale controllo viene realizzato impostando gli angoli di fase in modo tale che siano nulli, ovvero $\theta_{\Delta 1} = \theta_{\Delta 2} = 0$, e regolando gli angoli di conduzione, mantenendoli uguali tra loro $\theta_{L1} = \theta_{L2}$, in modo che la tensione di uscita si mantenga al suo valore di riferimento.

In tali condizioni, è presente una grande differenza tra le correnti dei due diversi rami i_{p1} e i_{p2} , la quale rappresenta il doppio della corrente di circolazione $2\Delta i$. Le forme d'onda di tali correnti e quella della corrente i_p , che attraversa la bobina trasmittente, sono rappresentate in Figura 6.2. L'ampiezza del doppio della corrente di circolazione è pari a circa 4 A , rispetto ai circa 18 A della corrente i_p . È evidente che tra i due inverter circola una grande corrente di circolazione in condizioni di asimmetria dei parametri circuitali di risonanza e induttivi di collegamento.

Tramite i valori della corrente (I_o) e della tensione (U_o) di uscita, le tensioni e le correnti DC di ingresso agli inverter (E_1, E_2, I_1, I_2) è possibile calcolare l'efficienza della simulazione nel modo seguente:

$$\eta = \frac{U_o I_o}{E_1 I_1 + E_2 I_2} \quad (6.1)$$

Pertanto la potenza di uscita è pari a 1 kW e considerando le condizioni di funzionamento, ovvero:

- Potenza del primo inverter pari a $P_{in_1} = 464.4 \text{ W}$
- Potenza del secondo inverter pari a $P_{in_2} = 719.13 \text{ W}$
- Potenza al carico in uscita a $P_{out} = 999.1 \text{ W}$

l'efficienza equivale a 0.7852 . Inoltre non esiste alcuna corrente di circolazione DC o armonica, grazie all'impiego del circuito risonante serie-paralello.

