



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

Corso di Laurea magistrale in Ingegneria dell'energia elettrica

ANALISI E MODELLIZZAZIONE DI UN
SISTEMA DI RICARICA WIRELESS CON
TOPOLOGIA LCL-S

Relatore: Prof. Manuele Bertoluzzo

Laureando: Xxx Tchoua Ngami

Matricola: 2106885

Anno Accademico: 2025/2026

Questo lavoro è dedicato alla mia famiglia particolarmente a mio papà e a mio zio, che mi hanno dato l'opportunità di proseguire gli studi in Italia grazie ai loro sacrifici.

Voglio inoltre ringraziare il Professore Manuele Bertoluzzo per la sua disponibilità e la competenza professionale con cui mi ha orientato in questa tesi.

Sommario

ABSTRACT	1
INTRODUZIONE GENERALE	2
STATO DELL'ARTE	3
1 Capitolo 1 – trasmissione di potenza per induzione magnetica: principi e architettura	4
1.1 Introduzione	4
1.2 Meccanismi di trasmissione dell'energia senza fili	5
1.2.1 Interazione tra campo magnetico variabile e circuito ricevente	5
1.2.2 f.e.m indotta: dalla legge di Faraday all'applicazione	7
1.2.3 Grado di accoppiamento magnetico e sue implicazioni progettuali	7
1.3 Catena di conversione energetica in un sistema IPT per veicoli elettrici	8
1.3.1 Blocchi funzionali del sottosistema a terra	9
1.3.2 Blocchi funzionali del sottosistema a bordo	9
1.4 Rappresentazione circuitale del trasformatore wireless	10
1.4.1 Parametri del modello ed equazioni di funzionamento	10
1.4.2 Calcolo della potenza trasferita e dell'efficienza	11
1.4.3 Influenza del prodotto $k^2 Q_T Q_R$	11
1.5 Risonanza e compensazione capacitiva	12
1.5.1 Compensazione ed effetti della reattanza induttiva in assenza di compensazione.	12
1.5.2 Panoramica delle tipologie di compensazione	14
1.6 Realizzazione fisica dell'accoppiatore magnetico	17
1.6.1 Geometrie delle bobine	17
1.6.2 Bobine polarizzate: DD, DDQ, BP e QDQ	17
1.6.3 Bobine non polarizzate: circolari, rettangolare, quadrata, esagonale	19
1.7 Materiali magnetici e nuclei in ferrite	20
2 Capitolo 2: Normativa e standard internazionali per la ricarica wireless dei veicoli elettrici	22
2.1 Introduzione	22
2.2 Lo standard SAE J2954	22
2.2.1 Classi di potenza.	23
2.2.2 Frequenza operativa.	23
2.2.3 Il traferro nominale	23
2.2.4 Requisiti di interoperabilità e allineamento	24
2.3 La serie IEC 61980	24
2.4 ISO 19363	25

2.5	Sicurezza e campi elettromagnetici: linee guida ICNIRP	25
2.6	Compatibilità Elettromagnetica (EMC)	26
2.7	Considerazioni finali e prospettive future	27
2.8	Riepilogo dei Requisiti Normativi.	27
3	Capitolo3: studio teorico e dimensionamento del tank risonante LCL-S	29
3.1	Architettura globale del sistema.....	29
3.2	Analisi teorica e comportamento della rete di compensazione LCL-S	30
3.2.1	Dimostrazione del comportamento come sorgente di corrente costante	31
3.2.2	Analisi della tensione indotta e del guadagno di tensione.....	34
3.2.3	Tensione sui condensatori di compensazione e ruolo del fattore di qualità Q_2	35
3.2.4	Perdite nel rame ed utilizzo del filo Litz.....	36
3.3	Scelta del punto nominale di progetto, della resistenza equivalente vista dal tank e scelta del fattore di qualità Q_2	37
3.4	Dimensionamento numerico del tank risonante	40
3.5	Dimensionamento dell'elettronica di potenza.....	43
3.5.1	Inverter.....	43
3.5.2	Raddrizzatore e condensatore di livellamento	43
3.5.3	Buck.....	45
3.6	Analisi armonica quantitativa del sistema LCL-S.....	46
3.6.1	Spettro di tensione dell'inverter	46
3.6.2	Filtraggio lato primario (rete LCL)	47
3.6.3	Filtraggio lato secondario (rete S).....	48
4	Capitolo 4: Simulazioni e discussione dei risultati	50
4.1	Introduzione al capitolo	50
4.2	Analisi armonica e verifica della risposta risonante.....	50
4.3	Analisi parametrica e sensibilità al disallineamento	55
4.3.1	Impatto del disallineamento su potenza di uscita ed efficienza.....	55
4.3.2	Comportamento delle grandezze elettriche interne: I_1 , I_{in} , I_s , V_s , V_{cs} , V_{cf}	57
4.4	Analisi parametrica e sensibilità alla frequenza di commutazione.....	60
4.4.1	Impatto della frequenza sulla potenza erogata P_{out}	60
4.4.2	Impatto della frequenza sull'efficienza del sistema η	61
4.5	Confronto tra topologia LCL-S e topologia S-S	62
4.6	Conclusioni del capitolo	64
	Conclusioni generali e sviluppi futuri	66

Lista delle figure

FIGURA 1.1: CLASSIFICAZIONE DEI SISTEMI DI TRASMISSIONE DI POTENZA WIRELESS	5
FIGURA 1.2: DUE BOBINE ACCOPPIATE (A); CIRCUITO ELETTRICO A PARAMETRI CONCENTRATI (B).....	6
FIGURA 1.3: SCHEMA A BLOCCHI DI TRASMISSIONE DELL'ENERGIA IN UN SISTEMA IPT	8
FIGURA 1.4: CIRCUITO ELETTRICO A PARAMETRI CONCENTRATI IN SISTEMI IPT	10
FIGURA 1.5: CIRCUITO ELETTRICO COMPENSAZIONE CAPACITIVA.....	12
FIGURA 1.6: CLASSIFICAZIONE DI TIPOLOGIE DI COMPENSAZIONE IN SISTEMI INDUTTIVI WPT	14
FIGURA 1.7: TOPOLOGIE DI COMPENSAZIONE BASICHE IN SISTEMA INDUTTIVO WPT	15
FIGURA 1.8: TOPOLOGIE DI COMPENSAZIONE IBRIDE IN SISTEMI INDUTTI WPT	16
FIGURA 1.9: CLASSIFICAZIONE DELLE FAMIGLIE DELLE BOBINE IN SISTEMI INDUTTI WPT	17
FIGURA 1.10: BOBINE POLARIZZATE IN SISTEMI INDUTTIVI WPT.....	18
FIGURA 1.11: BOBINE NON POLARIZZATE IN SISTEMI INDUTTIVI WPT	19
FIGURA 1.12: DIVERSE GEOMETRIE DI NUCLEI IN FERRITE IMPIEGATE NEI PAD DI TRASFERIMENTO DI POTENZA WIRELESS	20
FIGURA 3.1: SCHEMA ELETTRICO DELLA CATENA DI TRASMISSIONE	29
FIGURA 3.2: SCHEMA ELETTRICO A PARAMETRI CONCENTRATI DEL TANK RISONANTE LCL-S.....	31
FIGURA 4.1: CONTENUTO ARMONICO DELLA TENSIONE ALL'USCITA DELL'INVERTER	51
FIGURA 4.2: TENSIONE D'USCITA DELL'INVERTER.....	51
FIGURA 4.3: CORRENTE D'USCITA DELL'INVERTER.....	52
FIGURA 4.4: CORRENTE PRIMARIA $I_1(T)$	53
FIGURA 4.5: CONTENUTO ARMONICO DELLA CORRENTE PRIMARIA I_1	53
FIGURA 4.6: CONTENUTO ARMONICO DELLA CORRENTE SECONDARIA I_s	54
FIGURA 4.7: CORRENTE SECONDARIA $I_s(T)$	54
FIGURA 4.8: ANDAMENTO DI P_{OUT} AL VARIARE DI K	55
FIGURA 4.9: ANDAMENTO DELL'EFFICIENZA DEL SISTEMA AL VARIARE DI K	56
FIGURA 4.10: ANDAMENTO DELLA CORRENTE PRIMARIA I_1 AL VARIARE DI K	57
FIGURA 4.11: ANDAMENTI GRANDEZZE ELETTRICHE INTERNE ALLA RETE LCL-S AL VARIARE DI K.....	59
FIGURA 4.12: ANDAMENTO DELLA POTENZA USCITA AL VARIARE DELLA FREQUENZA DI COMMUTAZIONE	60
FIGURA 4.13: ANDAMENTO DELL'EFFICIENZA AL VARIARE DELLA FREQUENZA DI COMMUTAZIONE	61
FIGURA 4.14: ANDAMENTO DELLA CORRENTE PRIMARIA I_1 AL VARIARE DI K IN TOPOLOGIA S-S	63
FIGURA 4.15: ANDAMENTO DELLA POTENZA USCITA P_{OUT} AL VARIARE DI K IN TOPOLOGIA S-S	63

Lista delle tabelle

TABELLA 1.1: RIASSUNTO DEI VALORI DI K IN FUNZIONE DELL'APPLICAZIONE	8
TABELLA 1.2: RIASSUNTO DEI PARAMETRI ELETTROMAGNETICI DI UN SISTEMA IPT	10
TABELLA 1.3: CONFRONTO RIASSUNTIVO DELLE TOPOLOGIE DI COMPENSAZIONE BASICHE IN SISTEMI INDUTTIVI WPT [12].....	15
TABELLA 1.4: RIASSUNTO COMPARATIVA TRA DIVERSE FORME DELLE BOBINE IN SISTEMI WPT	20
TABELLA 2.1: CLASSI DI POTENZA DEFINITA DALLO STANDARD SAE J2954	23
TABELLA 2.2: CATEGORIE DI TRAFERRO SECONDO SAE J2954	24
TABELLA 2.3: REQUISITI NORMATIVI ADOTTATI NELLO STUDIO	28
TABELLA 4.1: RIASSUNTO POTENZA USCITA AL VARIARE DI K	56
TABELLA 4.2: RIASSUNTO EFFICIENZA AL VARIARE DI K.....	57
TABELLA 4.3: RIASSUNTO I_1 AL VARIARE DI K	58

TABELLA 4.4: RIASSUNTO GRANDEZZE ELETTRICHE INTERNE AL VARIARE DI K	59
TABELLA 4.5: RIASSUNTO P_{OUT} AL VARIARE DELLA FREQUENZA	61
TABELLA 4.6: RIASSUNTO EFFICIENZA AL VARIARE DELLA FREQUENZA	62
TABELLA 4.7: RIASSUNTO DEL CONFRONTO ANALITICO TRA TOPOLOGIA LCL-S E TOPOLOGIA S-S.....	62
TABELLA 4.8: VALORI SIMULATI DI I_1 E P_{OUT} AL VARIARE DI K PER LCL-S E S-S.....	63

ABSTRACT

I sistemi di trasferimento di potenza wireless (WPT) induttivi risonanti costituiscono una soluzione tecnologica promettente per la ricarica automatizzata dei veicoli elettrici, eliminando il contatto galvanico tra infrastruttura di ricarica e veicolo [1], [2]. In questo lavoro di tesi si affronta la progettazione, il dimensionamento analitico e la validazione in simulazione di un sistema WPT stazionario di classe WPT1 (3,7 kW, 85 kHz, conforme allo standard SAE J2954 [4]), basato sulla topologia di compensazione risonante LCL-S con convertitore buck DC/DC sul lato secondario. Il dimensionamento del circuito risonante è condotto considerando il fattore di qualità secondario Q_2 . È dimostrato analiticamente che la topologia LCL il primario si comporta come una sorgente di corrente quasi costante: la corrente I_1 risulta indipendente dal carico e dal coefficiente di accoppiamento k . L'adozione di $Q_2=8$ garantisce un buon compromesso tra efficienza, selettività della risonanza e limitazione delle sollecitazioni di tensione sui condensatori di compensazione, mantenendo le grandezze entro valori realizzabili con componenti commerciali sull'intero intervallo operativo $k \in [0,15, 0,30]$, corrispondente alle categorie di traferro $Z1/Z2$ previste da SAE J2954. Poiché la tensione secondaria è direttamente proporzionale a k , la potenza di uscita non può essere mantenuta costante per ogni condizione di allineamento a parità di duty cycle del convertitore buck. Il sistema è pertanto dimensionato per erogare 3700 W al punto di allineamento ottimale $k = 0,30$, accettando una riduzione naturale della potenza per $k < 0,30$. Il duty cycle del buck è fissato a $D = 0,90$ in modo che, al punto nominale, l'impedenza riflessa vista dalla rete risonante sia prossima alla resistenza equivalente del carico. Le simulazioni condotte in MATLAB/Simulink confermano un'efficienza complessiva stabile tra l'89 % e il 91 % sull'intero intervallo di k , validando la robustezza del dimensionamento proposto rispetto alle variazioni di allineamento tipiche dell'applicazione veicolare.

Resonant inductive wireless power transfer (WPT) systems are a promising solution for automated charging of electric vehicles, as they remove the galvanic connection between the charging infrastructure and the vehicle [1], [2]. This thesis addresses the design, analytical sizing and simulation-based validation of a stationary WPT system of class WPT1 (3.7 kW, 85 kHz, compliant with SAE J2954 [4]), based on an LCL-S resonant compensation topology with a DC/DC buck converter on the secondary side. The resonant

tank is sized from the secondary quality factor Q_2 . It is shown analytically that the LCL network on the primary side behaves as a nearly constant current source: the transmitter current I_1 is independent of both the load and the coupling coefficient k . The choice $Q_2=8$ provides a suitable trade-off between efficiency, resonance selectivity and voltage stress on the compensation capacitors, while keeping all electrical quantities within values compatible with commercial components over the operating range $k \in [0.15, 0.30]$, which corresponds to the SAE J2954 air-gap classes Z1/Z2. Since the secondary voltage is directly proportional to k , the output power cannot be kept constant for every alignment condition if the buck duty cycle is held fixed. The system is therefore sized to deliver 3700 W at the optimal alignment point $k=0.30$, accepting a natural reduction of power for $k < 0.30$. The buck duty cycle is set to $D=0.90$ so that, at the nominal point, the equivalent resistance seen by the resonant network is close to the equivalent load resistance. MATLAB/Simulink simulations confirm an overall efficiency that remains stable between 89% and 91% over the full range of k , thereby validating the robustness of the proposed design against the alignment variations typical of vehicular applications.

INTRODUZIONE GENERALE

La proliferazione dei veicoli elettrici costituisce oggi una delle risposte più concrete alla necessità di ridurre le emissioni di gas serra nei trasporti. Affinché la mobilità elettrica possa svilupparsi su larga scala, è fondamentale disporre di un'infrastruttura di ricarica efficiente, sicura e facilmente accessibile. I sistemi di ricarica tradizionali a connessione cablata presentano tuttavia una serie di svantaggi, tra cui l'usura dei connettori, la necessità di un intervento manuale da parte dell'utente, l'ingombro dei cavi e la difficoltà di realizzare una ricarica completamente automatica.

I sistemi di trasferimento di potenza wireless (WPT) offrono a questo proposito una soluzione tecnologica interessante [1], [2]. Trasferendo l'energia elettrica attraverso due circuiti accoppiati magneticamente posti all'interfaccia di ricarica del veicolo, i principali vantaggi di questo approccio sono una maggiore sicurezza in ambienti umidi, l'eliminazione dell'usura meccanica dei cavi e dei connettori, un maggiore comfort per l'utente e la possibilità di adottare sistemi di ricarica completamente automatici.

STATO DELL'ARTE.

Negli ultimi anni si è assistito a un forte sviluppo della ricerca sull'utilizzo del WPT per i veicoli elettrici, sia in ambito accademico che industriale [1], [15]. I primi sistemi WPT erano basati su topologie di compensazione semplici come Serie-Serie (SS), Serie-Parallelo (SP), Parallelo-Serie (PS) o Parallelo-Parallelo (PP). Queste soluzioni presentavano minore robustezza alle variazioni di carico e di accoppiamento, maggiore corrente reattiva e rendimento più basso fuori dal punto di lavoro nominale [3], [11]. La ricerca successiva ha portato allo sviluppo delle topologie ibride (LCC-S, LC-S, CL-S, LCL-S, ecc.), che offrono un migliore adattamento a diverse condizioni operative, una riduzione della corrente reattiva e una maggiore libertà di progetto [1], [11], [13].

In questo lavoro di tesi si studia principalmente la topologia LCL-S, in virtù di una delle sue proprietà più interessanti: il lato primario si comporta come una sorgente di corrente indipendente dal carico, conferendo maggiore robustezza al sistema rispetto alle variazioni dei parametri operativi [13].

Per quanto riguarda il quadro normativo, lo standard di riferimento internazionale è la norma SAE J2954 [4], che definisce i livelli di potenza da WPT1 (3,7 kW) a WPT4 (22 kW), la frequenza operativa nominale di 85 kHz e i requisiti di interoperabilità. Parallelamente, le norme IEC 61980 [5], [6] e ISO 19363 [7] specificano i requisiti di sicurezza, mentre le linee guida ICNIRP [8], [9] limitano l'esposizione ai campi magnetici.

1 Capitolo 1 – trasmissione di potenza per induzione magnetica: principi e architettura

1.1 Introduzione

La crescita della mobilità elettrica sta evidenziando i limiti dei sistemi di ricarica tradizionali basati su un collegamento galvanico tra veicolo e infrastruttura. L'usura dei connettori, la necessità di un intervento manuale da parte dell'utente, le difficoltà di integrazione in ambienti automatizzati e la sensibilità alle condizioni ambientali hanno rafforzato l'interesse verso la trasmissione di potenza senza fili. In questo contesto, i sistemi di Wireless Power Transfer (WPT) rappresentano una soluzione particolarmente interessante, in quanto consentono di trasferire energia tra due circuiti separati senza contatto galvanico, sfruttando principalmente l'accoppiamento magnetico, elettrico o elettromagnetico.

Per confrontare le due soluzioni principali (magnetica ed elettrica), è utile considerare le densità di energia associate ai rispettivi campi:

$$\begin{cases} W_m = \frac{1}{2} \mu_0 H^2 \\ W_e = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E^2 \end{cases} \quad (1.1)$$

Dove: $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ è la permeabilità magnetica del vuoto.

$\varepsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ è la permittività elettrica del vuoto.

Considerando intensità del campo elettrico o magnetico tecnologicamente realizzabile, si osserva che la densità di energia magnetica risulta significativamente superiore a quella elettrica. Questa differenza giustifica la preferenza per l'accoppiamento magnetico (induttivo) nelle applicazioni di ricarica dei veicoli elettrici ad alta potenza [1], [10].

Tuttavia, questa soluzione presenta anche alcune limitazioni importanti, tra cui le perdite ohmiche nelle resistenze parassite delle bobine, l'impossibilità di trasferire potenza in presenza di oggetti metallici interposti tra trasmettitore e ricevitore, e la generazione di interferenze elettromagnetiche (EMI) che richiedono un'attenta gestione [1], [10].

Esiste inoltre una distinzione fondamentale tra tecniche a campo vicino (near-field) e a campo lontano (far-field). Le tecniche a campo vicino operano su distanze relativamente brevi e si basano su accoppiamenti non radiativi (induttivo, capacitivo o a risonanza magnetica). Le tecniche a campo lontano sfruttano invece la radiazione elettromagnetica e possono raggiungere distanze maggiori; esse comprendono principalmente il trasferimento di potenza a microonde e quello ottico (laser). La classificazione generale di queste tecnologie è illustrata nella Figura 1.1 [10].