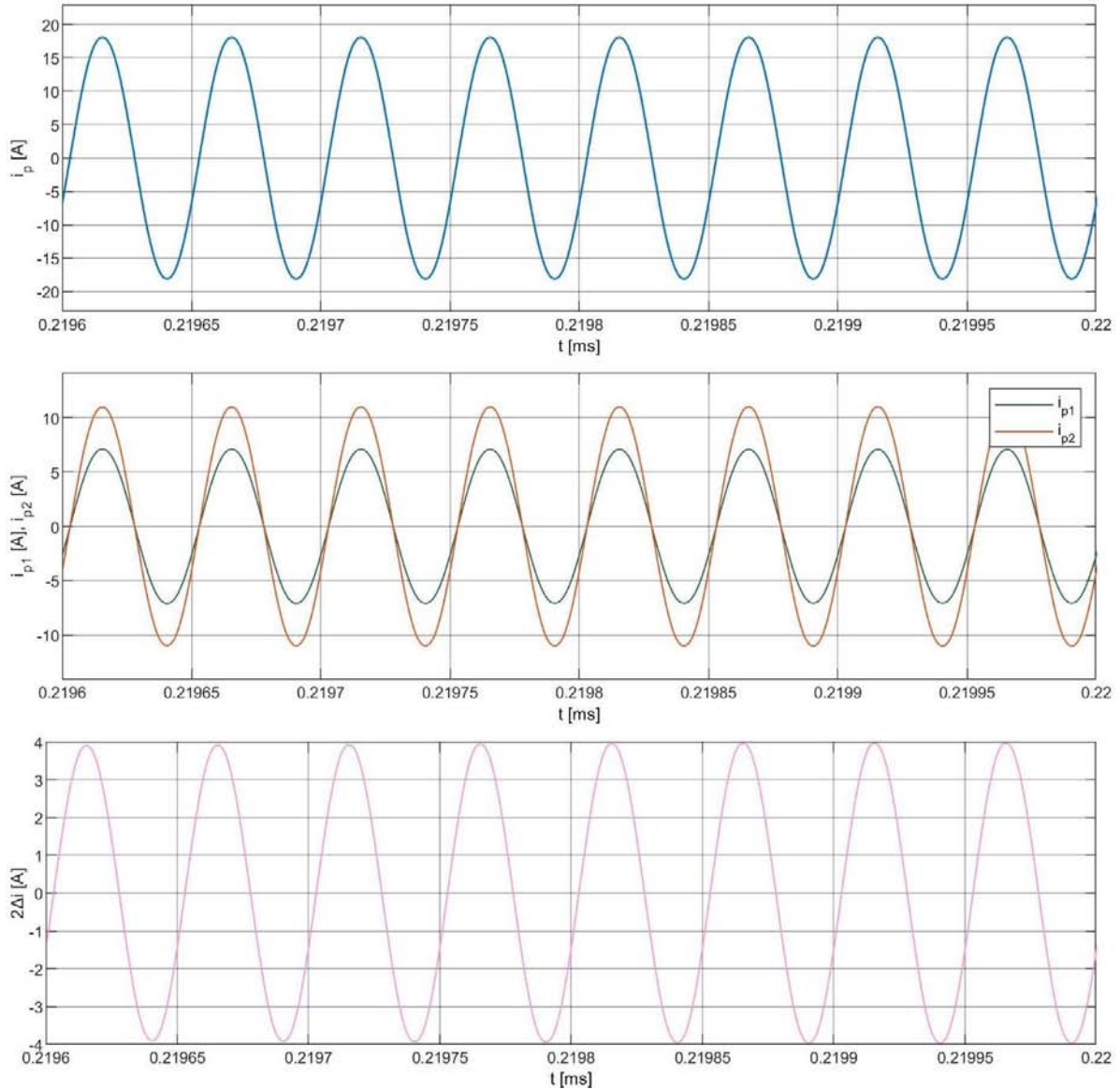


Figura 6.2: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 1 con controllo di tensione

Con l'utilizzo del controllo fasoriale assieme a quello di tensione, è possibile ridurre in modo efficace la corrente di circolazione tra le correnti di ramo i_{p1} e i_{p2} , controllando la tensione in modo che si mantenga al suo riferimento $U_{o_ref} = 100 \text{ V}$. Le forme d'onda di corrente sono mostrate in Figura 6.3. Si nota come grazie al controllo le correnti di ramo i_{p1} e i_{p2} tendono ad avere la stessa ampiezza e fase tra di loro.

Pertanto l'ampiezza del doppio del doppio della corrente di circolazione si riduce ad un valore pari a circa 0.6 A , comportando una diminuzione delle perdite e di conseguenza un miglioramento dell'efficienza.

Considerando le nuove condizioni di funzionamento, ovvero:

- Potenza del primo inverter pari a $P_{in_1} = 588.6 \text{ W}$
- Potenza del secondo inverter pari a $P_{in_2} = 591 \text{ W}$

- Potenza al carico in uscita a $P_{out} = 998.2 \text{ W}$

il rendimento raggiunge il 0.8462. Inoltre entrambe le potenze di ingresso degli inverter sono quasi uguali tra di loro, evidenziano come si possa ottenere una buona distribuzione della potenza tramite il controllo fasoriale.

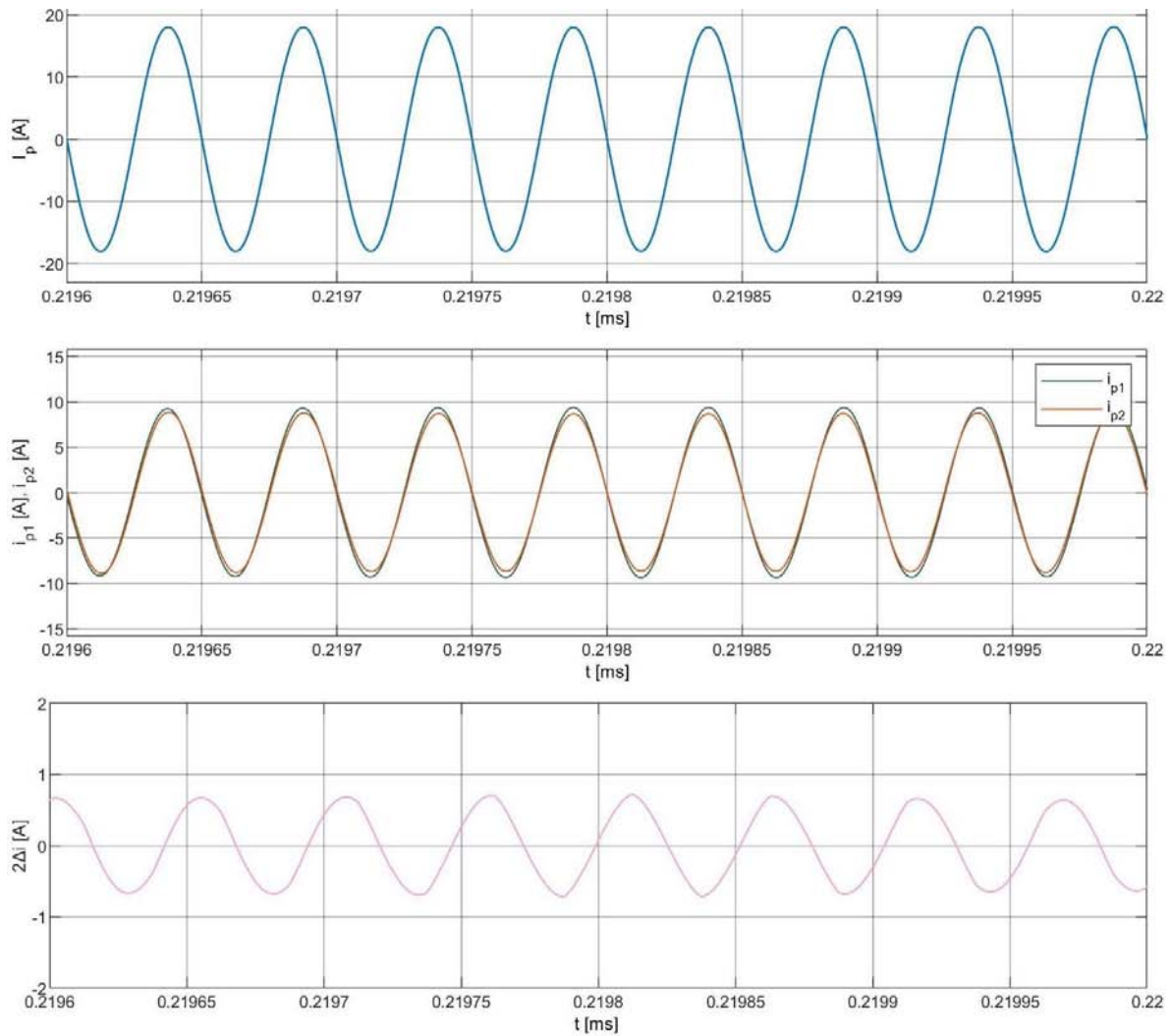


Figura 6.3: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 1 con controllo di tensione e controllo fasoriale

6.2.2 Scenario 2

Considerano le tolleranze dei componenti dello scenario 1, una delle due tensioni DC in ingresso agli inverter viene mantenuta costante al valore di $E_1 = 300\text{ V}$ mentre l'altra, $E_2 = 300\text{ V}$, viene prima abbassata a 250 V , e in seguito, una volta stabilizzato il sistema, viene nuovamente riportata al suo valore iniziale di 300 V . La tensione di uscita è controllata con un riferimento di $U_{o_{ref}} = 100\text{ V}$. Le forme d'onda delle correnti i_{p1} , i_{p2} , i_p e della tensione di uscita U_o , con il controllo della tensione e quello fasoriale, sono rappresentate in Figura 6.4. È importante in questo caso analizzare le performance del sistema, in quanto tale situazione è simile a quella che si verifica quando gli inverter che alimentano il sistema IPT sono alimentati da differenti sorgenti di energia. Quando la tensione E_2 viene portata da 300 a 250 V , si verifica un *undershoot* della tensione di uscita U_o quasi trascurabile, analogamente, quando la tensione viene alzata da 250 a 300 V si verifica un *overshoot*. Pertanto il metodo di controllo proposto presenta una risposta dinamica molto rapida.