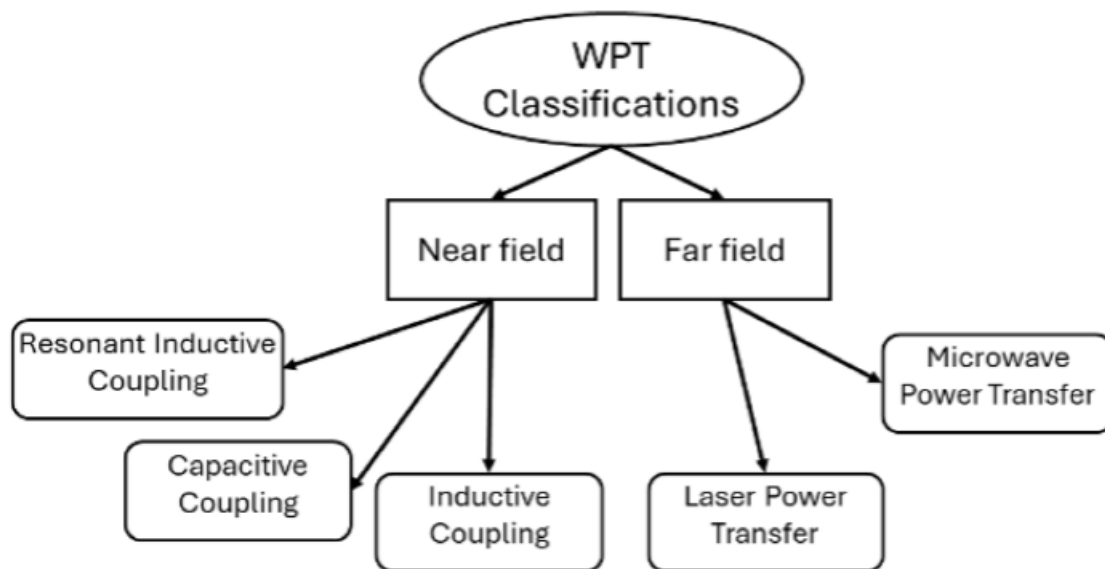


Figura 1.1: classificazione dei sistemi di trasmissione di potenza Wireless

1.2 Meccanismi di trasmissione dell'energia senza fili

1.2.1 Interazione tra campo magnetico variabile e circuito ricevente

L'accoppiamento induttivo è il metodo WPT più antico e consolidato, con risultati comprovati negli impianti approvati dalla comunità scientifica ed industriale [1],[18]. Tale accoppiamento si basa sull'induzione elettromagnetica, in cui un campo magnetico variabile nel tempo generato in una bobina di trasmissione induce una forza elettromotrice in una bobina ricevente, come rappresentato nella Figura 1.2 [18].

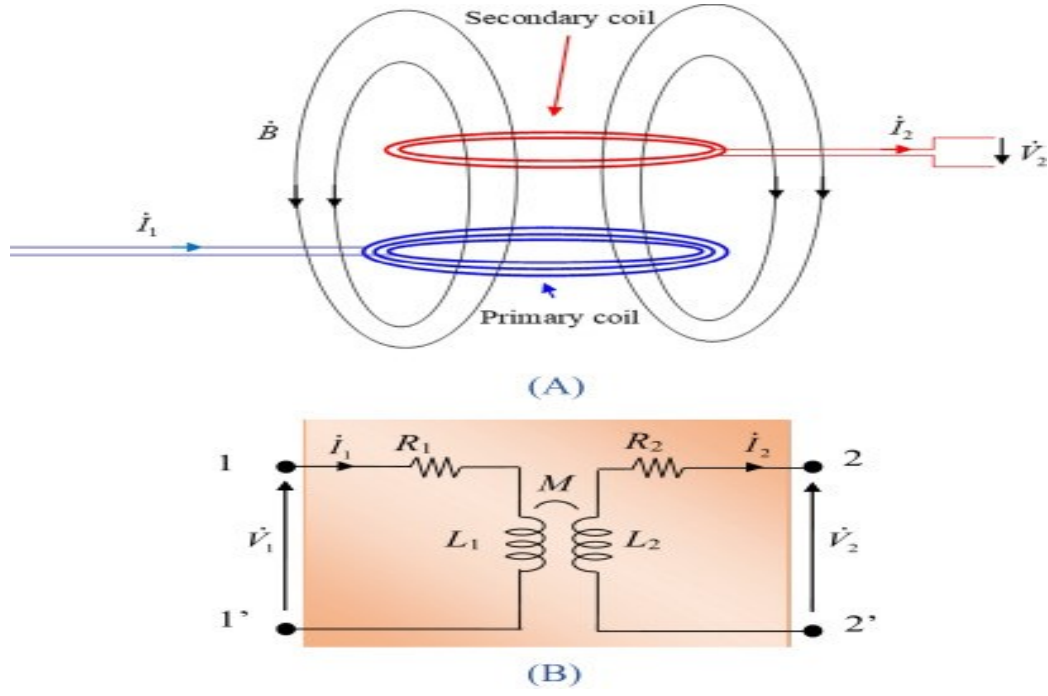


Figura 1.2: due bobine accoppiate (A); circuito elettrico a parametri concentrati (B)

Il trasferimento induttivo di potenza si basa su un principio fisico semplice ma estremamente efficace: una corrente alternata che percorre la bobina primaria genera un campo magnetico variabile nel tempo, che si concatena, almeno in parte, con la bobina secondaria e induce in essa una tensione alternata. In un sistema IPT, la bobina primaria è quindi il generatore del campo, mentre la bobina ricevente ne intercetta una frazione utile attraverso il traferro. Se la corrente primaria è periodica, ad esempio $i_1(t) = \hat{I}_1 \sin(\omega t)$ anche il campo magnetico e il flusso concatenato risulteranno variabili alla stessa frequenza, e l'intensità del fenomeno dipende direttamente dal numero di spire, dalla geometria delle bobine e dalla distanza reciproca [1].

Il flusso magnetico φ_1 generato dalla bobina primaria si propaga nello spazio circostante, e una sua quota parte di φ_{12} si concatena con la bobina secondaria posta nelle vicinanze. Il rapporto tra il flusso concatenato con il secondario e il flusso totale prodotto dal primario definisce il fattore di concatenazione:

$$\xi = \frac{\varphi_{12}}{\varphi_1} = \frac{\varphi_{12}}{\varphi_{12} + \varphi_{\sigma_1}} \quad (1.2)$$

Dove φ_{σ_1} rappresenta il flusso disperso che non si concatena con la bobina secondaria. Nei sistemi WPT per EV, il fattore di concatenazione è tipicamente basso a causa del grande traferro, il che costituisce la principale sfida ingegneristica di questi sistemi.

1.2.2 f.e.m indotta: dalla legge di Faraday all'applicazione

La tensione indotta ai capi della bobina secondaria è descritta dalla legge di Faraday-Neumann-Lenz, secondo cui la forza elettromotrice è proporzionale alla variazione temporale del flusso concatenato [1]:

$$e_2(t) = -N_2 \frac{d\phi_{12}(t)}{dt} \quad (1.3)$$

Il segno negativo esprime la legge di Lenz, cioè il fatto che la tensione indotta nel circuito secondario si oppone alla variazione di flusso che l'ha generata. In un modello più sintetico, la tensione indotta può essere anche espressa tramite l'induttanza mutua M tra le due bobine:

$$e_2(t) = -N_2 \frac{d\phi_{12}(t)}{dt} = -\frac{d(Mi_1(t))}{dt} = -M\omega\hat{I}_1 \cos(\omega t) \quad (1.4)$$

Questa relazione è particolarmente importante in ambito WPT, perché mostra che l'ampiezza della tensione indotta cresce con la frequenza operativa. Per una corrente sinusoidale, infatti, la derivata introduce un fattore ω per cui a parità di geometria e di corrente primaria la f.e.m. aumenta all'aumentare della frequenza. È proprio questa considerazione che giustifica l'uso di frequenze relativamente elevate, come gli 85 kHz previsti dallo standard SAE J2954, in modo da ottenere tensioni utili anche in presenza di accoppiamento ridotto senza dover imporre correnti primarie eccessive [1],[4].

1.2.3 Grado di accoppiamento magnetico e sue implicazioni progettuali

Il coefficiente di accoppiamento magnetico k è uno dei parametri più significativi nella descrizione di un sistema IPT, perché misura quanto efficacemente il flusso generato dalla bobina primaria riesce a concatenarsi con la bobina secondaria. In termini fisici, esso può essere espresso tramite la mutua induttanza M e le autoinduttanze L_1 e L_2 delle due bobine secondo la relazione:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (1.5)$$

Per definizione, tale coefficiente assume valori compresi tra 0 e 1. Un valore vicino a 1 corrisponde a un accoppiamento molto forte, come nei trasformatori tradizionali con nucleo magnetico, mentre nei sistemi di ricarica wireless per veicoli elettrici il valore di k è necessariamente più basso (tipicamente tra 0.1 e 0.4), a causa del traferro d'aria e del possibile disallineamento tra le bobine. Questa condizione di accoppiamento debole è ciò

che rende il WPT contemporaneamente interessante e complesso dal punto di vista progettuale [1],[3]: Da un lato permette di realizzare un trasferimento di energia senza contatto fisico, dall'altro impone una progettazione accurata delle bobine, dei materiali magnetici e delle reti di compensazione. Quando k diminuisce, una parte sempre più grande del flusso magnetico non viene intercettata dal secondario, con conseguente riduzione della potenza trasferita e peggioramento del rendimento. Per questo motivo, nei sistemi destinati ai veicoli elettrici, il coefficiente di accoppiamento non viene quasi mai considerato da solo, ma insieme al fattore di qualità delle bobine e alla topologia di compensazione, in modo da valutare il comportamento globale del sistema e non soltanto il suo assetto magnetico [1],[3].

La Tabella 1.1 riassume i valori tipici del coefficiente di accoppiamento in diverse applicazioni.

Applicazione	Traferro tipico	Coefficiente K
Trasformatore convenzionale	<1 mm	0.95-0.99
Ricarica wireless smartphone	1-5 mm	0.5-0.8
Ricarica wireless EV (WPT1-WPT2)	100-150 mm	0.2-0.4
Ricarica wireless EV (WPT3-WPT4)	150-250 mm	0.1-0.25

Tabella 1.1: Riassunto dei valori di k in funzione dell'applicazione

1.3 Catena di conversione energetica in un sistema IPT per veicoli elettrici

In Figura 1.3 è rappresentato lo schema a blocchi generale di un sistema di ricarica wireless basato su accoppiamento induttivo [11].

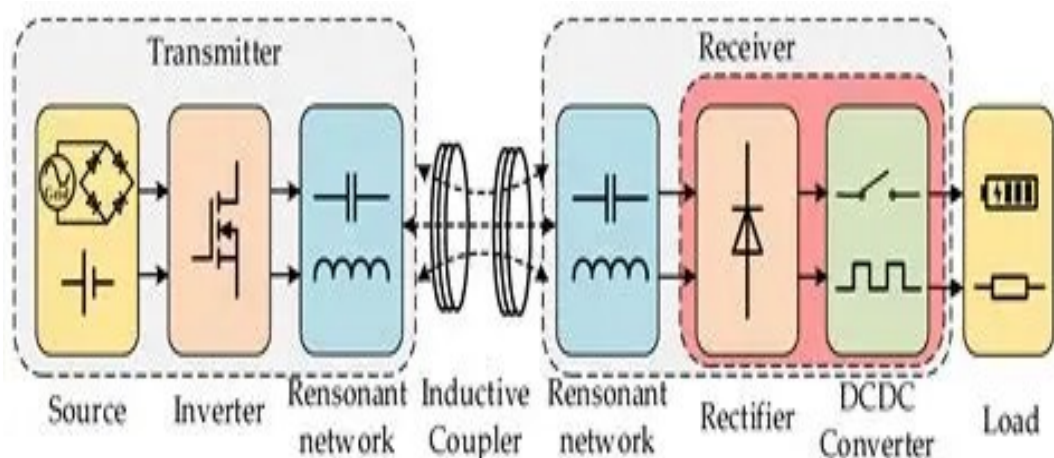


Figura 1.3: schema a blocchi di trasmissione dell'energia in un sistema IPT

1.3.1 Blocchi funzionali del sottosistema a terra

Il sottosistema a terra ha il compito di ricevere l'energia dalla rete elettrica e di condizionarla per il trasferimento wireless verso il veicolo. In una configurazione tipica, la catena comprende uno stadio di raddrizzamento, che converte la tensione alternata di rete in una tensione continua stabile, seguito da un inverter ad alta frequenza. Quest'ultimo genera la tensione alternata necessaria ad alimentare la bobina primaria alla frequenza di lavoro del sistema. Tale conversione è essenziale, poiché il trasferimento induttivo non risulta efficiente alle frequenze di rete, ma richiede una frequenza di funzionamento significativamente più elevata, tipicamente intorno a 85 kHz come previsto dallo standard SAE J2954 [1], [4].

A valle dell'inverter è presente la rete di compensazione primaria, il cui ruolo è quello di adattare il comportamento elettrico del sistema e di ridurre la corrente reattiva circolante. In questo modo la bobina trasmittente può operare in prossimità della risonanza, condizione favorevole al trasferimento di potenza e alla limitazione delle perdite. La bobina primaria costituisce infine l'elemento che trasforma l'energia elettrica in campo magnetico, consentendo l'accoppiamento con la bobina ricevente a bordo del veicolo. L'efficacia complessiva dell'architettura dipende non solo dalle prestazioni dei singoli componenti, ma anche dal loro corretto coordinamento, aspetto che nei sistemi avanzati viene analizzato congiuntamente alle topologie di compensazione e alle strategie di controllo dell'inverter [1], [11].

1.3.2 Blocchi funzionali del sottosistema a bordo

Sul lato veicolo, il sistema ha il compito di recuperare l'energia trasferita per via magnetica e di renderla adatta alla ricarica della batteria. La bobina ricevente intercetta il campo magnetico generato dal trasmettitore e lo riconverte in una tensione alternata ad alta frequenza. Segue quindi la rete di compensazione secondaria, che contribuisce a ottimizzare il trasferimento di potenza e a definire il comportamento elettrico del secondario, spesso in modo complementare rispetto alla rete lato terra.

Successivamente, il raddrizzatore secondario converte la tensione alternata in tensione continua. La tensione continua così ottenuta viene infine adattata alle esigenze della batteria mediante un convertitore DC/DC e una logica di gestione della carica basata

tipicamente su strategie a corrente costante / tensione costante (CC/CV). In questo modo il sottosistema di bordo non si limita a ricevere l'energia, ma la condiziona in maniera controllata, garantendo sicurezza, efficienza e rispetto dei vincoli della batteria [1], [11].

1.4 Rappresentazione circuitale del trasformatore wireless

1.4.1 Parametri del modello ed equazioni di funzionamento

IL trasformatore wireless è generalmente analizzato mediante il suo circuito elettrico equivalente a parametri concentrati. Questo modello include le autoinduttanze L_T e L_R , le resistenze parassite R_T e R_R , la resistenza equivalente del carico vista dal secondario R_L e la mutua induttanza M , come illustrato nella Figura 1.4 [1], [18].

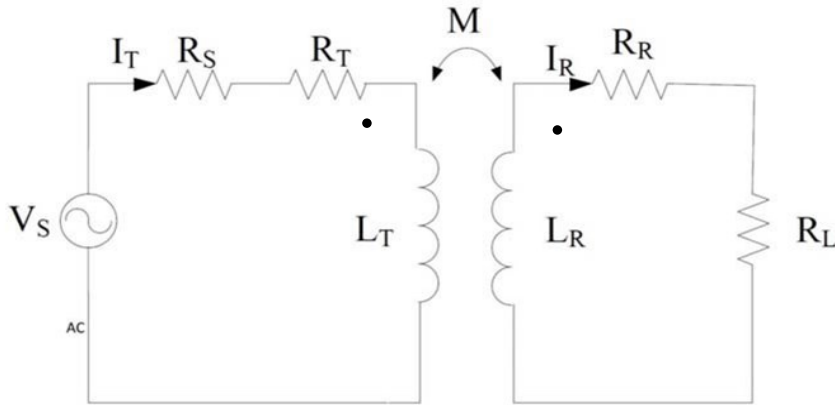


Figura 1.4: circuito elettrico a parametri concentrati in sistemi IPT

I principali parametri del modello sono riassunti nella Tabella 1.2.

Grandezza	Simbolo	Unità	Significato fisico
Autoinduttanza primaria	L_T	H	Energia immagazzinata nel campo magnetico primario
Autoinduttanza secondaria	L_R	H	Energia immagazzinata nel campo magnetico secondario
Mutua induttanza	$M = K\sqrt{L_T L_R}$	H	Accoppiamento magnetico tra le bobine
Resistenza parassita primaria e secondaria	R_T e R_R	Ω	Perdite ohmiche nella bobina trasmittente e ricevente
Resistenza equivalente del carico visto dal secondario	R_L	Ω	Carico equivalente visto dal secondario

Tabella 1.2: Riassunto dei parametri elettromagnetici di un sistema IPT

Applicando la seconda legge di Kirchhoff alle maglie primaria e secondaria nel dominio dei fasori, si ottiene il sistema di equazioni circuitali:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \bar{I}_T(R_T + j\omega L_T) - j\omega M \bar{I}_R \\ 0 = j\omega M \bar{I}_T - \bar{I}_R(R_R + R_L + j\omega L_R) \end{cases} \quad (1.6)$$

Introducendo le impedenze complesse del primario e del secondario:

$$\dot{z}_T = R_T + jL_T\omega, \quad \dot{z}_R = R_R + R_L + jL_R\omega \quad (1.7)$$

Le correnti nei due circuiti risultano:

$$\bar{I}_T = \frac{\bar{V}_s \dot{z}_R}{\dot{z}_T \dot{z}_R + \omega^2 M^2}, \quad \bar{I}_R = \frac{j\omega M \bar{V}_s}{\dot{z}_T \dot{z}_R + \omega^2 M^2} \quad (1.8)$$

1.4.2 Calcolo della potenza trasferita e dell'efficienza

Considerando i valori efficaci delle tensioni e delle correnti, la potenza attiva trasferita al carico R_L si ottiene dal modulo quadrato della corrente secondaria moltiplicato per la resistenza del carico equivalente visto dal secondario:

$$P_{out} = ||\bar{I}_R||^2 R_L = \frac{||\bar{V}_s||^2 \omega^2 M^2 R_L}{||\dot{z}_T \dot{z}_R + \omega^2 M^2||^2} \quad (1.9)$$

La potenza in ingresso e l'efficienza di trasferimento si esprimono rispettivamente come:

$$P_{in} = \text{Re}[\bar{V}_s \bar{I}_T^*] \quad (1.10)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.11)$$

1.4.3 Influenza del prodotto $k^2 Q_T Q_R$

Introducendo i fattori di qualità delle bobine primaria e secondaria:

$$Q_T = \frac{\omega L_T}{R_T}; \quad Q_R = \frac{\omega L_R}{R_R}; \quad (1.12)$$

L'efficienza può essere espressa nella forma compatta:

$$\eta = \frac{R_L}{R_R + R_L} \cdot \frac{k^2 Q_T Q_R}{1 + k^2 Q_T Q_R} \quad (1.13)$$

Il significato fisico di questa espressione è piuttosto intuitivo. Il coefficiente k misura quanto efficacemente il flusso magnetico generato dal primario viene intercettato dal secondario. Quando k è basso, una parte rilevante del flusso si disperde e il trasferimento di potenza risulta penalizzato. I fattori di qualità Q_T e Q_R , invece, indicano quanto le due

bobine riescono a conservare l'energia rispetto a quanto ne dissipano nelle resistenze parassite. Più questi valori sono elevati, minori sono le perdite relative.