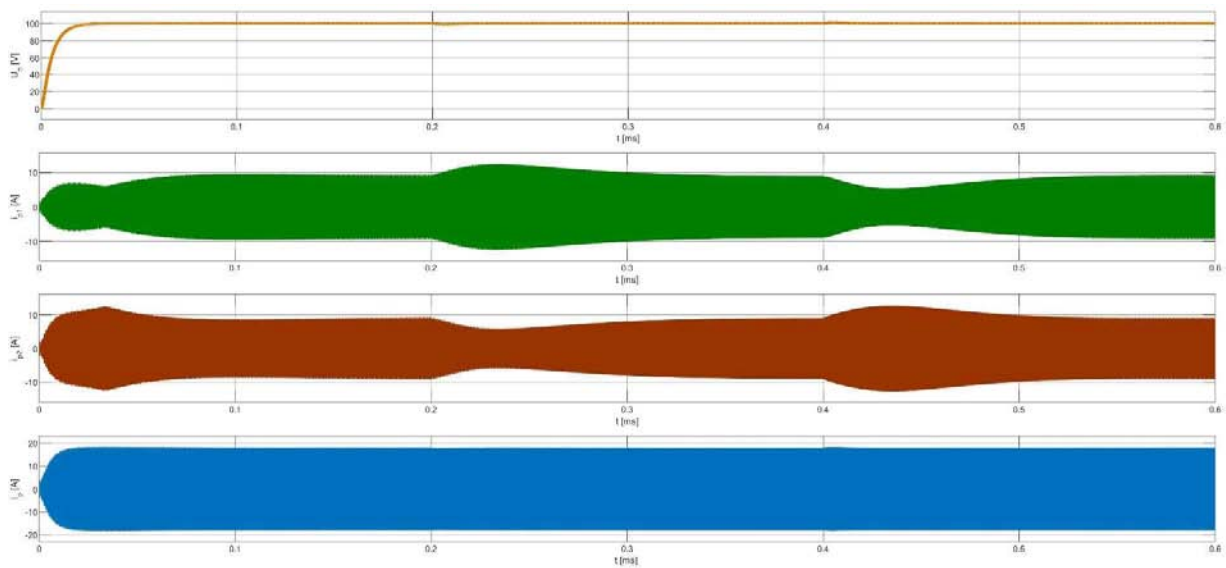


Figura 6.4: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 2 con controllo di tensione e controllo fasoriale

6.2.3 Scenario 3

Considerando le tolleranze dei componenti dello scenario 1, il riferimento di tensione di uscita $U_{o_ref} = 80\text{ V}$ viene prima alzato a 100 V , e in seguito, una volta stabilizzato, viene nuovamente riportato al suo valore iniziale di 80 V , in modo da verificare la risposta del sistema. Le forme d'onda delle correnti i_{p1} , i_{p2} , i_p e della tensione di uscita U_o , con il controllo della tensione e quello fasoriale, sono rappresentate in Figura 6.5. Quando il riferimento di tensione viene portato da 80 a 100 V , la tensione di uscita U_o aumenta rapidamente, senza alcun *overshoot*, analogamente a quanto accade quando il riferimento di tensione viene abbassato da 100 a 80 V , e la tensione di uscita U_o diminuisce rapidamente. Pertanto il metodo di controllo proposto presenta una risposta dinamica molto rapida.

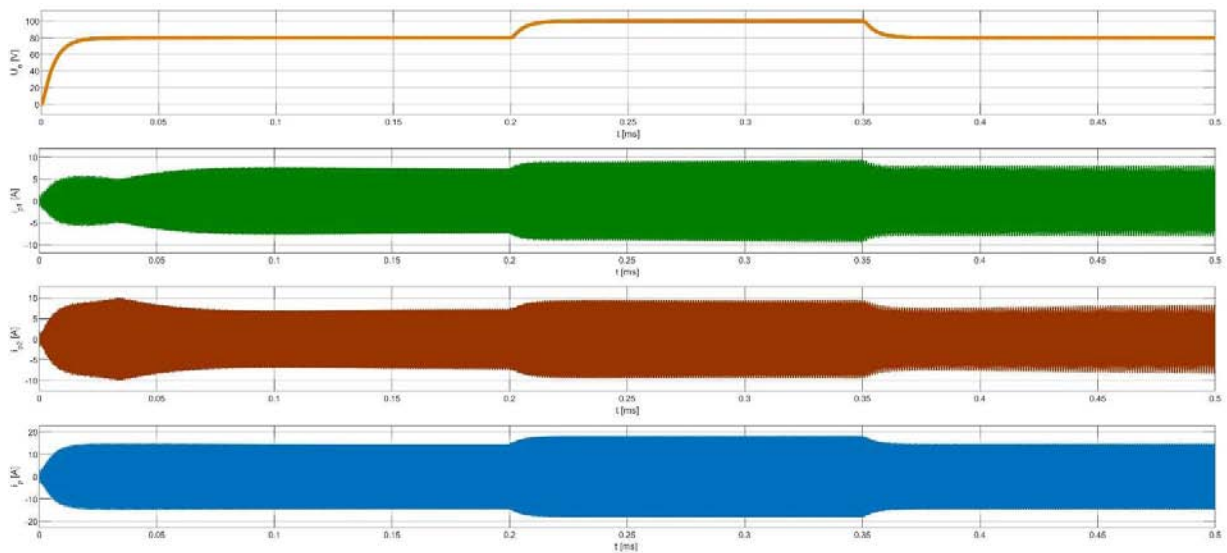


Figura 6.5: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 3 con controllo di tensione e controllo fasoriale

6.2.4 Scenario 4

Considerando le tolleranze dei componenti dello scenario 1, la resistenza di carico $R_L = 15 \Omega$ viene prima abbassata a 10Ω , e in seguito, una volta stabilizzato il sistema, viene nuovamente riportata al suo valore iniziale di 15Ω . La tensione di uscita è controllata con un riferimento di $U_{o_ref} = 100 V$. Le forme d'onda delle correnti i_{p1} , i_{p2} , i_p e della tensione di uscita U_o , con il controllo della tensione e quello fasoriale, sono rappresentate in Figura 6.6. Quando la resistenza di carico viene portata da 15 a 10Ω , si verifica un piccolo *undershoot* della tensione di uscita U_o , analogamente, quando la resistenza di carico viene alzata da 10 a 15Ω si verifica un *overshoot*. Pertanto il metodo di controllo proposto presenta una risposta dinamica molto rapida.

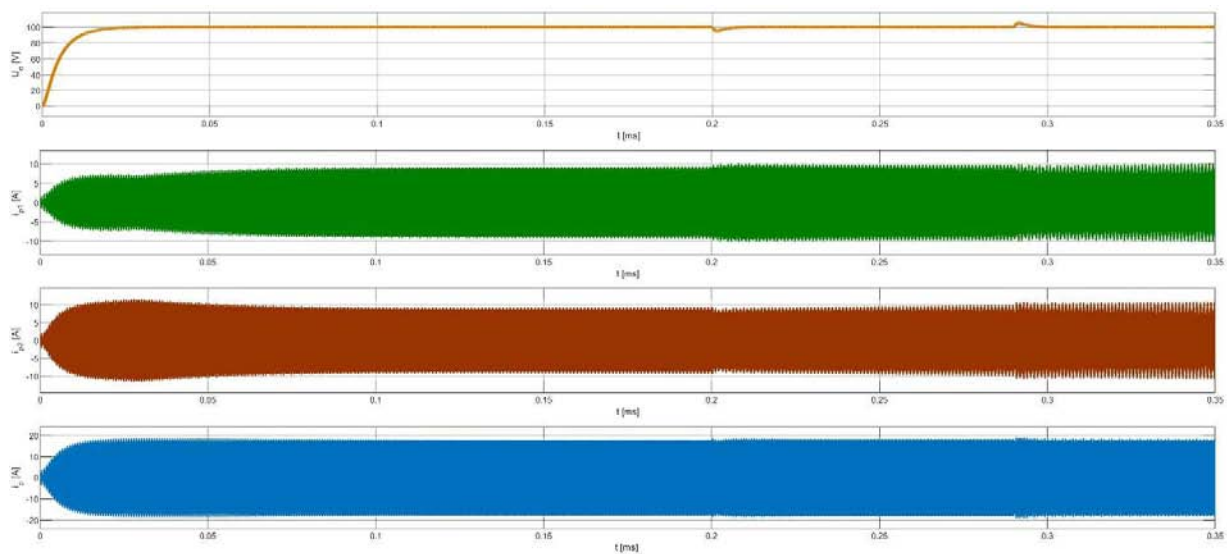


Figura 6.6: Forme d'onda delle correnti per lo scenario 4 con controllo di tensione e controllo fasoriale

6.3 Discussione dei risultati della simulazione

La simulazione del modello del sistema IPT parallelo presentato nel capitolo precedente ha evidenziato come sia possibile incrementare il livello di potenza dei sistemi IPT. Inoltre il metodo di decomposizione delle correnti permette di trasformare i segnali AC ad alta frequenza in segnali DC per i controllori fasoriali, semplificando e riducendo il carico computazionale del controllo. Le componenti di corrente ottenute vengono utilizzate in modo indipendente per mantenere costanti le stesse correnti di ramo a valori di ampiezza il più possibile uguali tra di loro e con il minimo sfasamento, in modo da ridurre la corrente di circolazione tra gli inverter.