Il prodotto $k^2 Q_T Q_R$ riassume quindi in un'unica grandezza sia il livello di accoppiamento magnetico sia la qualità dei due risonatori. Nei sistemi WPT per veicoli elettrici, dove k è inevitabilmente limitato dal traferro, il raggiungimento di un prodotto elevato diventa essenziale per ottenere buone prestazioni. Ciò richiede in particolare l'uso di filo di Litz per contenere l'effetto pelle, la scelta di materiali magnetici a basse perdite [1], [3].

1.5 Risonanza e compensazione capacitiva

1.5.1 Compensazione ed effetti della reattanza induttiva in assenza di compensazione.

In un sistema IPT, le bobine da sole non sono sufficienti a garantire un trasferimento di potenza efficiente. Esse introducono una reattanza induttiva significativa che ostacola la circolazione della corrente alla frequenza di lavoro. Per questo motivo si ricorre alla compensazione capacitiva: i condensatori bilanciano la reattanza induttiva e portano il circuito in prossimità della risonanza. A 85 kHz questo aspetto diventa particolarmente critico [1], [3]. Il circuito elettrico che comprende i condensatori di compensazione è rappresentato nella Figura 1.5.

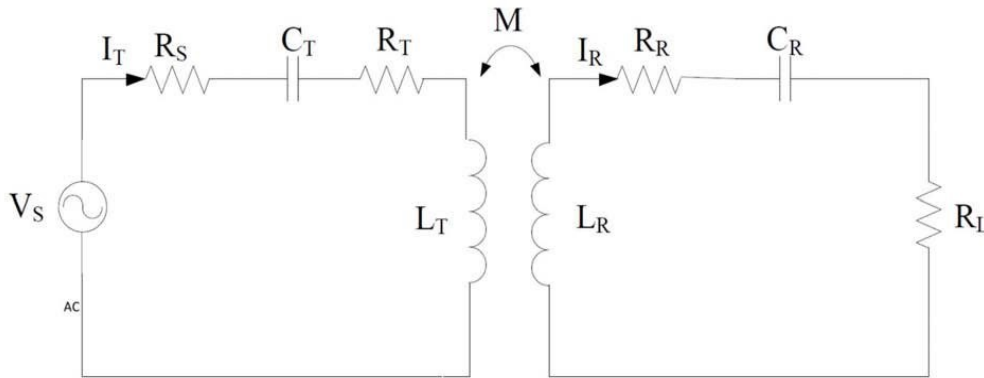


Figura 1.5: circuito elettrico compensazione capacitiva

La tensione indotta nella bobina ricevente dalla corrente nel circuito trasmittente è espressa dalla legge di Faraday-Neumann-Lenz come:

$$V_{ind} = j\omega M \bar{I}_T \quad (1.14)$$

Quando il sistema risonante è connesso al carico, le impedenze dei circuiti trasmittente $\dot{Z}_T$ e ricevente $\dot{Z}_R$ risultano rispettivamente:

$$\begin{aligned} \dot{z}_T &= R_T + j\left(\omega L_T - \frac{1}{\omega C_T}\right) \\ \dot{z}_R &= R_S + j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right) \end{aligned} \quad (1.15)$$

Dove: $R_S = R_R + R_L$

In risonanza, le espressioni immaginarie delle impedenze trasmittente e ricevente sono nulle poiché $\omega L_T = \frac{1}{\omega C_T}$ e $\omega L_R = \frac{1}{\omega C_R}$

Le correnti nei circuiti trasmittente e ricevente si determinano come segue:

$$\begin{aligned} \bar{I}_T &= \frac{\bar{V}_S R_S}{R_T R_S + \omega^2 M^2} \\ \bar{I}_R &= \frac{j\omega M \bar{V}_S}{R_T R_S + \omega^2 M^2} \end{aligned} \quad (1.16)$$

La potenza attiva erogata al carico R_L vale:

$$P_{Out} = ||\bar{I}_R||^2 R_L = \frac{|\bar{V}_S|^2 \omega^2 M^2 R_L}{|R_T R_S + \omega^2 M^2|^2} \quad (1.17)$$

Sapendo che i fattori di qualità della bobina trasmittente e ricevente sono definiti rispettivamente come:

$$Q_T = \frac{\omega L_T}{R_P} = \frac{1}{\omega C_T R_P}; \quad Q_R = \frac{\omega L_R}{R_S} = \frac{1}{\omega C_R R_S} \quad (1.18)$$

L'efficienza può essere espressa nella forma compatta come nell'equazione (1.13).

Dalla (1.13) segue che l'efficienza di trasferimento cresce con i fattori di qualità Q_T e Q_R . Poiché in un sistema WPT veicolare il coefficiente di accoppiamento k è limitato dal traferro, un'efficienza accettabile si ottiene soltanto se le bobine sono progettate con perdite ohmiche contenute (filo Litz, geometria adeguata). In questo modo il prodotto $K^2 Q_T Q_R$ resta sufficientemente elevato sull'intero intervallo operativo [22].

Senza condensatori di compensazione, il circuito si comporta come un carico fortemente induttivo: la corrente ritarda di circa 90° rispetto alla tensione e una parte rilevante della potenza fornita dall'inverter resta sotto forma di potenza reattiva. Ciò aumenta lo sforzo richiesto all'inverter e riduce la potenza attiva utile. La compensazione capacitiva corregge questa situazione, consentendo un trasferimento di potenza più efficiente alla frequenza di risonanza [1], [3].

1.5.2 Panoramica delle tipologie di compensazione

Come illustrato in Figura 1.6, nei sistemi WPT esistono diverse tipologie di compensazione capacitiva, utilizzate per ridurre l'effetto delle reattanze delle bobine e migliorare il trasferimento di potenza [12].

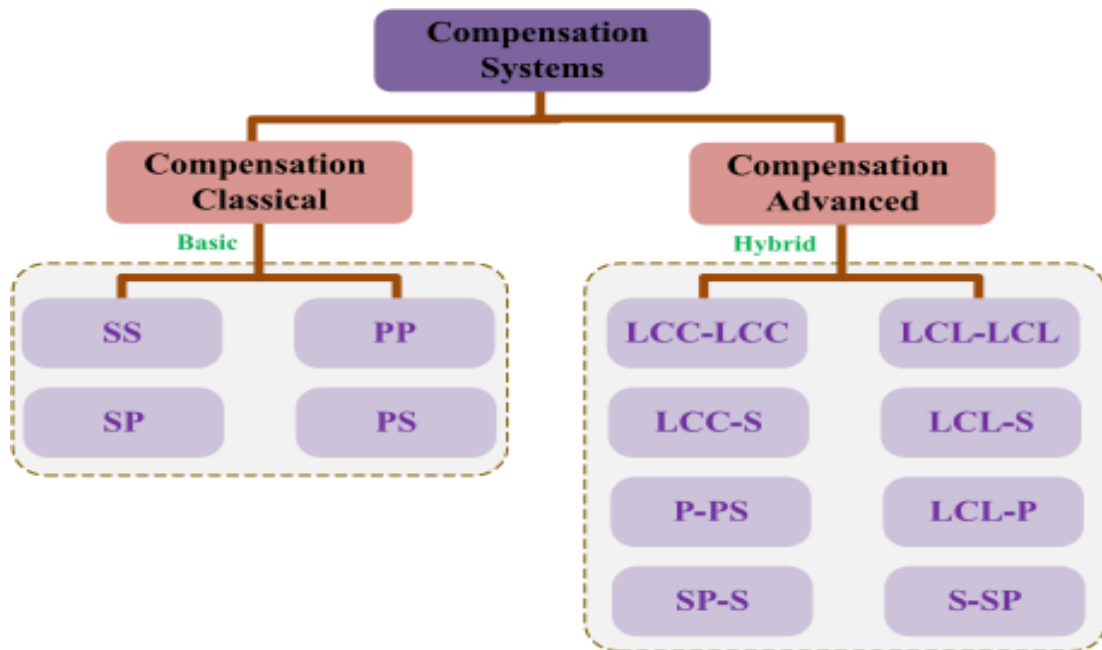
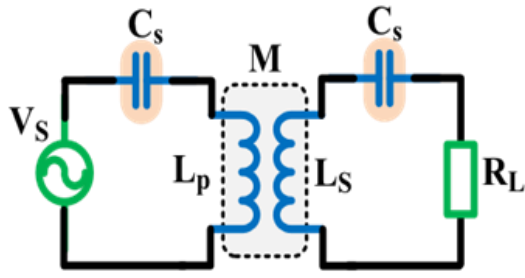


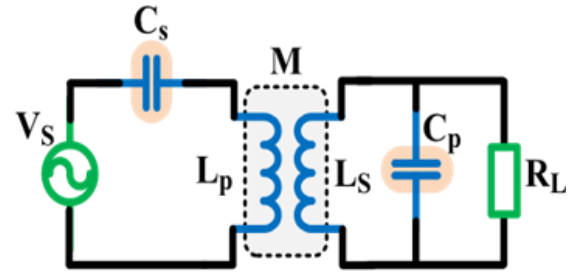
Figura 1.6: classificazione di tipologie di compensazione in sistemi induttivi WPT

Le configurazioni di base sono quattro: SS, SP, PS e PP. In queste sigle, la prima lettera indica il lato primario e la seconda il lato secondario (S = serie, P = parallelo). Le topologie SS e SP sono tra le più diffuse, grazie alla loro semplicità di analisi e di dimensionamento. La configurazione SS è spesso utilizzata come riferimento, mentre la SP può risultare interessante quando si desidera una maggiore stabilità della tensione secondaria. Le topologie PS e PP sono meno frequenti nelle applicazioni per veicoli elettrici [1], [12].

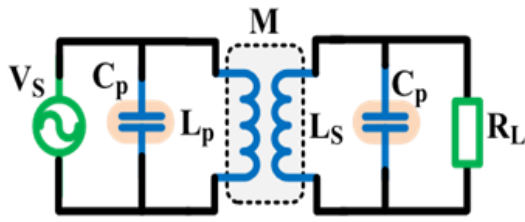
I circuiti elettrici equivalenti delle quattro topologie di base sono rappresentati nella Figura 1.7 [12].



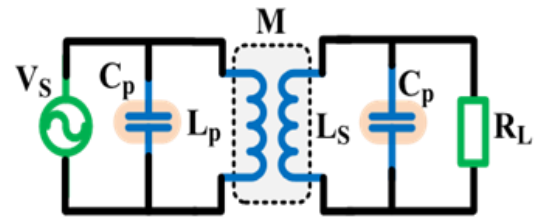
(a) Series-Series (SS)



(b) Series-Parallel (SP)



(c) Parallel-Parallel (PP)



(d) Parallel-Series (PS)

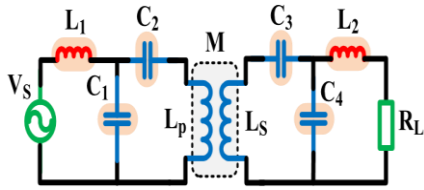
Figura 1.7: topologie di compensazione basiche in sistema induttivo WPT

La Tabella 1.3 propone un confronto riassuntivo delle principali caratteristiche di queste configurazioni (tolleranza al disallineamento, potenza di uscita, fattore di potenza e fattori di qualità) [12].

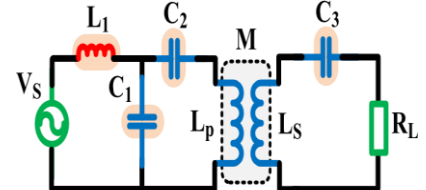
Compensation Technique	SS	SP	PP	PS
Misalignment	Low	Low	High	Moderate
Output Power	High	High	Low	Low
Power factor	Less	Less	Moderate	Moderate
Primary capacitor(C1)	$\frac{1}{\omega^2 L_p}$	$\frac{1}{\omega^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right)}$	$\frac{1}{\omega^2 \left(\left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right) + \frac{\frac{M^4}{L_s^2} * R_L}{\omega^2 * \left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right)} \right)}$	$\frac{1}{\omega^2 \left(L_p + \frac{\omega^2 M^4}{L_p R_L} \right)}$
Secondary capacitor(C2)	$\frac{1}{\omega^2 L_s}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s}$	$\frac{1}{\omega^2 L_s}$
Quality Factor of the Primary Side (Q1)	$\frac{1}{\omega C_1 R_1}$	$\omega C_1 R_1$	$\omega C_1 R_1$	$\omega C_1 R_1$
Quality Factor of the Secondary Side (Q2)	$\frac{1}{\omega C_2 R_2}$	$\frac{1}{\omega C_2 R_2}$	$\omega C_2 R_2$	$\frac{1}{\omega C_2 R_2}$

Tabella 1.3: confronto riassuntivo delle topologie di compensazione basiche in sistemi induttivi WPT [12]

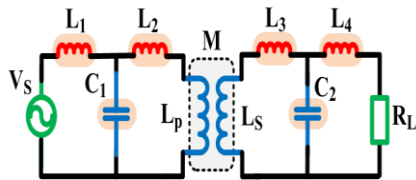
Accanto alle topologie di base, esistono soluzioni ibride più evolute, tra cui LCL, LCC, LCL-S, LCL-P e altre varianti, illustrate nella Figura 1.8 [12]. Queste architetture consentono in genere un migliore controllo della corrente primaria, una compensazione più efficace e un comportamento più robusto rispetto alle variazioni di carico e di accoppiamento, rendendole particolarmente adatte alle applicazioni ad alta frequenza e ad alta potenza [1], [12], [13].



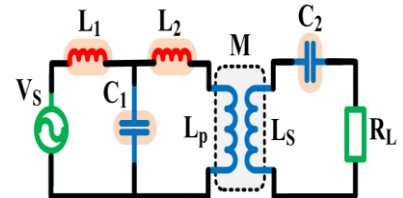
(a) LCC – LCC



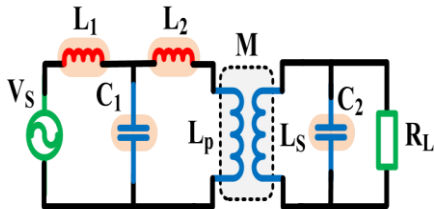
(e) LCC – S



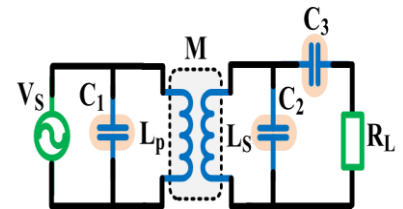
(b) LCL – LCL



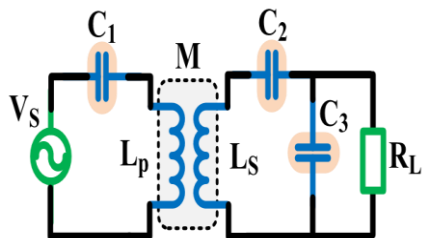
(f) LCL – S



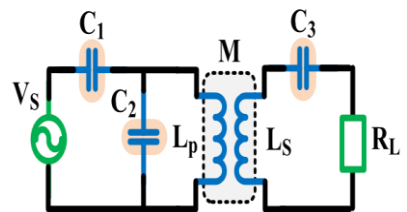
(c) LCL – P



(g) P – PS



(d) S – SP



(h) SP – S

Figura 1.8: topologie di compensazione ibride in sistemi indotti WPT

1.6 Realizzazione fisica dell'accoppiatore magnetico

1.6.1 Geometrie delle bobine

La geometria dell'accoppiatore magnetico influenza in modo significativo la distribuzione del campo, la mutua induttanza, il coefficiente di accoppiamento e la tolleranza al disallineamento. Nei sistemi WPT per veicoli elettrici le bobine sono classificate in due famiglie principali: non polarizzate (Non-Polarized Pad Structures-NPPS) e polarizzate (Polarized-Pad Structures-PPS), come mostrato in Figura 1.9 [12].

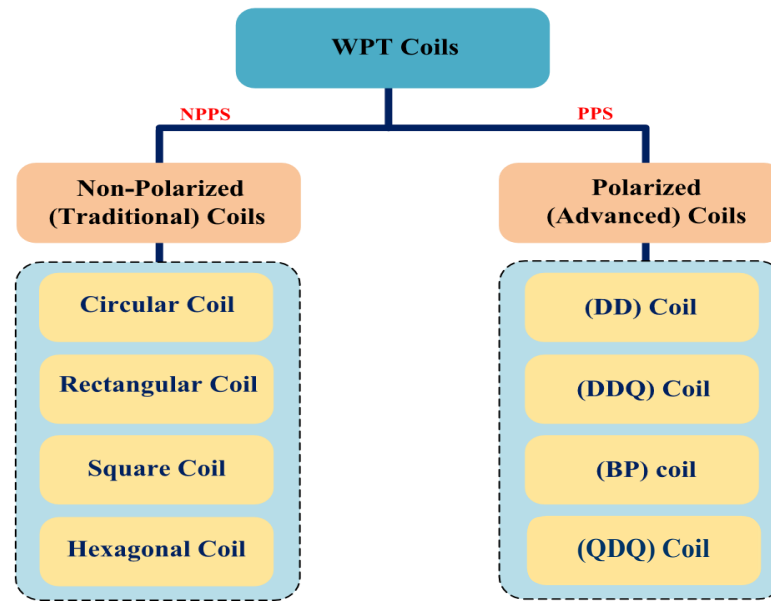


Figura 1.9: classificazione delle famiglie delle bobine in sistemi indotti WPT

Le bobine non polarizzate presentano un solo polo magnetico su ciascuna faccia. Il flusso magnetico esce dal polo nord e ritorna al polo sud passando intorno ai bordi della bobina con componenti di flussi prevalentemente verticali rendendo queste bobine molto sensibili ai disallineamenti orizzontali. Le bobine polarizzate, invece, hanno sia il polo nord sia il polo sud sulla stessa faccia. I flussi magnetici si chiudono quindi direttamente sulla stessa superficie, generando componenti sia verticali sia orizzontali. Questa differenza strutturale spiega perché le bobine polarizzate risultano generalmente più tolleranti al disallineamento rispetto alle non polarizzate [12],[14].

1.6.2 Bobine polarizzate: DD, DDQ, BP e QDQ

La bobina Double-D (DD) è costituita da due sezioni a forma di “D” disposte sullo stesso piano e alimentate in opposizione di fase. Essa presenta un’elevata tolleranza al disallineamento lungo l’asse Y (longitudinale), risultando particolarmente adatta alle

applicazioni dinamiche. Tuttavia, a circa il 34 % di disallineamento lungo l'asse X (laterale) si verifica il fenomeno del “null power”, con una brusca riduzione dell'induttanza mutua [12].