La soluzione proposta risulta inoltre ottimale dal punto di vista dell'estensione della potenza attraverso il corretto coordinamento degli inverter risonanti e i circuiti di decomposizione, entrambi i quali possono fare riferimento a soluzioni commerciali esistenti in modo da ridurre i costi di realizzazione.

Infine è evidente come il controllo di tensione abbinato a quello fasoriale permetta di ridurre la componente fondamentale della corrente di circolazione e offrire una buona risposta dinamica in molteplici occasioni.

Conclusione

L'utilizzo in larga scala della tecnologia IPT dinamica ad alta potenza potrebbe avere un impatto rilevante e a breve termine sul consumo di carburante ed emissioni di anidride carbonica dovute al trasporto, dal momento che potrebbe potenzialmente coprire le vie di collegamento con maggiore afflusso delle città, dando una forte spinta all'utilizzo dei veicoli elettrici. Infatti, oltre ad eliminare gli svantaggi delle colonnine di ricarica, permette di ridurre la taglia della batteria dei veicoli, rendendo così il loro costo più accessibile.

La ricerca in pochi anni ha sviluppato molteplici tecnologie, architetture e innovazioni sempre più all'avanguardia che hanno permesso di realizzare già ad oggi alcuni prototipi funzionanti, installati al di sotto della carreggiata, per provarne l'efficacia e la fattibilità. Tali prototipi, anche se non ancora completamente ottimizzati, rappresentano un'importante evidenza del successo della tecnologia IPT, grazie ai vantaggi che poche innovazioni oggi sono in grado di raggiungere nell'ambito della ricarica dei veicoli.

Dopo aver analizzato diverse proposte di sistemi IPT ad alta potenza, è evidente come si abbia a disposizione una vasta gamma di possibilità per ogni diversa esigenza di realizzazione ed installazione. I metodi di controllo offrono molto spesso ottime prestazioni dinamiche, essenziali quando si tratta di fornire la potenza necessaria ai veicoli in condizioni precarie di stabilità.

Una volta scelta una tecnologia IPT e costruito un modello della stessa, sono state effettuate diverse simulazioni, rappresentative di situazioni sia ideali e sia affette da disturbi. Tale soluzione proposta ha confermato le aspettative in termini di miglioramento del rendimento, grazie alla semplicità del controllo e alla diminuzione delle correnti di circolazione. Inoltre ha evidenziato un'ottima risposta nei confronti di diversi disturbi, dunque ottime prestazioni dinamiche.

Oltre a queste considerazioni di tipo tecnico sono da valutare anche quelle economiche. I costi tutt'oggi non sono ancora stati completamente resi noti, ma sono comunque elevati se si considera il grande investimento e studio che comporta ogni tecnologia innovativa. Tuttavia, la tecnologia proposta offre la possibilità di produrre in serie i diversi componenti, compresi gli inverter, rendendo l'aumento di potenza del sistema, non solo realizzabile senza molte complessità, ma anche allettante in termini economici prevedendone un'espansione futura. Infatti, quando la produzione in serie sarà operativa, sarà possibile abbattere i costi relativi alla tecnologia in questione, permettendone così una rapida diffusione.

La riduzione dei costi permetterebbe non solo un'importante impulso al mercato automobilistico, ma anche una riduzione delle sostanze inquinanti. Una buona legislazione sugli incentivi permetterebbe

inoltre un ampio utilizzo di questa soluzione innovativa, con conseguente maggiore interesse e accettazione da parte dei cittadini.

Bibliografia

- [1] D. M. Vilathgamuwa e J. P. K. Sampath, *Wireless power transfer (WPT) for electric vehicles (EVs)—Present and future trends*, Springer, 2015.
- [2] S. Y. Choi e C. T. Rim, «Recent Progress in Developments of On-line Electric Vehicles,» *IEEE*, 2015.
- [3] A. Zaheer, M. Budhia, D. Kacprzak e G. A. Covic, «Magnetic design of a 300 W under-floor contactless Power Transfer system,» *Proc. Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2011.
- [4] C. Nataraj, S. Khan, M. H. Habaebi e A. G. Muthalif, «General Analysis of Resonance Coupled Wireless Power Transfer (WPT) Using Inductive Coils,» *Technical Gazette* 25, pp. 720-726, 2018.
- [5] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy e D. Bronson, «A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control,» *IEEE Trans. Ind. Informatics*, 2012.
- [6] W. Zhang e C. Mi, «Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems,» *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2016.
- [7] G. A. Covic e O. Stielau, «Design of loosely coupled inductive power transfer systems,» *Proc. International Conference on Power System Technology*, 2000.
- [8] S. Duan, C. Chen, T. Cai e J. Zhao, «Trans. Power Electron 31,» *IEEE*, 2016.
- [9] A. Zaheer, G. A. Covic e D. Kacprzak, «A bipolar pad in a 10-kHz 300-W distributed IPT system for AGV applications,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2014.
- [10] M. Budhia, J. Boys, G. Covic e C. Huang, «Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2013.
- [11] M. Budhia, G. A. Covic e J. T. Boys, «Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems,» *IEEE Trans. Power Electron.*, 2011.
- [12] Ahmad, M. Alam e R. Chabaan, «A comprehensive review of wireless charging technologies for electric vehicles,» *IEEE Trans. Transp. Electr.*, 2017.
- [13] C. Panchal, S. Stegen e J. Lu, «Simulation of core shape considerations of wireless charging systems for electric vehicles,» *Power and Energy Eng. Conf. (APPEEC) IEEE*, 2015.

- [14] S. Parihar, R. Nathiya e N. Mundra, «CHARGING SYSTEM ANALYSIS IN STATIC,» *International Journal of Advanced Research in Engineering and Technology (IJARET)*, 2019.
- [15] B. Vu, M. Dahidah, V. Pickert e V.-T. Phan, «A High-Power Multiphase Wireless Dynamic Charging System with low Output Power Pulsation for Electric Vehicles,» *IEEE*, 2019.
- [16] J. Kim, B. Lee, J. Lee, S. Lee, C. Park, S. Jung, S. Lee, K. Yi e J. Baek, «Development of 1MW Inductive Power Transfer System for a High Speed Train,» *IEEE Trans. Ind. Electron*, 2015.
- [17] Y. Li, R. Mai, L. Lu e Z. He, «Active and reactive currents decomposition based control of angle and magnitude of current for a parallel multi-inverter IPT system,» *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019.
- [18] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi e C. T. Rim, «Modern advances in wireless power transfer systems for roadway powered electric vehicles,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016.
- [19] C. T. Rim, «The development and deployment of on-line electric vehicles (OLEV),» *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013.
- [20] S. Lee, J. Huh, C. Park, N. Choi, G. Cho e C. Rim, «On-line electric vehicle using inductive power transfer system,» *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010.
- [21] V. X. Thai, S. Y. Choi, B. H. Choi, J. H. Kim e C. T. Rim, «Coreless power supply rails compatible with both stationary and dynamic charging of electric vehicles,» *Proc. IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, 2015.
- [22] J. Gao, «Traveling magnetic field for homogeneous wireless power transmission power delivery,» *IEEE Trans.*, 22, pp. 507-514, 2007.
- [23] ICNIRP, «Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields.,» *Health Physics.*, 1998.
- [24] D. Leskarac, C. Panchal, S. Stegen e J. Lu, «PEV Charging Technologies and V2G on Distributed Systems and Utility Interfaces,» *Vehicle-to-Grid: Linking Electric Vehicles to the Smart Grid, The Institution of Engineering and Technology (IET)*, 2015.
- [25] R. Bashirullah, «Wireless implants,» *IEEE Microwave*, 2010.
- [26] J. Schneider, «Developments in Wireless Power Transfer Standards and Regulations,» *IEEE Stand. Educ. eMagaz.*, 98, 2016.
- [27] SAE, «Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In EVs and Alignment methodology,» *SAE International*, p. 150., 2017.