La geometria Double-D Quadrature (DDQ) è ottenuta aggiungendo alla struttura DD una terza bobina in quadratura (bobina Q), disposta sullo stesso piano e orientata a 90° rispetto all'asse principale della DD. La bobina Q cattura la componente di flusso che la sola DD perde in caso di disallineamento laterale (asse X). A parità di dimensioni del pad, questa combinazione consente un'altezza utile di flusso circa doppia rispetto a una bobina circolare e un'area di carica efficace fino a cinque volte superiore, in particolare quando la DDQ è usata sul ricevitore e la DD sul trasmettitore. Il prezzo da pagare è un consumo di rame circa doppio e una complessità costruttiva maggiore (tre avvolgimenti invece di uno) [12].

La configurazione Bipolar (BP) distribuisce il campo su due poli distinti e offre un buon compromesso tra efficienza, robustezza al disallineamento e relativa semplicità costruttiva [12].

La configurazione Quad D Quadrature (QDQ) è una struttura polarizzata più articolata: quattro pad a D disposti agli angoli di un avvolgimento quadrato che funge da bobina in quadratura, per un totale di cinque bobine. Rispetto alla DDQ, essa mantiene un coefficiente di accoppiamento elevato anche in presenza di disallineamento contemporaneo sugli assi X e Y, e può essere impiegata sia come trasmettitore sia come ricevitore. Il miglioramento di tolleranza al disallineamento e di zona di carica si paga con una complessità costruttiva e un consumo di rame nettamente superiori [12].

Queste geometrie sono illustrate in Figura 1.10 [12].

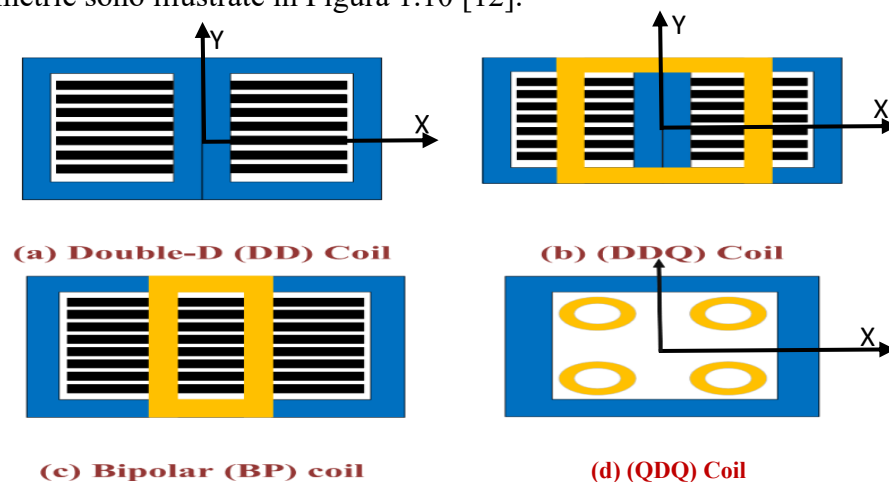


Figura 1.10: bobine polarizzate in sistemi induttivi WPT

1.6.3 Bobine non polarizzate: circolari, rettangolare, quadrata, esagonale

Le bobine circolari generano un flusso prevalentemente verticale. La loro tolleranza al disallineamento è limitata sia in direzione orizzontale sia verticale. L'altezza utile del flusso magnetico (quota di campo magnetico al di sopra della bobina trasmittente ancora sufficientemente intensa da concatenarsi in modo efficace con il ricevitore) corrisponde tipicamente a circa lo 25 % del diametro della bobina. Inoltre, si verifica una zona di null power intorno al 38 % di disallineamento orizzontale [12]. Nonostante questi limiti, restano diffuse grazie alla semplicità costruttiva e alla ridotta generazione di correnti parassite [16].

Le bobine rettangolari, a parità di ingombro, tollerano meglio il disallineamento laterale rispetto alle circolari e si prestano quindi alle applicazioni dinamiche. intorno a un offset di $\pm 40\%$ della dimensione del pad lungo x, la potenza al ricevitore cade comunque a un valore minimo.

Le bobine quadrate ed esagonali sono soluzioni intermedie: campo più simmetrico rispetto alle rettangolari, ma con una zona di "null power" intorno al 38% di disallineamento laterale (x) per le quadrate e un calo marcato in periferia per le esagonali. Restano inferiori alle geometrie polarizzate in termini di robustezza al disallineamento [12].

Queste geometrie sono illustrate in Figura 1.11 [12].

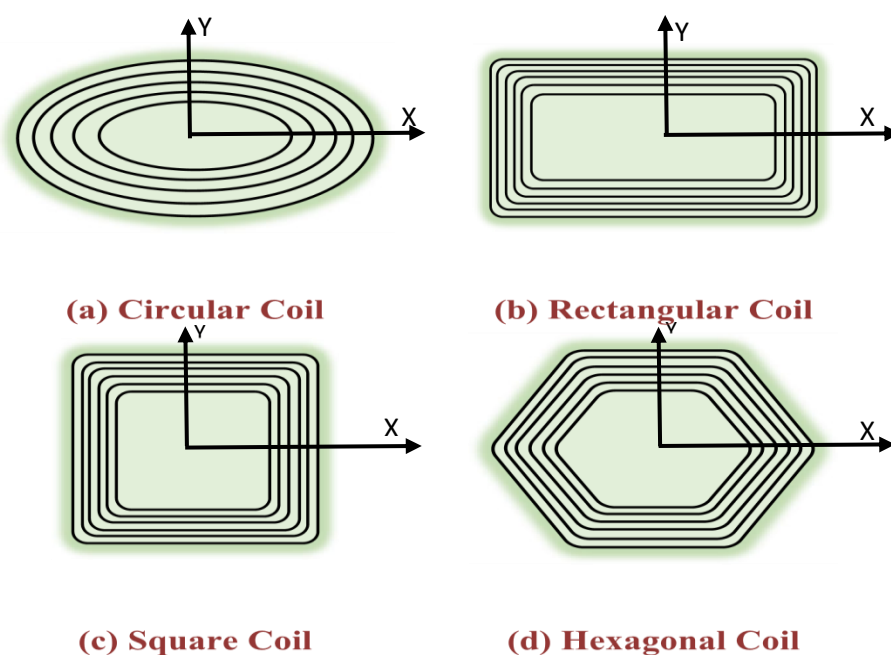


Figura 1.11: bobine non polarizzate in sistemi induttivi WPT

La Tabella 1.4 riassume le principali caratteristiche comparative delle diverse configurazioni [12].

Pad Structure	Circular	Rectangular	Double-D (DD)	Double-D Quadrature (DDQ)	Quad D Quadrature (QDQ)
Misalignment Tolerance	Poor	Moderate	Moderate	High	High
Magnetic Flux Direction	One-sided	One-sided	One-sided	Double-sided	Double-sided
Shielding Efficiency	Weak	Moderate	High	High	Medium
System Complexity	Simple	Simple	Simple	Complex	Complex
Effective Charging Zone	Small	Small	Medium	Large	Large
Operational Distance	Low	Low	Medium	High	High
Air Gap Characteristics	Non-Polarized	Non-Polarized	Polarized	Polarized	Polarized
Interoperability	Very Poor	Very Poor	Non-compatible with NPPs	High	High
Primary Application	Transmitter	Transmitter & Receiver	Transmitter	Receiver	Both
Flux Leakage Levels	High	Medium	Extremely Low	Extremely Low	Low
Number of Coils	1	1	2	3	5
Power Transfer Efficiency	Low	Medium	High	Very High	Very High
Manufacturing Complexity	Low	Medium	Medium	High	Very High

magnetic fields [190].

Tabella 1.4: Riassunto comparativa tra diverse forme delle bobine in sistemi WPT

1.7 Materiali magnetici e nuclei in ferrite

Nei sistemi di trasferimento di potenza wireless per veicoli elettrici, le bobine operano in aria e presentano quindi un basso coefficiente di accoppiamento. Per concentrare il flusso magnetico, aumentare la mutua induttanza e ridurre le perdite di dispersione, si utilizzano comunemente materiali magnetici, in particolare le ferriti soft [20],[16].

Le ferriti più impiegate sono quelle a base di manganese-zinco (Mn-Zn) e nichel-zinco (Ni-Zn), scelte per la loro elevata permeabilità magnetica e le basse perdite alle frequenze tipiche dei sistemi WPT (intorno agli 85 kHz). Queste vengono collocate (al di sotto delle bobine primarie et al di sopra delle bobine secondarie) realizzando diverse forme geometriche [20], come illustrato in Figura 1.12 [21].

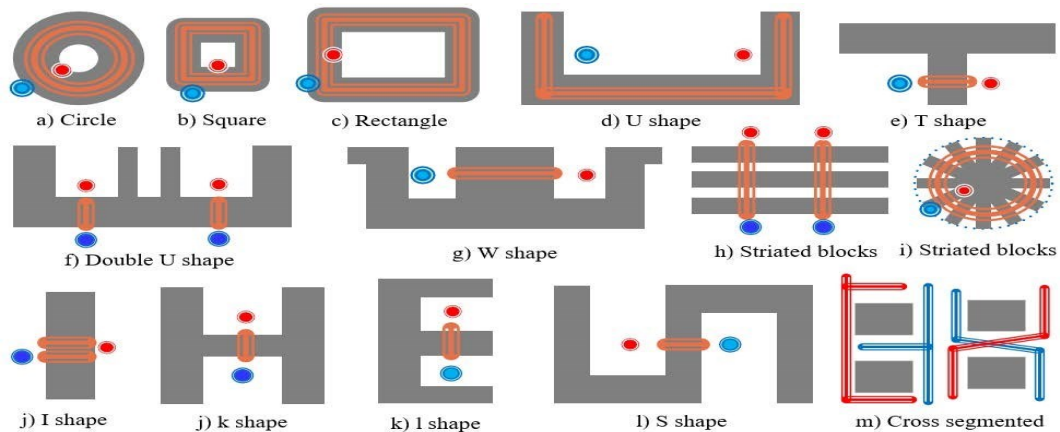


Figura 1.12: diverse geometrie di nuclei in ferrite impiegate nei PAD di trasferimento di potenza Wireless

L'inserimento di nuclei in ferrite presenta diversi vantaggi:

- concentra il flusso magnetico nella zona utile,
- aumenta il coefficiente di accoppiamento k ,
- riduce il flusso di dispersione e le emissioni elettromagnetiche,
- migliora l'efficienza complessiva del sistema.

Tuttavia, l'uso delle ferriti introduce anche alcuni svantaggi significativi:

- aumento del peso e del costo del sistema (la ferrite rappresenta spesso la parte più pesante del pad),
- fragilità meccanica,
- rischio di saturazione magnetica se non correttamente dimensionate,
- perdite aggiuntive (isteresi e correnti parassite) se la frequenza o l'induzione sono troppo elevate [20].

In pratica, le configurazioni più diffuse sono le lastre piene, le barre discrete e le tessere (tiles). La scelta della geometria e dello spessore della ferrite rappresenta un compromesso tra prestazioni elettromagnetiche, peso, costo e vincoli di integrazione nel veicolo [20], [21].

2 Capitolo 2: Normativa e standard internazionali per la ricarica wireless dei veicoli elettrici

2.1 Introduzione.

Dopo aver richiamato i principi fisici e le architetture di compensazione, questo capitolo si concentra sul quadro normativo necessario per portare un sistema WPT dal prototipo di laboratorio a un'adozione interoperabile. Senza standard comuni, i prodotti sviluppati dai vari costruttori resterebbero incompatibili tra loro, con un impatto diretto sulla fiducia degli utenti e sulla diffusione della ricarica wireless.

Il presente capitolo illustra i principali riferimenti normativi che regolano la ricarica wireless statica a potenza moderata. Vengono esaminati:

- lo standard SAE J2954, che definisce le specifiche tecniche e di interoperabilità per i veicoli leggeri [4];
- la serie IEC 61980, che stabilisce i requisiti generali di sicurezza e prestazione [5], [6];
- la norma ISO 19363, orientata ai requisiti lato veicolo [7];
- le linee guida ICNIRP relative all'esposizione ai campi elettromagnetici [8], [9];
- gli aspetti di compatibilità elettromagnetica (EMC).

L'obiettivo è fornire un quadro chiaro dei vincoli tecnici e di sicurezza che devono essere rispettati nella progettazione di un sistema di ricarica wireless conforme.

2.2 Lo standard SAE J2954

Lo standard SAE J2954, sviluppato dalla Society of Automotive Engineers (SAE International), rappresenta attualmente il riferimento più consolidato e dettagliato per la ricarica wireless stazionaria di veicoli leggeri [4]. La prima versione è stata pubblicata nel 2017 ed è stata aggiornata più volte fino al 2024, raggiungendo lo status di standard definitivo. Tra gli ultimi aggiornamenti figura l'introduzione del sistema di allineamento DIPS (Differential Inductive Positioning System).

Lo standard definisce i requisiti necessari affinché un veicolo di un determinato costruttore possa ricaricarsi in modo efficiente e sicuro su un'infrastruttura realizzata da un altro produttore, garantendo così l'interoperabilità.

2.2.1 Classi di potenza.

Lo standard classifica i sistemi di ricarica wireless in quattro classi di potenza, riportate nella Tabella 2.1.

Classe	Potenza nominale	Applicazione tipica
WPT1	3,7 kW	Ricarica lenta residenziale (ottimale di notte)
WPT2	7,7 kW	Ricarica semi-rapida
WPT3	11,1 kW	Ricarica rapida
WPT4	22 kW	Ricarica ultrarapida (meno comunemente usata).

Tabella 2.1: classi di potenza definita dallo standard SAE J2954

Nel presente lavoro si fa riferimento principalmente alla classe WPT1 (3,7 kW), adatta alle applicazioni di ricarica domestica o in parcheggi privati.

2.2.2 Frequenza operativa.

La frequenza nominale per lo standard è fissata a 85 kHz, e la banda operativa varia da 79 a 90 kHz [4]. Questa è una decisione basata su alcuni compromessi ben noti: l'alta frequenza a parità di parametri elettrici e magnetici, ridurrà le dimensioni delle bobine ma dall'altra parte contribuirà anche ad aumentare le perdite nei componenti elettronici; inoltre, questa banda è stata scelta per minimizzare le interferenze con altri sistemi di comunicazione.

2.2.3 Il traferro nominale

Lo standard definisce tre categorie di traferro (distanza verticale tra Ground Assembly e Vehicle Assembly), riportate nella Tabella 2.2.

categoria	Traferro nominale	Tipologia di veicoli
Z1	100 - 150 mm	Auto sportive o molto basse
Z2	140 - 210 mm	Auto medie e standard
Z3	170 - 250 mm	SUV e veicoli più alti

Tabella 2.2: categorie di traferro secondo SAE J2954

2.2.4 Requisiti di interoperabilità e allineamento

Forse la parte più ambiziosa è proprio l'interoperabilità. L'obiettivo è che qualsiasi combinazione di piastra trasmittente e ricevente conforme allo standard funzioni in modo decente. A tal fine, la SAE J2954 definisce:

- Compatibilità geometrica e dimensionale tra i PAD.
- Protocolli di comunicazione standardizzati tra veicolo e infrastruttura.
- Sistemi di allineamento automatico (incluso il DIPS).
- Efficienza minima richiesta (fino al 93% in condizioni nominali).
- Requisiti di sicurezza, tra cui la rilevazione di oggetti estranei (Foreign Object Detection – FOD) e la gestione del disallineamento [4].

Grazie a questi requisiti, si riduce notevolmente il rischio di avere sistemi chiusi e incompatibili tra produttori diversi.

2.3 La serie IEC 61980

Mentre lo SAE J2954 è molto dettagliato e orientato soprattutto al mercato nordamericano, la serie IEC 61980 della International Electrotechnical Commission adotta un'impostazione più generale e tecnologicamente neutrale [5],[6]. Essa non impone soluzioni costruttive specifiche, ma definisce i requisiti che il sistema deve soddisfare in termini di sicurezza, prestazioni e interoperabilità.

Le parti principali della serie sono:

IEC 61980-1: requisiti generali di sicurezza, prestazioni, condizioni ambientali e alimentazione [5];

IEC 61980-2: comunicazione tra veicolo e infrastruttura di ricarica.

IEC 61980-3: requisiti specifici per i sistemi a campo magnetico (Magnetic Field Wireless Power Transfer-MF-WPT), che costituisce la tecnologia più diffusa [6].

Esistono inoltre parti successive dedicate a potenze più elevate e alla ricarica dinamica. Rispetto allo standard SAE J2954, la serie IEC 61980 lascia maggiore libertà ai progettisti, purché rispettino i criteri di sicurezza e interoperabilità. Essa rappresenta il quadro di riferimento a livello internazionale e costituisce la base normativa adottata in molti paesi inclusa l'Europa.

2.4 ISO 19363

La norma ISO 19363:2020 (Electrically propelled road vehicles — Magnetic field wireless power transfer — Safety and interoperability requirements) definisce i requisiti relativi all'equipaggiamento di bordo del veicolo (Vehicle Assembly) destinato al trasferimento di potenza mediante campo magnetico [7].

A differenza dello SAE J2954 e della serie IEC 61980, che considerano l'intero sistema (infrastruttura + veicolo), la ISO 19363 si concentra esclusivamente sul lato veicolo. In particolare, stabilisce i requisiti riguardanti:

- le dimensioni geometriche e la protezione meccanica del pad di ricezione;
- l'isolamento elettrico e la sicurezza;
- le prestazioni in presenza di disallineamento laterale e longitudinale;
- le procedure di prova per la verifica della conformità;

Essa è quindi complementare agli standard SAE e IEC: mentre questi ultimi regolano principalmente l'infrastruttura e il sistema completo, la ISO 19363 fissa il quadro normativo che deve essere rispettato dal costruttore del veicolo. Insieme, questi tre riferimenti formano un ecosistema normativo coerente e orientato all'interoperabilità.

2.5 Sicurezza e campi elettromagnetici: linee guida ICNIRP

Uno degli aspetti più rilevanti per l'accettabilità della ricarica wireless riguarda l'esposizione ai campi elettromagnetici. I riferimenti internazionali più riconosciuti in questo ambito sono le linee guida pubblicate dalla International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) [8], [9],[19].

Alla frequenza di 85 kHz, i limiti di riferimento stabiliti dalle linee guida ICNIRP 2010 (con aggiornamenti successivi) sono:

- Induzione magnetica B: 27 μ T
- Intensità del campo magnetico H: 21,5 A/m
- Intensità del campo elettrico E: 83 V/m

Ogni sistema conforme deve rispettare questi limiti in tutte le condizioni operative, compreso il disallineamento. Per garantire il rispetto dei valori prescritti, i progettisti utilizzano tipicamente:

- schermature in ferrite e alluminio;
- riduzione automatica della potenza in presenza di persone nelle vicinanze;
- sistemi di rilevazione di oggetti estranei (Foreign Object Detection – FOD) ad elevata sensibilità.

Una particolare attenzione è riservata alla compatibilità con i dispositivi medici impiantabili (pacemaker, defibrillatori, ecc.). Gli standard richiedono che il campo disperso rimanga sufficientemente basso da non interferire con tali dispositivi. Quando la progettazione è correttamente eseguita, le misure sperimentali mostrano valori ampiamente inferiori ai limiti normativi [8], [9], [19].

2.6 Compatibilità Elettromagnetica (EMC)

Oltre alla sicurezza delle persone rispetto ai campi elettromagnetici, un sistema di ricarica wireless deve anche garantire di non interferire con altri dispositivi elettronici presenti nelle vicinanze. A tal fine, si applicano le norme relative alla compatibilità elettromagnetica (EMC).

I riferimenti principali in questo ambito sono:

CISPR 32 (adottato in Europa come EN 55032), che definisce i limiti per le emissioni condotte e irradiate delle apparecchiature multimediali e informatiche;

CISPR 11, spesso richiamato per le apparecchiature ISM (Industrial, Scientific and Medical), categoria in cui rientrano molti sistemi di trasferimento di potenza wireless.

Il rispetto di questi limiti richiede, in fase di progettazione:

- un'adeguata filtrazione EMI sul lato di ingresso AC;
- un'attenta progettazione dell'inverter ad alta frequenza;
- una corretta scelta e dimensionamento delle reti di compensazione risonante, al fine di limitare il contenuto armonico delle correnti e delle tensioni.

Il controllo delle emissioni elettromagnetiche costituisce quindi un vincolo progettuale importante, che si affianca ai requisiti di efficienza e di sicurezza già esaminati nelle sezioni precedenti.

2.7 Considerazioni finali e prospettive future

Il quadro normativo attuale risulta sufficientemente maturo per la ricarica wireless statica dei veicoli leggeri, grazie allo sforzo congiunto di SAE, IEC e ISO. In particolare, lo standard SAE J2954 ha introdotto requisiti concreti di interoperabilità, mentre le norme internazionali forniscono un linguaggio comune a livello globale [4], [5], [6], [7].

Permangono tuttavia alcune sfide aperte:

- l'armonizzazione tra i diversi mercati (Nord America, Europa, Cina, ...);
- lo sviluppo e la standardizzazione della ricarica dinamica;
- il miglioramento dell'efficienza in condizioni reali di disallineamento;
- la percezione del pubblico riguardo all'esposizione ai campi elettromagnetici.

La comprensione di queste norme non rappresenta soltanto un obbligo formale, ma costituisce la base necessaria per progettare sistemi sicuri, efficienti e destinati a un'adozione diffusa.

2.8 Riepilogo dei Requisiti Normativi.

Al fine di inquadrare chiaramente i vincoli progettuali adottati in questo lavoro, la Tabella 2.3 riassume i principali requisiti normativi seguito nello studio.

Parametro	Valore Riferimento	Normativa
Potenza Nominale	3,7 kW	SAE J2954 – WPT1
Frequenza Operativa	85 kHz	SAE J2954 / IEC 61980-3
Gap d'Aria Nominale	150 mm	SAE J2954 – Z2
Limite di Induzione Magnetica	27 μ T	ICNIRP 2010
Efficienza Minima	> 85-90% (nominale)	SAE J2954
Tensione di Ingresso DC	400 V	IEC 61980-1

Tabella 2.3: requisiti normativi adottati nello studio

Questi valori costituiscono il punto di partenza per il dimensionamento del tank risonante e degli altri componenti del sistema illustrato nel capitolo successivo.

3 Capitolo3: studio teorico e dimensionamento del tank risonante LCL-S

3.1 Architettura globale del sistema

La progettazione del sistema di ricarica wireless sviluppato in questa tesi si basa su una struttura a stadi in cascata, ottimizzata per trasferire energia in modo efficiente da una sorgente in tensione continua (generalmente generata da un convertitore boost) fino alla batteria del veicolo. L'intera catena di conversione può essere schematizzata in quattro blocchi funzionali principali, illustrati nella Figura 3.1.

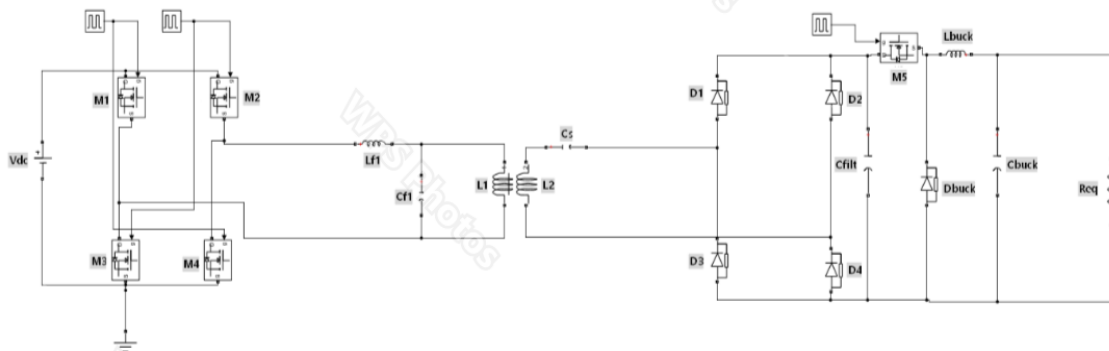


Figura 3.1: schema elettrico della catena di trasmissione

L'inverter a ponte intero ha il compito di commutare la tensione continua del bus primario ($V_{dc}=400V$) per generare un'onda quadra alternata alla frequenza di $f_0 = 85 \text{ kHz}$, rispettando le linee guida dello standard internazionale SAE J2954 [4]. Questa tensione alimenta la rete di compensazione risonante, il cui obiettivo è annullare la reattanza introdotta dal forte flusso di dispersione magnetica tra le bobine e massimizzare il trasferimento di potenza attiva.

A valle del sistema di accoppiamento, sul lato veicolo, il raddrizzatore converte nuovamente il segnale alternato ad alta frequenza in una tensione continua sul bus intermedio ($V_{c\text{filt}}$). Infine, il convertitore DC-DC buck interviene come stadio finale di condizionamento della potenza prima del carico, inoltre, il diodo di ricircolo Dbuck potrebbe essere sostituito da un transistor comandato in opposizione di fase (buck sincrono) per ridurre le perdite di conduzione ed aumentare l'efficienza del sistema.

In questo modello, in linea con l'approccio prevalente nella letteratura scientifica sui sistemi risonanti, il pacco batterie viene generalmente rappresentato tramite la sua resistenza dinamica equivalente (R_{eq}) dove il suo valore nominale dipende dalla classe di potenza e ovviamente della sua tensione nominale. Avendo scelto una potenza di classe 1 WPT1(3.7KW) [4] e una tensione al punto nominale di 300V, si ottiene:

$$R_{eq} = \frac{V_{bat}^2}{P_{bat}} = \frac{300^2}{3700} \approx 24.4\Omega \quad (3.1)$$

Questa scelta è motivata da ragioni di stabilità numerica e chiarezza metodologica. Le costanti di tempo chimiche di una batteria reale sono molto più lente rispetto ai tempi di commutazione dell'elettronica di potenza (85 kHz). La modellizzazione resistiva permette di isolare il comportamento energetico del sistema a regime permanente e di ottenere calcoli dell'efficienza coerenti con la realtà fisica del trasferimento.

3.2 Analisi teorica e comportamento della rete di compensazione LCL-S

Il trasferimento di energia tra il circuito primario (stazione di ricarica a terra) e il circuito secondario (ricevitore a bordo del veicolo) avviene attraverso un traferro d'aria significativo, generalmente compreso tra 10 e 20 cm. Questo forte disaccoppiamento geometrico si traduce in un basso coefficiente di accoppiamento magnetico k e in elevate induttanze di dispersione. Per annullare la reattanza associata a tali perdite e massimizzare la potenza trasferita, si adotta una topologia di compensazione LCL sul lato primario e una compensazione capacitiva in serie (S) sul lato secondario.

Affinché l'intero sistema operi in risonanza alla pulsazione nominale di progetto $\omega_0 = 2\pi f_0$, i componenti reattivi devono soddisfare le seguenti condizioni di risonanza:

$$Z_{C_f, L_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C_f} \cdot j\omega L_1}{\frac{1}{j\omega C_f} + j\omega L_1} = \frac{\frac{L_1}{C_f}}{j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_f})} \quad (3.2)$$

A $\omega = \omega_0$ si ottiene:

$$\omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_f} = 0 \quad (3.3)$$

Da cui:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_f}} \quad (3.4)$$

Ponendo $L_1 = L_f$ si ottiene l'unica frequenza di risonanza del progetto:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_f}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_s}} \quad (3.5)$$

3.2.1 Dimostrazione del comportamento come sorgente di corrente costante

Una delle caratteristiche più interessanti della topologia LCL sul lato primario è la capacità di stabilizzare in modo passivo la corrente nella bobina trasmittente L_1 . Alla frequenza di risonanza, la corrente I_1 iniettata nel circuito magnetico diventa sostanzialmente indipendente sia dal carico collegato al secondario sia dalle variazioni del coefficiente di accoppiamento k [1], [12], [13]. Per facilitare l'analisi teorica di questo comportamento da sorgente di corrente, nella Figura 3.2 è rappresentato uno schema elettrico a parametri concentrati del tank risonante disegnato in ambiente simulink.

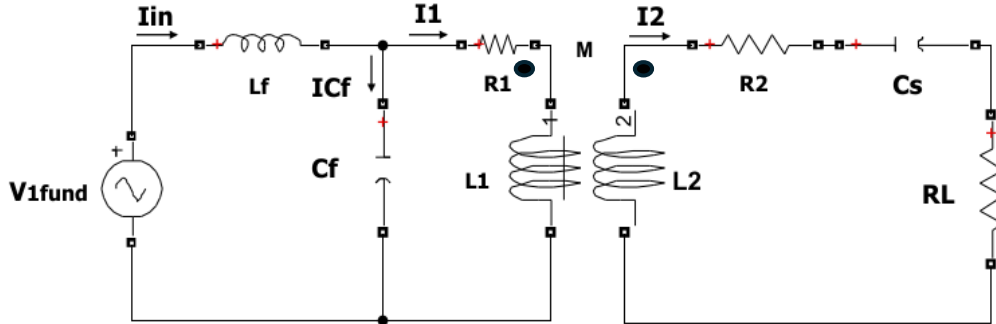


Figura 3.2: schema elettrico a parametri concentrati del tank risonante LCL-S

Per dimostrare rigorosamente questa proprietà si considera il circuito completo. Alla frequenza di risonanza, l'impedenza del ramo sia primario sia secondario si riducono alla sola parte resistiva:

$$\begin{cases} V_1 = R_1 I_1 + j\omega_0 M I_2 & (1) \\ 0 = j\omega_0 M I_1 + (R_2 + R_L) I_2 & (2) \end{cases} \quad (3.6)$$

Dalla (2), con $R_2 \ll R_L$:

$$I_2 = -\frac{j\omega_0 M I_1}{R_L} \quad (3.7)$$

Sostituendo I_2 nella (1):

$$V_1 = R_1 I_1 + j\omega_0 M \left(-j \frac{\omega_0 M}{R_L} I_1 \right) = R_1 I_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} I_1 \quad (3.8)$$

Il termine aggiunto in serie a L_1 rappresenta la resistenza riflessa del secondario al primario e vale:

$$R_{ref} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} = \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_L} = \omega_0 L_1 k^2 Q_2 \quad (3.9)$$

dove si è utilizzata la definizione $Q_2 = \omega_0 L_2 / R_L$. Si vede chiaramente che R_{ref} dipende sia dal coefficiente di accoppiamento k sia dal fattore di qualità del secondario Q_2 .

Questa resistenza riflessa risulta collegata in serie con L_1 . L'impedenza di ingresso vista dall'inverter con resistenze parassite delle bobine trascurate è quindi:

$$Z_{in}(\omega) = j\omega L_f + Z_{par} \text{ con } Z_{par} = \frac{\frac{1}{j\omega C_f} (j\omega L_1 + R_{ref})}{\frac{1}{j\omega C_f} + (j\omega L_1 + R_{ref})} \quad (3.10)$$

Alla frequenza di alimentazione ω_0 si impongono le condizioni di risonanza:

$$\omega_0 L_f = \omega_0 L_1 = \frac{1}{\omega_0 C_f} = X_0 \quad (3.11)$$

Sostituendo le impedenze si ottiene:

$$Z_{par} = \frac{(-jX_0)(jX_0 + R_{ref})}{-jX_0 + jX_0 + R_{ref}} = \frac{(-jX_0)(jX_0 + R_{ref})}{R_{ref}} = \frac{X_0^2}{R_{ref}} - jX_0 \quad (3.12)$$

Sommando l'impedenza serie $j\omega_0 L_f = jX_0$:

$$Z_{in} = jX_0 + \left(\frac{X_0^2}{R_{ref}} - jX_0 \right) = \frac{X_0^2}{R_{ref}} = \frac{\omega_0^2 L_f^2}{R_{ref}} \quad (3.13)$$

La corrente totale erogata dall'inverter è quindi:

$$I_{in} = \frac{V_{1fund}}{Z_{in}} = \frac{V_{1fund} R_{ref}}{\omega_0^2 L_f^2} \quad (3.14)$$

Dove V_{1fund} rappresenta la tensione fondamentale erogata dall'inverter.

Si osserva che I_{in} dipende da R_{ref} (e quindi da k e da Q_2): quando il coefficiente di accoppiamento aumenta, R_{ref} aumenta, Z_{in} diminuisce e l'inverter fornisce una corrente

maggiore dando una spiegazione matematica abbastanza intuitiva del perché la potenza in ingresso cresce all'aumentare di k .

Tuttavia, questa corrente I_{in} si suddivide al nodo centrale del filtro LCL tra il condensatore C_f e il ramo della bobina primaria. Applicando la regola del partitore di corrente si ottiene:

$$I_1 = I_{in} \cdot \frac{Z_{Cf}}{Z_{Cf} + (j\omega_0 L_1 + R_{ref})} \quad (3.15)$$

Sostituendo le impedenze alla risonanza:

$$I_1 = I_{in} \cdot \frac{-jX_0}{R_{ref}} \quad (3.16)$$

Infine, sostituendo l'espressione di I_{in} si ottiene:

$$I_1 = \left(\frac{V_{1fund} \cdot R_{ref}}{X_0^2} \right) \cdot \left(\frac{-jX_0}{R_{ref}} \right) = \frac{V_{1fund}}{j\omega_0 L_f} \quad (3.17)$$

In modulo:

$$|I_1| = \frac{V_{1fund}}{\omega_0 L_f} \quad (3.18)$$

I termini contenenti R_{ref} (e quindi k e Q_2) si annullano completamente. Di conseguenza, la corrente primaria I_1 risulta indipendente sia dal carico sia dal coefficiente di accoppiamento.

La topologia LCL si comporta come un compensatore passivo: sebbene la corrente erogata dall'inverter (I_{in}) vari con R_{ref} , il partitore di corrente interno al filtro regola esattamente la porzione di corrente che circola in L_1 , mantenendola costante. Questa è l'origine strutturale della proprietà di generatore di corrente della topologia LCL-S. Essa deriva direttamente dalla risonanza del filtro LCL e non dipende da particolari condizioni sul prodotto $k^2 Q_2$.

Questa caratteristica rende la topologia particolarmente robusta ai disallineamenti e alle variazioni di carico, come confermato anche dai risultati delle simulazioni presentati nel Capitolo 4.

3.2.2 Analisi della tensione indotta e del guadagno di tensione

L'accoppiamento magnetico tra la bobina trasmittente e ricevente genera per effetto del flusso concatenato, una tensione indotta sul lato ricevitore proporzionale alla corrente nella bobina trasmittente e alla mutua induttanza M . In forma a fasori, la tensione indotta sul secondario vale:

$$V_{ind} = j\omega_0 M I_1 \quad (3.19)$$

Con $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, dove k è il coefficiente di accoppiamento magnetico, e L_1, L_2 sono le induttanze equivalenti delle due bobine.

Poiché il circuito secondario è compensato in serie da C_s alla stessa pulsazione di progetto ω_0 , la reattanza complessiva della maglia si annulla proprio alla risonanza. In tale condizione, l'impedenza vista dalla tensione indotta si riduce alla sola parte resistiva, data dalla somma tra la resistenza parassita dell'avvolgimento R_2 e la resistenza di carico equivalente R_L :

$$Z_2 = (R_2 + R_L) + j(L_2\omega - \frac{1}{C_s\omega}) \quad (3.20)$$

A $\omega = \omega_0$ la parte immaginaria si annulla si ha che:

$$Z_2 = R_2 + R_L \quad (3.21)$$

La corrente efficace che circola sul secondario, e quindi nel carico visto dal secondario, è quindi:

$$I_2 = \frac{V_{ind}}{Z_2} = \frac{j\omega_0 M}{Z_2} I_1 \quad (3.22)$$

Sostituendo l'espressione della corrente primaria alla risonanza, ottenuta nella sezione precedente ($I_1 = V_{1fund}/j\omega_0 L_f$), si ricava la tensione ai capi del carico V_{RL} come:

$$V_{RL} = R_L I_2 = R_L \frac{j\omega_0 M}{Z_2} I_1 \quad (3.23)$$

Sapendo che $R_2 \ll R_L$ si può approssimare che $Z_2 = R_L$. con questa ipotesi, la dipendenza da R_L si semplifica e si ottiene:

$$V_{RL} \approx \omega_0 M I_1 = \omega_0 (k\sqrt{L_1 L_2}) \left(\frac{V_{1fund}}{\omega_0 L_f} \right) \quad (3.24)$$

Se, come spesso suggerito nei metodi di progetto LCL-S, si sceglie $L_f = L_1$ per semplificare il comportamento del filtro e l'analisi del guadagno, l'espressione si riduce alla forma compatta:

$$V_{RL} = k \sqrt{\frac{L_1 L_2}{L_1^2}} V_{1fund} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} V_{1fund} \quad (3.25)$$

Questa relazione mette in evidenza che la tensione disponibile sul carico, stabilizzata dalla risonanza, cresce in maniera lineare con il coefficiente di accoppiamento k e con il rapporto $\sqrt{L_2/L_1}$ tra le induttanze dei due lati del sistema.

Dal punto di vista pratico, ciò significa che un disallineamento geometrico del veicolo rispetto alla piastra trasmittente che riduce k comporta una diminuzione progressiva e “dolce” della tensione e di conseguenza della potenza trasferita, senza comportamenti bruschi o instabili. Questa caratteristica contribuisce alla sicurezza intrinseca della topologia LCL-S per applicazioni di ricarica dei veicoli elettrici, dove l'uscita deve adattarsi naturalmente alle condizioni di accoppiamento reali [12],[13].

Si passa così dal comportamento di “sorgente di corrente” sul primario a una relazione lineare ben definita tra accoppiamento, parametri del tank e tensione sul carico, che costituirà la base per il dimensionamento analitico del sistema sviluppato nei paragrafi successivi.

3.2.3 Tensione sui condensatori di compensazione e ruolo del fattore di qualità Q_2

Per completare l'analisi teorica del comportamento della rete LCL-S, è utile valutare le tensioni che si instaurano ai capi dei condensatori di compensazione C_s e C_f , poiché questi componenti sono tra i più sollecitati del sistema.

- Tensione sul condensatore secondario C_s

Alla risonanza, la tensione efficace ai capi di C_s è data da:

$$V_{C_s} = I_2 \omega_0 L_2 \quad (3.26)$$

Introducendo il fattore di qualità del secondario $Q_2 = \omega_0 L_2 / R_L$ (con $R_2 \ll R_L$), si ottiene:

$$V_{C_S} = I_2 Q_2 R_L \quad (3.27)$$

Questa relazione mostra che, a parità di corrente e di resistenza di carico vista dalla rete LCL-S, la tensione su C_S cresce linearmente con Q_2 .

Per un progetto automobilistico, in cui lo spazio a bordo e la robustezza nel lungo periodo sono vincoli non negoziabili, questa relazione tra Q_2 e V_{C_S} rappresenta uno dei criteri fondamentali per la scelta del fattore di qualità e dei valori delle induttanze e capacità nel tank risonante, quindi, non va scelto a caso [1],[12].