- [28] SAE, «Electric Vehicle and Plug in Hybrid Electric Vehicle Conductive Charge Coupler,» *SAE International*, 2017.
- [29] SAE, «Communication between Wireless Charged Vehicles and Wireless EV Chargers,» *SAE International*, 2015.
- [30] SAE, «Use Cases for Wireless Charging Communication for Plug-in Electric Vehicles,» *SAE International*, 2013.
- [31] S. Yu., «Standard Specifications for Wireless Power and Charging Systems.,» *IEEE*, 2013.
- [32] IEEE, «IEEE standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure Radio Frequency Electromagnetics Fields, 3kHz to 300GHz,» *IEEE C 95.1:2005*, 2006.
- [33] I. O. F. Standardization, «ISO/PAS 19363:2017 Electrically propelled road vehicles -- Magnetic field wireless power transfer -- Safety and interoperability requirements,» *ISO*, 2017.
- [34] C. Panchal, S. Stegen, J. Lu e D. Butler, «Design of high efficiency and compact filter inductor for D-StatCom inverter,» *Industr. Electr. Appl. (ICIEA)*, 2015.
- [35] I. O. F. Standardization, «Information technology -- Telecommunications and information exchange between systems -- Magnetic field area network (MFAN) -- Part 2: In-band Control Protocol for Wireless Power Transfer,» *ISO/IEC 15149-2:2015 vol. 35.110 Networking, ed. International Organization for Standardization(ISO): International Organization for Standardization (ISO)*, 2015.
- [36] H. Hao, G. A. Covic e J. T. Boys, «A Parallel Topology for Inductive Power Transfer Power Supplies,» *IEEE*, 2013.
- [37] K. Kusaka e J.-i. Itoh, «Three-phase Inductive Power Transfer System with 12 coils for Radiation Noise Reduction,» *International Power Electronics Conference*, 2018.
- [38] R. Mai, L. Lu, Y. Li, T. Lin e Z. He, «Circulating Current Reduction Strategy for Parallel-Connected Inverters Based IPT Systems,» *Energies* 2017, 10, 261, 2017.
- [39] Z. Ye, J. Lam, P. Jain e P. Sen, «A robust one-cycle controlled full-bridge series-parallel resonant inverter for a high-frequency AC (HFAC) distribution system.,» *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007.
- [40] A. Hu, «Selected Resonant Converters for IPT Power Supplies,» *Ph.D. Thesis, University Auckland, Auckland, New Zealand*, 2001.
- [41] S. Choi, S. Jeong, E. Lee, B. Gu, S. Lee e C. Rim, «Generalized models on self-decoupled dual pick-up coils for large lateral tolerance,» *IEEE Trans. Power Electron.*, 2015.

- [42] L. Yong, M. Ruikun, L. Tianren, S. Hongjian e H. Zhengyou, «A Novel WPT System Based on Dual Transmitters and Dual Receivers for High Power Applications: Analysis, Design and Implementation,» *Energies*, 2017.
- [43] CISPR, «Industrial, scientific and medical equipment — Radio-frequency disturbance characteristics — Limits and methods of measurement,» *CommCISPR 11*, 2015.
- [44] M. Bojarski, D. Czarkowski, F. D. Leon, Q. Deng e M. K. Kazimierczuk, «Multiphase resonant inverters with common resonant circuit,» *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 2445-2448, 2017.
- [45] I. G. Park e S. I. Kim, «Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel,» *IEEE*, 2002.
- [46] Q. Deng, J. Liu, D. Czarkowski, W. Hu e H. Zhou, «An Inductive Power Transfer System Supplied by a Multiphase Parallel Inverter,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 64, NO. 9, 2017.
- [47] Z. Ye, P. K. Jain e S. P. C., «Circulating current minimization in high-frequency AC power distribution architecture with multiple inverter modules operated in parallel,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, 2007.
- [48] S. G. Xu, J. P. Xu e J. P. Wang, «A current decoupling parallel control strategy of single phase inverter with voltage and current dual closed-loop feedback,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, 2013.
- [49] T. Kawabata e S. Higashino, «Parallel operation of voltage source inverters,» *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1988.
- [50] X. Wei, G. Zhu, J. Lu e X. Xu, «Instantaneous current-sharing control scheme of multi-inverter modules in parallel based on virtual circulating impedance,» *IET Power Electron.*, 2016.
- [51] J. Guerrero, L. De Vicuna, J. Matas e J. Miret, «Castilla, M. Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2005.
- [52] A. Okuno, H. Kawano, J. Sun, M. Kurokawa, A. Kojina e M. Nakaoka, «Feasible development of soft-switched SIT inverter with load-adaptive frequency-tracking control scheme for induction heating,» *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1998.
- [53] J. H. Lumkes, *Control Strategies for Dynamic Systems: Design and Implementation*, 2001.