- Tensione sul condensatore primario C_f

Sul lato primario, tenendo conto che R_{ref} è in serie con L_1 , la tensione ai capi di C_f vale:

$$V_{C_f} = I_1(j\omega L_1 + R_{ref}) \Rightarrow |V_{C_f}| = |I_1| \sqrt{\omega^2 L_1^2 + R_{ref}^2} \quad (3.28)$$

A $\omega = \omega_0$, $L_1 = L_f$ e $|I_1| = V_{1fund}/\omega_0 L_1$ si ottiene:

$$|V_{C_f}| = V_{1fund} \sqrt{\frac{R_{ref}^2}{\omega_0^2 L_1^2} + 1} \quad (3.29)$$

Poiché $R_{ref} = \omega_0 L_1 k^2 Q_2$, la tensione V_{C_f} dipende sia dal coefficiente di accoppiamento k sia dal fattore di qualità Q_2 .

Dalle due espressioni, emerge che il fattore di qualità Q_2 influenza direttamente le sollecitazioni di tensione interne al sistema. Per questo motivo, nei sistemi WPT per veicoli elettrici si preferisce mantenere Q_2 in un intervallo moderato (tipicamente tra 4 e 10), in modo da limitare lo stress dielettrico sui condensatori senza compromettere eccessivamente l'efficienza.

Nella sessione successiva, questa analisi teorica verrà utilizzata per fissare adeguatamente il valore del fattore di qualità Q_2 che costituirà la base per il dimensionamento numerico del tank risonante.

3.2.4 Perdite nel rame ed utilizzo del filo Litz

Alla frequenza operativa di 85 kHz, le perdite per effetto Joule nelle bobine non possono essere valutate utilizzando semplicemente la resistenza in continua. Due fenomeni

principali determinano un significativo aumento della resistenza effettiva: l'effetto pelle e l'effetto di prossimità.

L'effetto pelle consiste nella tendenza della corrente alternata a concentrarsi negli strati superficiali del conduttore. La profondità di penetrazione nel rame a 85 kHz è data da:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \approx 0.23 \text{ mm} \quad (3.30)$$

La resistenza di un conduttore è legata alla sezione utile dalla relazione fondamentale:

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (3.31)$$

Dove S è la sezione percorsa dalla corrente, l la lunghezza e ρ la resistività del rame.

Quando il diametro del filo è maggiore di 2δ , la corrente non utilizza più l'intera sezione del conduttore, ma soltanto una corona esterna di spessore δ . La sezione effettiva S_{eff} diventa quindi molto più piccola della sezione geometrica S , e di conseguenza la resistenza in corrente alternata aumenta:

$$R_{AC} = \rho \frac{l}{S_{eff}} > R_{DC} \quad (3.32)$$

L'effetto di prossimità amplifica ulteriormente questo fenomeno: in una bobina multi-spira, il campo magnetico generato da una spira induce correnti parassite nelle spire adiacenti, riducendo ancora di più la sezione utile.

Per mitigare entrambi gli effetti, nel presente lavoro si assume l'utilizzo di **filo Litz**. Il filo Litz è costituito da numerosi conduttori di diametro inferiore alla profondità di penetrazione, isolati tra loro e opportunamente intrecciati. Tale struttura permette di mantenere $S_{eff} \approx S$ e quindi R_{AC} prossima a R_{DC} [22].

3.3 Scelta del punto nominale di progetto, della resistenza equivalente vista dal tank e scelta del fattore di qualità Q_2

Nelle sezioni precedenti abbiamo visto come il comportamento della rete LCL-S dipenda da pochi parametri chiave: il coefficiente di accoppiamento k , il fattore di qualità Q_2 e i valori delle induttanze e delle capacità del tank risonante. A questo punto, per passare

dalla teoria al progetto reale, serve scegliere un **punto nominale di lavoro** ben definito, attorno al quale sviluppare tutti i calcoli.

Il sistema WPT considerato in questa tesi è pensato per ricaricare un pacco batterie automotive con tensione nominale circa $V_{bat} = 300$ V e potenza di carica $P_{bat} = 3700$ W coerente con la classe WPT1. In linea con lo standard SAE J2954, si lavora alla frequenza $f_0 = 85$ kHz [4], mentre il coefficiente di accoppiamento tra le bobine, in condizioni realistiche di parcheggio, si muove indicativamente tra 0,15 e 0,30.

Per il dimensionamento analitico del tank è naturale assumere come punto nominale la situazione più “spinta”, cioè quella di accoppiamento massimo $k_{nom}=0.30$ che corrisponde al veicolo perfettamente allineato rispetto alla piastra trasmittente. In questo modo, tutte le tensioni e correnti che calcoliamo rappresentano il caso peggiore dal punto di vista delle sollecitazioni; se il sistema è robusto in queste condizioni, lo sarà anche nelle condizioni meno favorevoli (con k più basso).

Sul lato veicolo, la batteria viene rappresentata attraverso una resistenza dinamica equivalente calcolata all’equazione (3.1). Questa è la resistenza “vista” dallo stadio DC/DC al punto nominale di carica: ci dice quanta corrente scorre per una certa tensione batteria e potenza richiesta.

Dal punto di vista del tank risonante, però, la batteria non è collegata direttamente al circuito AC: tra il secondario e il pacco batterie ci sono il raddrizzatore a ponte e il convertitore buck. La rete LCL-S vede quindi una resistenza riflessa R_L sul lato sinusoidale, che è collegata a R_{eq} tramite la catena di conversione. Per un raddrizzatore ideale alimentato da una sinusoide, la resistenza equivalente lato AC è data da [17]:

$$R_{rect} = \frac{8}{\pi^2} R_{in,DC} \quad (3.33)$$

dove $R_{in,DC}$ è la resistenza equivalente vista dal raddrizzatore sul bus continuo.

A sua volta, per un convertitore buck ideale, la resistenza vista all’ingresso è legata alla resistenza di carico R_{eq} dal duty cycle D :

$$R_{in,DC} = \frac{R_{eq}}{D^2} \quad (3.34)$$

Mettendo insieme i due passaggi, otteniamo la relazione complessiva tra la resistenza dinamica del pacco batterie e la resistenza effettivamente vista dal tank risonante sul lato

AC:

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \frac{R_{eq}}{D^2} \quad (3.35)$$

Questa espressione ha un significato fisico molto semplice: il circuito sinusoidale deve fornire una potenza $P = V_{sec}^2 / R_L$ che, dopo il raddrizzatore e il convertitore buck, si ritrova sul pacco batterie come $P_{out} = V_{bat}^2 / R_{eq}$. Il fattore $8/\pi^2$ tiene conto del passaggio sinusoidale $\rightarrow$ DC, mentre il termine $1/D^2$ riflette il fatto che un buck con $D < 1$ “abbassa” la tensione, riducendo la resistenza vista all’ingresso è quindi anche quella riflessa al tank. In questo progetto di tesi, il convertitore buck lavora con un duty cycle per il solo punto di lavoro nominale fissato a $D = 0.90$.

Tale valore non è stato scelto a caso. Infatti, il convertitore buck partecipa attivamente all’adattamento dell’impedenza riflessa sul lato AC. Imponendo $D=0.90$, la resistenza equivalente vista dal tank risonante R_L viene fatta coincidere al punto nominale k_{nom} , con la resistenza dinamica della batteria lato veicolo R_{eq} . In questo modo, l’impedenza “vista” dal circuito LCL-S è perfettamente uguale con il carico reale che il sistema deve alimentare così facilitando il dimensionamento delle bobine e dei condensatori di compensazione attraverso questo carico.

Inserendo questo valore nella formula, si ottiene il valore numerico di R_L che useremo in tutto il dimensionamento del tank:

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \frac{R_{eq}}{D^2} = \frac{8}{\pi^2} \frac{24.32}{0.90^2} \approx 24.4 \, \Omega$$

Da questo momento in poi, quando parleremo di R_L , ci riferiremo sempre alla resistenza equivalente vista dalla rete LCL-S sul lato secondario; R_{eq} rimane invece la resistenza dinamica del pacco batterie sul bus DC al punto nominale di funzionamento.

La banda a -3dB della risonanza secondaria in carico vale:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \frac{1}{Q_2} \quad (3.36)$$

Un Q_2 molto alto attenua meglio le armoniche ma restringe la banda: un lieve disaccordo di C_s o L_2 (tolleranza, temperatura, invecchiamento) sposta ω_0 e fa crollare la potenza trasferita al carico R_L . Un Q_2 troppo basso allarga la banda ma peggiora il filtraggio permettendo la circolazione delle correnti armoniche che non trasferiscono potenza utile

ma aumentano le perdite per effetto joule sulle resistenze parassite delle bobine, riducendo l'efficienza globale.

La scelta del fattore di qualità in carico Q_2 è un compromesso tra sollecitazioni di tensione su C_s , selettività della rete risonante e quindi l'efficienza di essa.

Il punto nominale di progetto: ($k_{nom} = 0.30$, $Q_2 = 8$, $R_{eq} = 24.4 \Omega$, $R_L \approx 24.4 \Omega$)

costituisce quindi la base per il dimensionamento numerico del tank risonante, affrontato nella sezione successiva, dove verranno calcolati i valori di L_1 , L_2 , C_f e C_s e le correnti e tensioni associate a questo punto di lavoro.

3.4 Dimensionamento numerico del tank risonante

Una volta fissato il punto nominale del nostro progetto, il dimensionamento del tank risonante può partire in modo molto diretto dal fattore di qualità del secondario. È proprio questo parametro che ci permette di legare in modo semplice la resistenza riflessa del carico, l'induttanza secondaria e la tensione che compare sul condensatore di compensazione.

Si assume quindi che: $R_2 \ll R_L$ così da poter scrivere il fattore di qualità del secondario nella forma semplificata come all'equazione (3.5).

Nel nostro caso:

$$Q_2 = 8, \quad R_L = 24.4 \Omega$$

Quindi:

$$L_2 = \frac{Q_2 R_L}{\omega_0} = \frac{8 \times 24.4}{2\pi \times 85000} \approx 365 \mu H$$

Una volta trovato L_2 , il condensatore di compensazione del secondario si ottiene dalla condizione di risonanza:

$$\omega_0^2 L_2 C_s = 1 \text{ da cui } C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} = \frac{1}{(2\pi \times 85000)^2 \times 3.65 \times 10^{-4}} \approx 9.6 nF$$

Si ottiene quindi un secondario ben definito, con un'induttanza dell'ordine di qualche centinaio di microhenry e una capacità di pochi nanofarad.

La potenza nominale trasferita alla batteria è:

$$P_{out} = 3700 \text{ W}$$

e la tensione nominale della batteria vale:

$$V_{bat} = 300 \text{ V}$$

Da cui corrente lato DC:

$$I_{bat} = \frac{P_{out}}{V_{bat}} = 12.33 \text{ A} \quad (3.37)$$

La tensione sul condensatore di compensazione C_s si calcola tramite le equazioni (3.26), (3.27):

$$V_{cs} = I_2 \omega_0 L_2 = I_2 Q_2 R_L = 12.33 \times 8 \times 24.4 \approx 2.4 \text{ kV}$$

Questo valore è assolutamente normale nei sistemi WPT risonanti e spiega perché, in pratica, si utilizzano condensatori a film ad alta tensione, spesso combinati in serie o in parallelo per gestire meglio sia la tenuta dielettrica sia le sollecitazioni termiche. Nel caso di realizzazione di un prototipo di laboratorio, una scelta appropriata potrebbe essere un condensatore in tecnologia polipropilene film da 3 kV, normalmente disponibile presso i principali produttori di componenti di potenza. Tale componente risulta pienamente compatibile con la tensione calcolata su C_s e garantirebbe un margine di sicurezza dell'ordine del 20-30 %, sufficiente per un utilizzo sperimentale affidabile.

Analogamente, la tensione ai capi del condensatore primario C_f si ottiene sfruttando l'equazione (3.28):

$$V_{cf} = 14.34 \times \sqrt{(2\pi \times 85000 \times 365 \times 10^{-6})^2 + 17.95^2} \approx 440 \text{ V}$$

Per un prototipo di laboratorio, un condensatore a film da 600 V o 700 V risulterebbe ampiamente sufficiente e fornirebbe un buon margine di sicurezza.

L'inverter è alimentato da:

$$V_{dc} = 400 \text{ V}$$

Per un ponte completo ideale, la fondamentale efficace vale [17]:

$$V_{1fund} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} V_{dc} = 360 \text{ V}$$

Al punto nominale si usa la relazione (3.25) del guadagno di tensione sul carico equivalente R_L vista dal tank risonante calcolata prima nello studio teorico delle caratteristiche del tank LCL-S:

$$V_{RL,nom} = k_{nom} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} V_{1fund} \Rightarrow 300 = 0.30 \times \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \times 360$$

Da cui:

$$\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{300}{0.30 \times 360} \approx 2.78$$

E quindi:

$$\frac{L_2}{L_1} \approx 7.7$$

Si ottiene direttamente:

$$L_1 = \frac{3.65 \times 10^{-4}}{7.7} \approx 47 \mu H$$

Poiché nel progetto si assume $L_1 = L_f$, si ha:

$$L_f = L_1 = 47 \mu H$$

Il condensatore di compensazione primaria si ricava poi dalla relazione (3.5):

$$C_f = \frac{1}{\omega_0^2 L_f} = \frac{1}{(2\pi \times 85000)^2 \times 47 \times 10^{-6}} \approx 74 nF$$

La corrente primaria alla risonanza è data dalla relazione (3.18):

$$I_1 \approx \frac{V_{1fund}}{\omega_0 L_f} = \frac{360}{2\pi \times 85000 \times 47 \times 10^{-6}} \approx 14.34 A$$

A questo livello si può anche introdurre una stima delle resistenze parassite delle bobine assumendo che:

$$R_1 \approx 0.05 \Omega$$

Si ha:

$$\frac{R_2}{R_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \approx 2.78 \Rightarrow R_2 = R_1 \times 2.78 \approx 0.14\Omega$$

Logicamente viene studiata l'efficienza del tank risonante al punto nominale data da:

$$\eta_{LCL-S} = \frac{R_L}{R_2 + R_L} \times \frac{k^2 Q_T Q_R}{1 + k^2 Q_T Q_R} \approx 99\% \quad (3.38)$$

In sintesi, viene ritenuto per il progetto queste cifre:

$L_1=L_f=47 \mu\text{H}$, $C_f=74 \text{ nF}$, $C_s=9.6 \text{ nF}$, $L_2=365\mu\text{H}$, $R_1=0.05 \Omega$, $R_2=0.14 \Omega$, $I_1 \approx 14.34 \text{ A}$

3.5 Dimensionamento dell'elettronica di potenza

Una volta note le grandezze imposte dal tank risonante, è possibile procedere al dimensionamento dei componenti dell'elettronica di potenza. L'obiettivo non è effettuare uno studio di dettaglio sui dispositivi commerciali, ma selezionare valori coerenti per l'inverter, il raddrizzatore, il condensatore di livellamento e il convertitore buck, in modo che ogni stadio risulti compatibile con le tensioni e le correnti effettivamente presenti nel sistema.

3.5.1 Inverter

L'inverter è un ponte completo alimentato dal bus continuo:

$$V_{dc} = 400 \text{ V}$$

I dispositivi di commutazione si dimensionano in base a questa tensione: in interdizione ciascun MOSFET sostiene circa V_{dc} , più i picchi di commutazione. Una classe di 600-650V sarebbe coerente come scelta. Inoltre, la corrente da considerare per il dimensionamento dell'inverter è la corrente erogata da esso $I_{in}=10\text{A}$ al punto nominale di lavoro. Una scelta tra 15-20A sarebbe perfettamente coerente tenendo conto di un margine di sicurezza dovuto ai picchi di commutazione e le non idealità del circuito.

3.5.2 Raddrizzatore e condensatore di livellamento

Il raddrizzatore a ponte è alimentato al punto nominale dalla fondamentale $V_{RL}=300\text{V}$. la tensione media sul bus continuo a valle vale quindi:

$$V_{cfilt} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{RL} \approx 333 \text{ V} \quad (3.39)$$

Di conseguenza, il raddrizzatore deve essere dimensionato per sopportare una tensione inversa di 333 V anche qui una scelta coerente potrebbe essere componenti di classe 600-650 V, mentre il condensatore di livellamento deve garantire sia il filtraggio della tensione raddrizzata sia un'adeguata robustezza elettrica. In questa fase, il suo ruolo è soprattutto quello di ridurre l'ondulazione della tensione continua e di fornire un ingresso il più possibile stabile al convertitore buck.

Per una prima stima del condensatore di filtro si può usare la relazione classica [17]:

$$C_{filt} \geq \frac{I_{out}}{2f_r \Delta v} \quad (3.40)$$

Dove I_{out} è la corrente continua, f_r è la frequenza del ripple dopo il raddrizzamento e Δv è l'ondulazione ammessa.

Nel nostro caso assumendo:

$$I_{out} = I_{bat} = 12.33 \text{ A}$$

Accettando un ripple di circa 5% sulla tensione continua:

$$\Delta v = 0.05 \times 333 \approx 15 \text{ V}$$

Con una frequenza di lavoro pari a:

$$f_0 = 85000 \text{ Hz}$$

Si ottiene per un raddrizzamento a doppia semionda:

$$f_r = 2f_0 = 170 \text{ kHz}$$

Quindi:

$$C_{filt} = \frac{12.33}{2 \times 170000 \times 15} \approx 2.4 \mu F$$

Questo valore va considerato come una stima teorica di primo dimensionamento. Nella pratica, per una realizzazione fisica, si adotterebbe un valore maggiore, per gestire meglio ESR, correnti impulsive e sollecitazioni termiche.

3.5.3 Buck

Il convertitore buck ha il compito di regolare la carica della batteria. Nel progetto, il duty cycle è fissato a:

$$D = 0.90$$

La tensione nominale sulla batteria è:

$$V_0 = 300 \text{ V}$$

Nel caso ideale del Buck, vale la relazione:

$$V_0 = DV_{in} \quad (3.41)$$

Da cui la tensione in ingresso al Buck risulta:

$$V_{in} = \frac{V_0}{D} = \frac{300}{0.90} \approx 333.3 \text{ V}$$

Questa è quindi la tensione continua di riferimento per il dimensionamento del convertitore.

Per l'induttore si usa la formula classica in conduzione continua [17]:

$$L_{Buck} = \frac{(V_{in} - V_0)D}{\Delta I_L f_s} \quad (3.42)$$

Assumendo una corrente di ripple a circa 15% della corrente media:

$$\Delta I_L \approx 0.15 \times 12.33 \approx 1.9 \text{ A}$$

Con una frequenza di commutazione:

$$f_s = 85 \text{ kHz}$$

Si ottiene:

$$L_{Buck} = \frac{(333.3 - 300) \times 0.90}{1.9 \times 85000} \approx 186 \mu\text{H}$$

Per il condensatore di uscita del Buck, la stima teorica è [17]:

$$C_{Buck} \geq \frac{\Delta I_L}{8f_s \Delta V_0} \quad (3.43)$$

Se si ammette un ripple di tensione pari all'1% della tensione nominale:

$$\Delta V_0 \approx 0.01 \times 300 = 3 \text{ V}$$

Si ricava:

$$C_{Buck} \geq \frac{1.9}{8 \times 85000 \times 3} \approx 1 \mu F$$

Anche in questo caso, il valore reale scelto in laboratorio sarebbe in genere più elevato, per tenere conto dell'ESR, delle correnti impulsive e della robustezza complessiva del convertitore.

In sintesi, il dimensionamento dell'elettronica di potenza segue direttamente le grandezze fissate dal tank risonante e consente di selezionare componenti coerenti con l'architettura proposta, mantenendo un margine di sicurezza adeguato.

3.6 Analisi armonica quantitativa del sistema LCL-S

In questa sezione si verifica in modo quantitativo l'effetto di filtraggio della topologia LCL-S, analizzando le impedenze e le correnti alle principali armoniche del sistema. L'obiettivo è mostrare che, nonostante l'inverter generi una tensione ad onda quasi quadra, la struttura risonante seleziona in modo molto netto la componente fondamentale, giustificando così l'uso dell'approssimazione alla prima armonica (FHA) adottata nel dimensionamento.

3.6.1 Spettro di tensione dell'inverter

Un inverter a ponte completo alimentato a $V_{dc} = 400\text{V}$, genera una tensione ad onda quadra simmetrica. La sua serie di Fourier si può scrivere [17]:

$$V_{in}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left[\sin(\omega_0 t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_0 t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_0 t) + \dots \right] \quad (3.44)$$

Di cui le seguenti componenti efficaci per la fondamentale e per le prime armoniche dispari sono:

$$V_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{4 \times 400}{\pi \times \sqrt{2}} \approx 360V, V_{3rms} = \frac{V_{1rms}}{3} \approx 120V, V_{5rms} \approx \frac{V_{1rms}}{5} \approx 72V$$

3.6.2 Filtraggio lato primario (rete LCL)

Per l'analisi armonica, si considerano elementi ideali (resistenze parassite trascurate), con:

- Induttanza di filtraggio (serie): $L_f = 47\mu H$
 - Condensatore in parallelo: $C_f = 74 \text{ nF}$
 - Coil primario in parallelo a C_f : $L_1 = 47 \mu H$
 - $K=0.30, Q_2=8$
1. Alla fondamentale ω_0 ,

L'impedenza riflessa R_{ref} data dalla (3.9) vale:

$$R_{ref} = \omega_0 L_1 k^2 Q_2 \approx 18 \Omega$$

L'impedenza di ingresso del primario è ricavata dalla (3.13):

$$Z_{in}(\omega_0) = \frac{X_0^2}{R_{ref}} = \frac{25.10^2}{17.95} \approx 35.68 \Omega$$

La corrente erogata dall'inverter è data dalla (3.14):

$$I_{in,1} = \frac{V_{1rms}}{Z_{in}} = \frac{360}{35.68} \approx 10.09 A$$

Applicando il partitore di corrente illustrato alla (3.18) si ottiene:

$$I_{L1,1} = I_{in,1} \cdot \frac{-jX_0}{R_{ref}} \Rightarrow |I_{L1,1}| = \frac{V_{1rms}}{X_0} = \frac{360}{25.10} \approx 14.34 A$$

2. Alla terza armonica $3\omega_0$

$$Z_{ref}(3\omega_0) = \frac{(3\omega_0)^2 M^2}{Z_2(3\omega_0)} \approx 0.36 - j7.61 \Rightarrow |Z_{ref}(3\omega_0)| \approx 7.62 \Omega$$

Le reattanze del filtro primario valgono:

$$X_L^{(3)} = 3X_0 \approx 75.30, X_C^{(3)} = \frac{X_0}{3} \approx 8.37$$

L'impedenza d'ingresso risulta:

$$|Z_{in}(3\omega_0)| \approx 65.67\Omega$$

La corrente d'ingresso e quella della bobina primaria sono:

$$I_{in,3} \approx \frac{120}{65.67} \approx 1.83 \text{ A}, \quad |I_{L1,3}| \approx 0.260 \text{ A}$$

Il rapporto rispetto alla fondamentale è:

$$\frac{I_{L1,3}}{I_{L1,1}} \approx \frac{0.260}{14.23} \approx 1.83\%$$

3. Alla quinta armonica $5\omega_0$

Analogamente:

$$Z_2(5\omega_0) \approx 24.4 + j936, \Rightarrow |Z_2(5\omega_0)| \approx 936 \Omega$$

$$Z_{ref}(5\omega_0) = \frac{(5\omega_0)^2 M^2}{Z_2(5\omega_0)} \approx 0.31 - j11.76 \Rightarrow |Z_{ref}(5\omega_0)| \approx 11.76 \Omega$$

$$|Z_{in}(5\omega_0)| \approx 120.21\Omega$$

$$|I_{L1,5}| \approx 0.028 \text{ A}$$

$$\frac{I_{L1,5}}{I_{L1,1}} \approx 0.20\%$$

La rete LCL fornisce un'ottima attenuazione delle armoniche. La terza armonica nella corrente primaria rimane inferiore al 2% della fondamentale mentre la quinta è trascurabile.

3.6.3 Filtraggio lato secondario (rete S)

I parametri del circuito risonante lato secondario sono:

$$L_2 = 365 \mu\text{H}, C_s = 9,6 \text{ nF}, R_L = 24,4 \Omega, R_2 = 0,14 \Omega.$$

L'impedenza serie complessiva data dalla (3.21) è:

$$Z_2(\omega) = R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_s}\right)$$

Alla fondamentale:

$$|Z_2(\omega_0)| = R_L = 24.4\Omega$$

Alla terza armonica:

$$|Z_2(3\omega_0)| \approx 520\Omega$$

Alla quinta armonica:

$$|Z_2(5\omega_0)| \approx 936 \Omega$$

Assumendo lo stesso rapporto armonico-fondamentale della tensione indotta, si ottiene:

$$\frac{I_{2,3}}{I_{2,1}} = \frac{V_{3,rms}}{V_{1,rms}} \frac{|Z_2(\omega_0)|}{|Z_2(3\omega_0)|} \approx \frac{1}{3} \times \frac{24.4}{520} \approx 1.57\%$$

$$\frac{I_{2,5}}{I_{2,1}} \approx \frac{1}{5} \times \frac{24.4}{936} \approx 0.52\%$$

In conclusione, l'analisi mostra che: nel primario, la corrente fondamentale è dell'ordine di 14 A RMS, mentre la terza armonica è circa l'1,8% e la quinta armonica è praticamente nulla; nel secondario, la terza armonica di corrente è circa l'1,57% della fondamentale e la quinta armonica circa lo 0,52%.

In altre parole, il contenuto armonico di corrente nel tank è molto limitato, nonostante la tensione dell'inverter sia fortemente non sinusoidale. Questo risultato conferma la validità dell'approssimazione alla prima armonica (FHA) utilizzata nel dimensionamento teorico, che verrà ulteriormente verificata nel Capitolo 4 tramite analisi armonica delle grandezze simulate.

4 Capitolo 4: Simulazioni e discussione dei risultati

4.1 Introduzione al capitolo

In questo capitolo si presentano i risultati delle simulazioni realizzate sul modello Simulink (R2025a) del sistema WPT LCL-S dimensionato nel capitolo precedente. L'obiettivo principale è analizzare il comportamento del sistema sull'intera gamma di coefficiente di accoppiamento k compresa tra 0,15 e 0,30, adottando una strategia semplice basata su un duty cycle fisso del convertitore buck.

A differenza di un controllo attivo della potenza (che richiederebbe un sistema dual-side o altri controlli avanzanti), si è scelto di fissare il duty cycle al valore ottimale corrispondente al punto nominale $k_{\text{nom}} = 0,30$, $P_{\text{out}} \approx 3700$ W. In questo modo la potenza di uscita varia naturalmente con k , mentre l'efficienza rimane elevata perché il sistema opera vicino al suo punto di efficienza ottimale. Tutte le simulazioni sono state effettuate con il modello completo (inverter, tank risonante LCL-S, raddrizzatore passivo e buck) utilizzando il solver variabile ode23tb.

4.2 Analisi armonica e verifica della risposta risonante

Prima di passare all'analisi della risposta del sistema al disallineamento e la variazione della frequenza di alimentazione, è utile verificare come si comporta il sistema dal punto di vista della distorsione armonica. Questo passaggio serve a collegare in modo concreto le ipotesi teoriche del Capitolo 3 con il comportamento reale del circuito risonante LCL-S.

L'inverter lato primario alimenta il circuito con un'onda quadra di tensione. Come previsto dalla teoria di Fourier, questo tipo di segnale contiene una componente fondamentale e le armoniche dispari, in particolare di terzo e quinto ordine (che sono quelle predominanti rispetto alle successive). L'analisi spettrale eseguita con l'FFT di Simulink conferma questo andamento: lo spettro della tensione presenta picchi marcati in corrispondenza alle armoniche dispari principalmente della terza armonica (circa 255 kHz con un contributo al circa 33% della fondamentale) e della quinta armonica (circa 425 kHz con un contributo al 20% della fondamentale), mentre il tasso di distorsione

armonica totale (THD) della tensione si colloca intorno al 47% (illustrato nella figura 4.1) molto coerente con la teoria dell'elettronica di potenza[17]. Questa situazione rappresenta il punto di partenza “più sporco” del sistema di alimentazione.

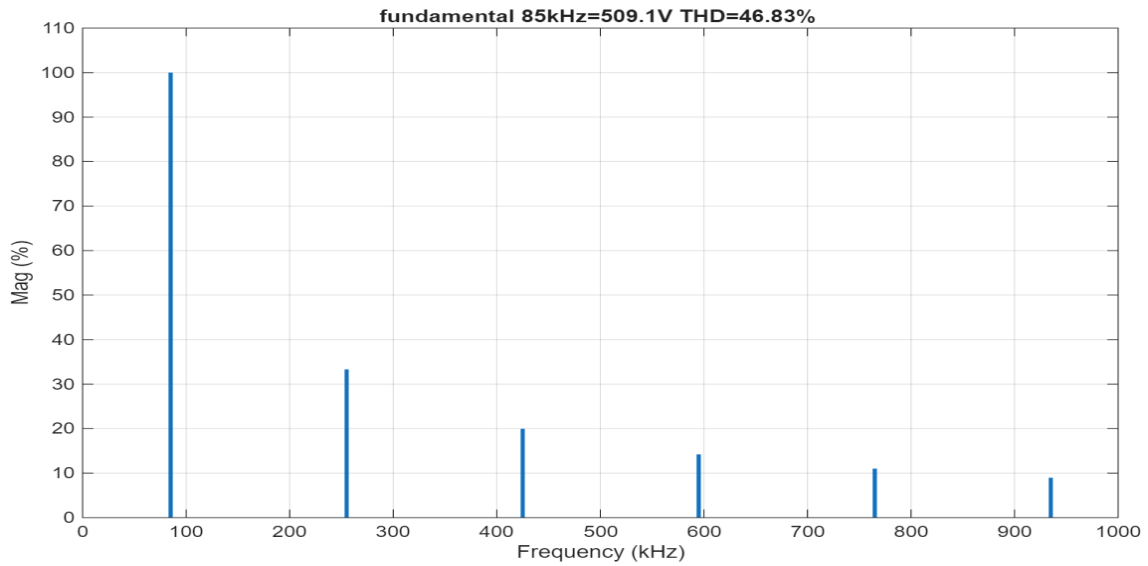


Figura 4.1: contenuto armonico della tensione all'uscita dell'inverter

Nel dominio del tempo, la stessa tensione è riportata in Figura 4.2: $V_{in}(t)$ è un'onda quadra di ampiezza V_{dc} , coerente con lo spettro della Figura 4.1 e con la teoria di Fourier di un ponte completo [17]. La corrente erogata dall'inverter, $I_{in}(t)$, è mostrata in Figura 4.3. Essa non replica la forma quadra di $V_{in}(t)$, perché Z_{in} dipende dalla frequenza: alla fondamentale Z_{in} è resistiva e vale circa 36 Ω , mentre alle armoniche $Z_{in}(n\omega_0)$ è elevata e restano quindi solo piccoli residui di terza e quinta armonica, visibili come una lieve deformazione rispetto alla sinusoidale.

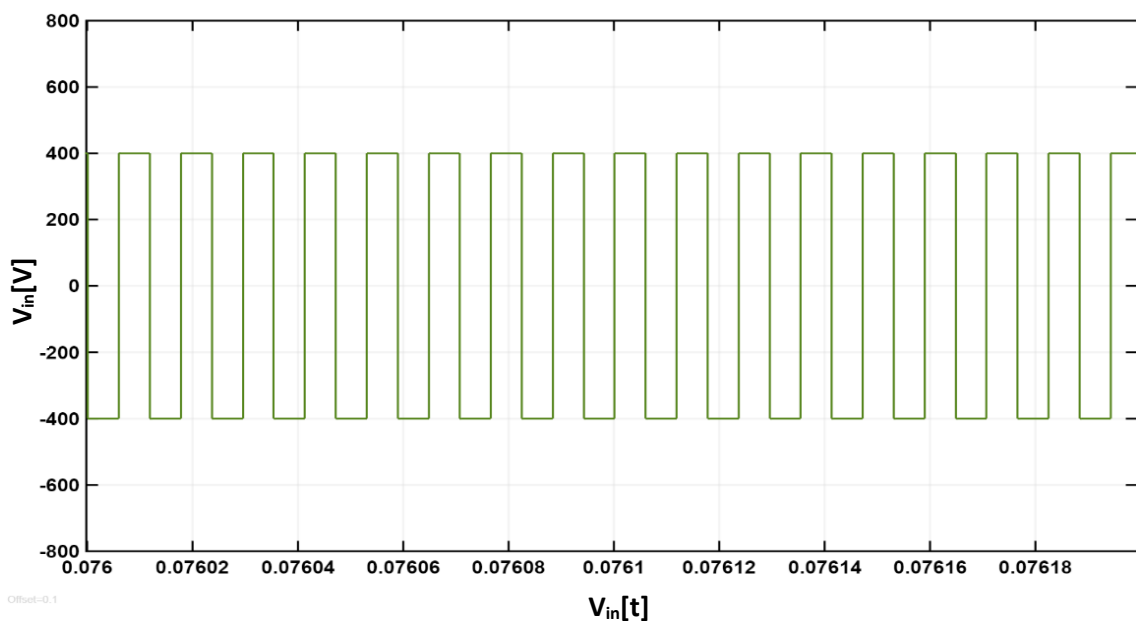


Figura 4.2: tensione d'uscita dell'inverter

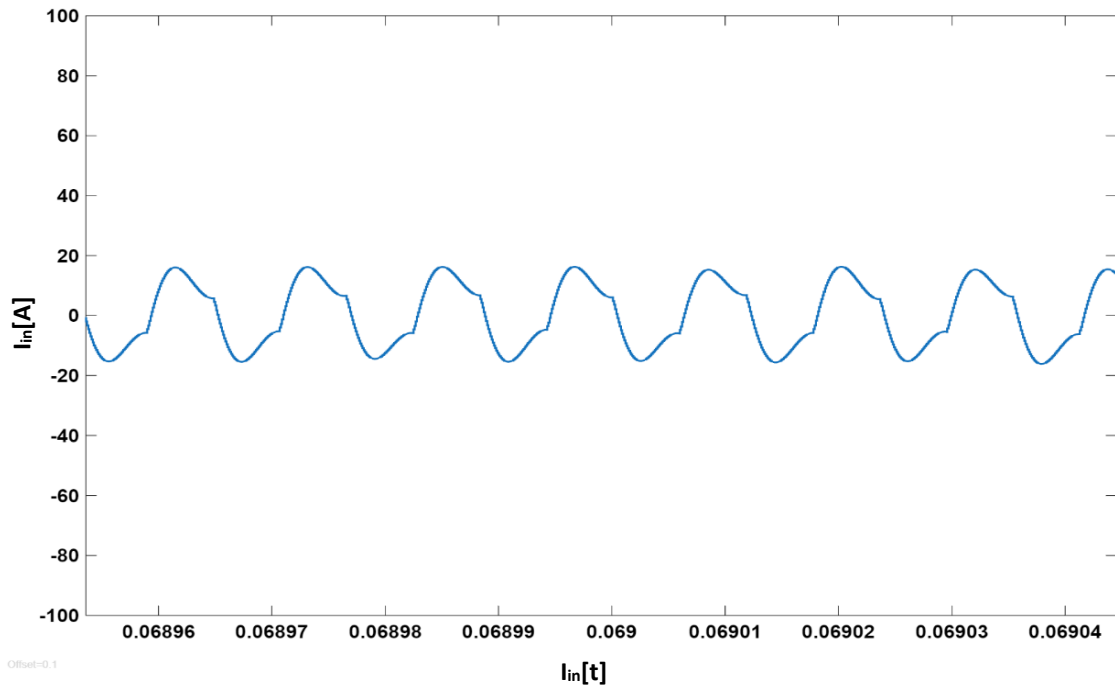


Figura 4.3: corrente d'uscita dell'inverter

Uno degli scopi della rete risonante LCL-S è proprio quello di filtrare l'onda quadra generata dall'inverter e di lasciar passare quasi esclusivamente la componente a 85 kHz. In altre parole, il circuito si comporta come un filtro passa-banda molto selettivo, centrato sulla frequenza di lavoro nominale. I risultati ottenuti sulle correnti mostrano chiaramente che questa funzione di filtraggio viene svolta in modo efficace.

- Corrente al primario I_1

Lo spettro della corrente nel ramo primario evidenzia che la componente fondamentale a 85 kHz è nettamente dominante. La terza armonica viene ridotta a pochi punti percentuali rispetto alla fondamentale (precisamente ad un tasso di circa 3.2% invece del 33% di prima), mentre le armoniche di ordine superiore tendono a valori quasi trascurabili. Di conseguenza, il THD complessivo della corrente primaria scende a circa 3,3%, segno che il circuito risonante è in grado di “ripulire” in modo significativo la forma d'onda rispetto alla tensione di ingresso. Infatti, sono illustrati nelle Figure 4.4 et 4.5 il contenuto armonico della corrente primaria I_1 e la stessa grandezza nel dominio del tempo: $I_1(t)$ è quasi sinusoidale. Le armoniche di $V_{in}(t)$ fluiscono in C_f e in L_1 resta soprattutto la fondamentale.

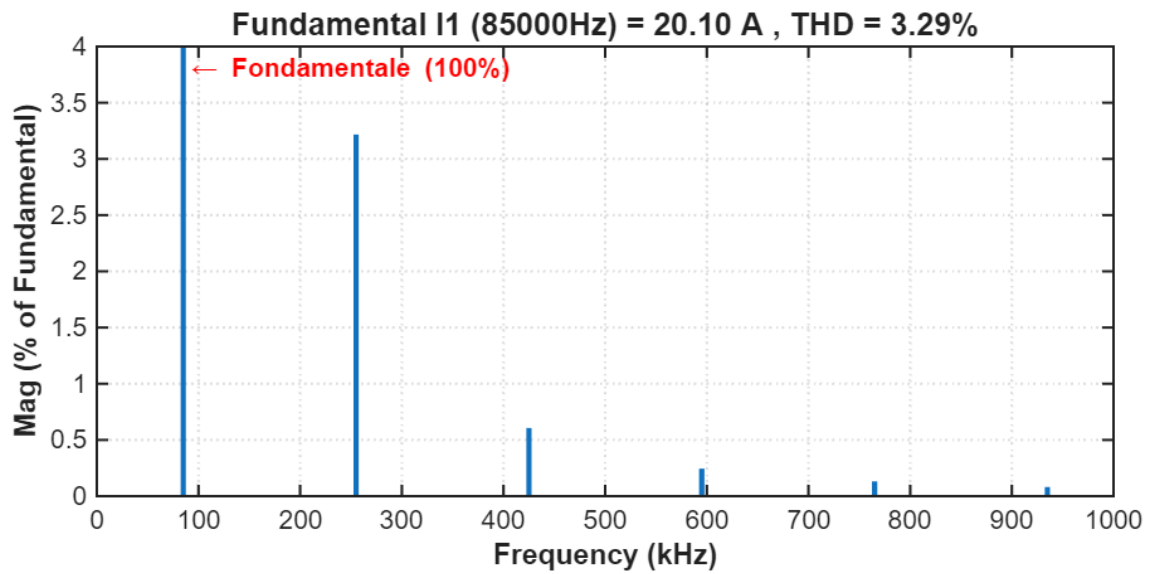


Figura 4.5: contenuto armonico della corrente primaria I_1

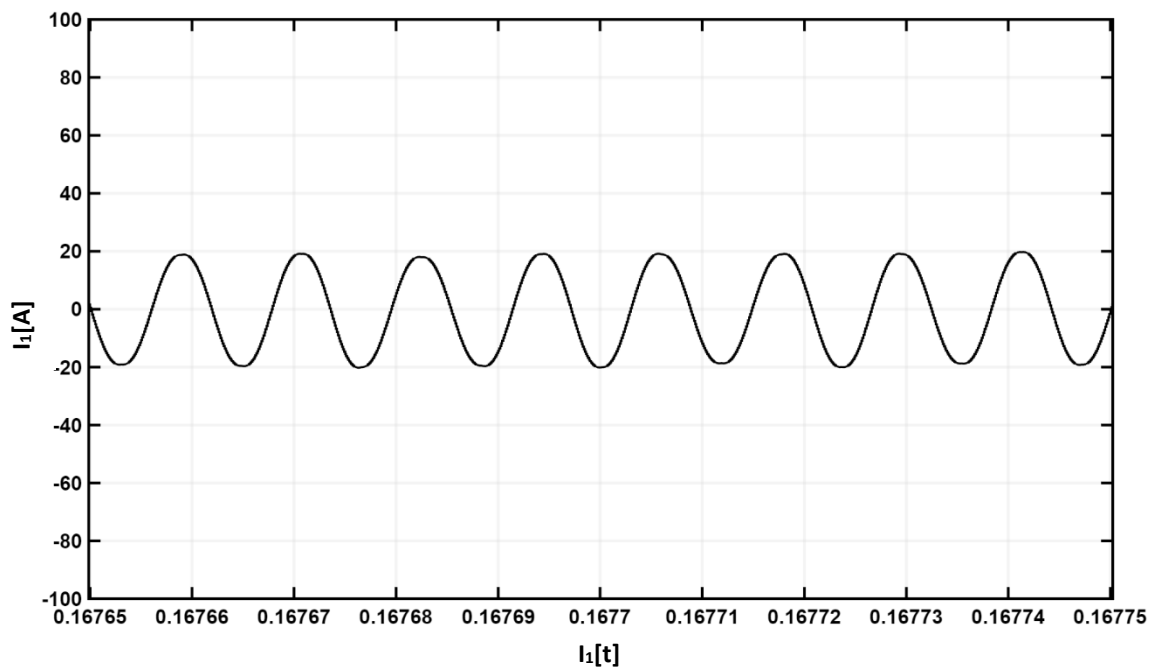


Figura 4.4: corrente primaria $I_1(t)$

- Corrente al secondario I_s

Sul lato secondario l'effetto del filtraggio è ancora più evidente. L'accoppiamento induttivo e la rete risonante ricevente attenuano ulteriormente le armoniche residue, lasciando praticamente solo la componente fondamentale. La terza armonica scende al di sotto del 2%, e il THD complessivo della corrente secondaria si attesta attorno a 2,02%, mostrando effettivamente alla Figura 4.6 l'effetto del filtraggio.

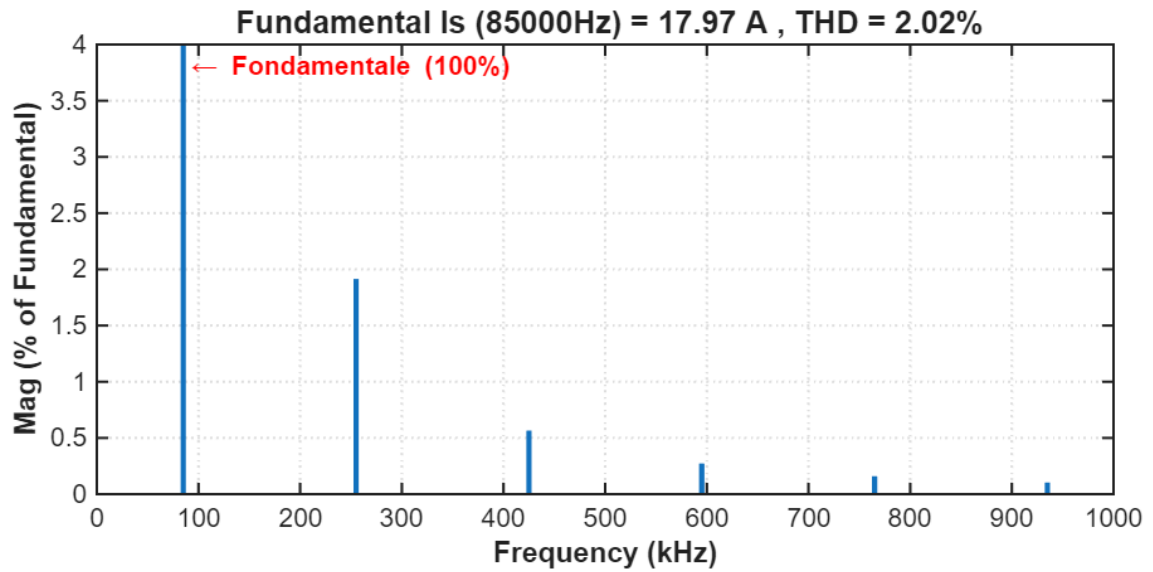


Figura 4.6: contenuto armonico della corrente secondaria I_s

Questo risultato conferma che la corrente I_s che alimenta il raddrizzatore è quasi sinusoidale e ben filtrata dal tank risonante. La forma d'onda nel dominio del tempo, riportata in Figura 4.4, mostra infatti un comportamento coerente con lo spettro armonico ottenuto tramite l'analisi armonica, evidenziando la capacità della rete LCL-S di attenuare le armoniche ad alta frequenza e di fornire al carico una corrente adatta a un trasferimento di potenza regolare.

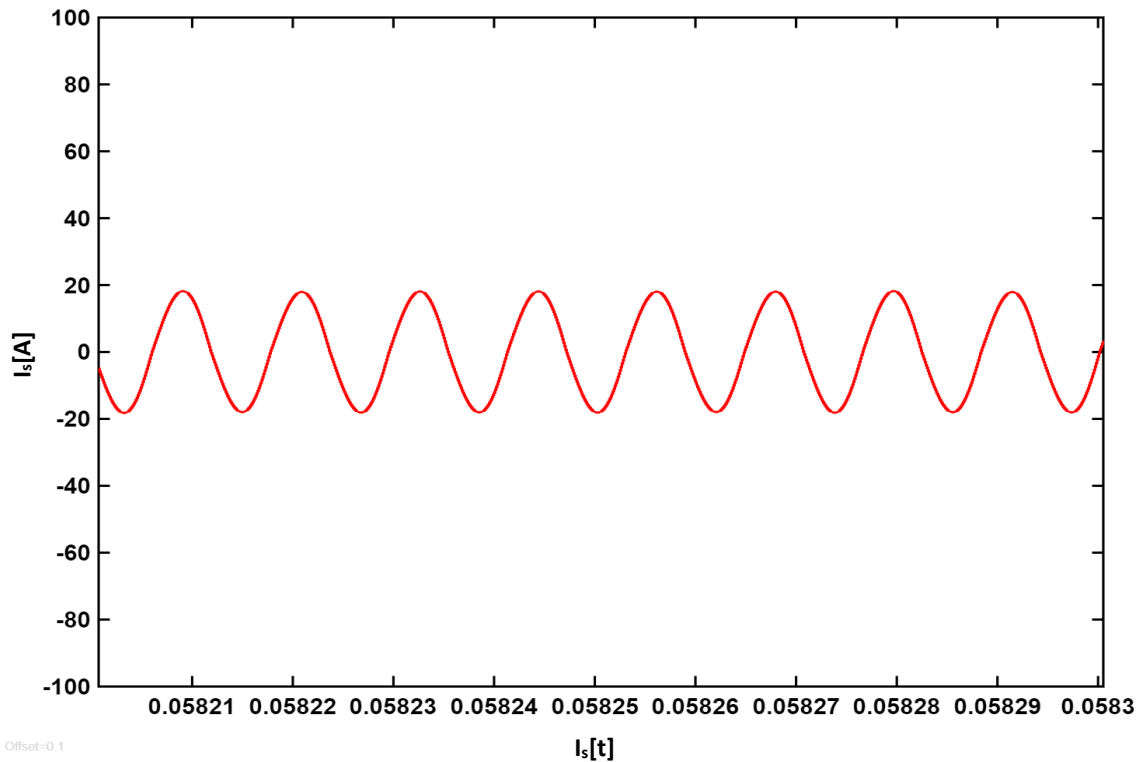


Figura 4.7: corrente secondaria $I_s(t)$

4.3 Analisi parametrica e sensibilità al disallineamento

Nella pratica, le due bobine di un sistema WPT non lavorano quasi mai in un allineamento “perfetto”. Anche piccoli spostamenti meccanici, dovuti al posizionamento del ricevitore, si traducono in una variazione del coefficiente di accoppiamento k . In questa sezione si analizza quanto il sistema LCL-S è sensibile al disallineamento, facendo variare k nell’intervallo compreso tra 0,15 (disallineamento marcato) e 0,30 (condizione nominale di allineamento).

Le principali grandezze osservate sono la potenza trasferita al carico, l’efficienza globale del sistema e il comportamento delle correnti e tensioni sui due lati del collegamento. Le curve riportate nelle figure mostrano in modo chiaro come cambia il funzionamento del sistema al variare di k .

4.3.1 Impatto del disallineamento su potenza di uscita ed efficienza

L’obiettivo di questa prima parte è capire quanta potenza arriva realmente al carico quando le bobine si disallineano e con quale rendimento complessivo. Per questo si analizza l’andamento della potenza di uscita P_{out} e dell’efficienza in funzione di k .

La Figura 4.8 e la Tabella 4.1 mostrano la potenza in uscita al variare di k . In condizioni nominali $k = 0,30$ il sistema trasferisce circa 3478 W. Man mano che k si riduce, la potenza cala in modo progressivo.

Questo comportamento è in pieno accordo con l’espressione del guadagno di tensione sviluppata all’equazione (3.25) nella sezione 3.2.2.

poiché $P_{out} = V_{RL}^2 / R_L$ la potenza d’uscita cresce quadraticamente con k .

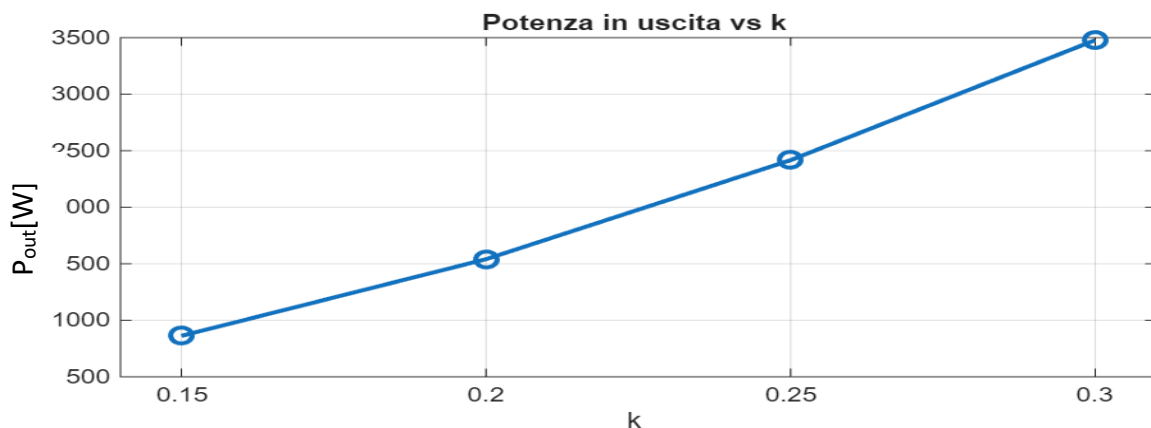


Figura 4.8: andamento di P_{out} al variare di k

k	M(μ H)	P _{in} (W)	P _{out} (W)
0.15	19.647	966.21	861.95
0.2	26.195	1706.7	1540.1
0.25	32.744	2661.2	2416.4
0.3	39.293	3823.1	3478.4

Tabella 4.1: Riassunto potenza uscita al variare di k

L'andamento dell'efficienza è riportato in Figura 4.9. Nonostante la riduzione della potenza, l'efficienza rimane elevata e relativamente stabile (tra circa l'89 % e 91 %).

Questo risultato si spiega con l'espressione dell'efficienza del tank all'equazione (3.38) nella sezione 3.4 del testo.

Poiché Q_1 e Q_2 sono elevati (grazie all'utilizzo di filo di Litz), il prodotto $k^2 Q_1 Q_2$ rimane grande anche a basso k, limitando in modo significativo la variazione del rendimento del tank. Inoltre, il mantenimento della risonanza e delle condizioni di soft-switching mantiene quasi costanti le perdite dei convertitori.

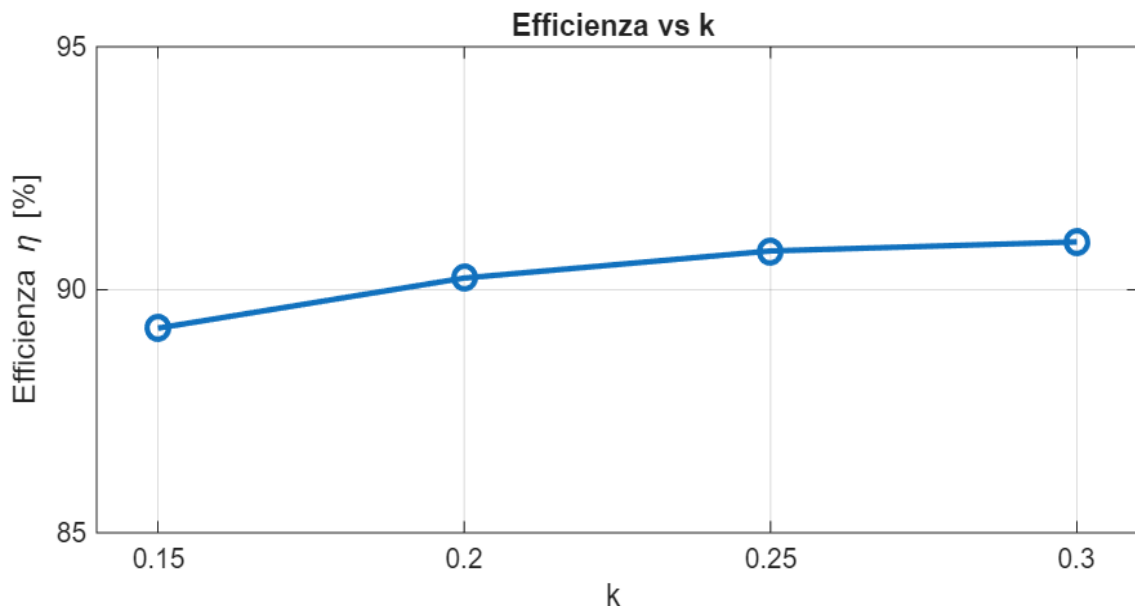


Figura 4.9: andamento dell'efficienza del sistema al variare di k

Si nota anche che la potenza di ingresso P_{in} (riportata in Tabella 4.2) aumenta con k: ciò è coerente con le equazioni (3.9) e (3.13), secondo cui all'aumentare di k cresce R_{ref} , diminuisce Z_{in} e quindi aumenta la corrente assorbita dall'inverter.

k	M(μ H)	P _{in} (W)	P _{out} (W)	η (%)
0.15	19.647	966.21	861.95	89.21
0.2	26.195	1706.7	1540.1	90.24
0.25	32.744	2661.2	2416.4	90.79
0.3	39.293	3823.1	3478.4	90.98

Tabella 4.2: Riassunto efficienza al variare di k

In sintesi, le Figure 4.8 e 4.9 evidenziano che: il disallineamento penalizza soprattutto la potenza trasferita; l'efficienza resta invece su valori elevati, segno di un progetto del tank risonante globalmente robusto rispetto alle variazioni di k.

4.3.2 Comportamento delle grandezze elettriche interne: I_1 , I_{in} , I_s , V_s , V_{cs} , V_{cf} .

- Corrente primaria I_1

Come dimostrato analiticamente nella sezione 3.2.1 all'equazione (3.18), la rete LCL si comporta come una sorgente di corrente quasi costante insensibile alle variazioni di k. Le simulazioni lo confermano: quando k passa da 0,30 a 0,15, il valore efficace di I_1 rimane praticamente invariato ($\approx 14,23$ A), comportamento ben illustrato in Figura 4.10 e Tabella 4.3. Questa stabilità evita sovracorrenti sull'inverter in caso di disallineamento.

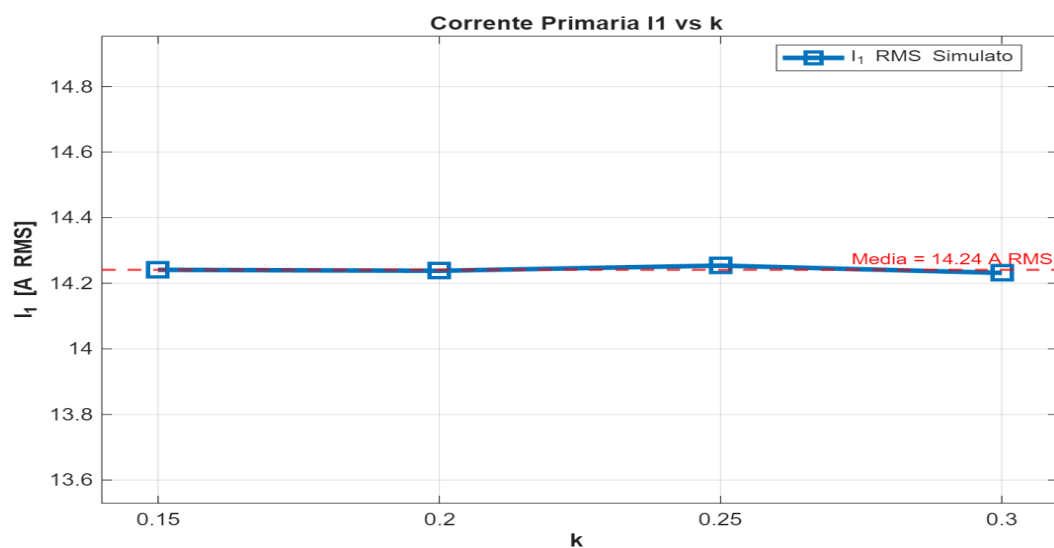


Figura 4.10: andamento della corrente primaria I_1 al variare di k

k	M (μ H)	I ₁ (A)
0.15	19.647	14.241
0.2	26.195	14.238
0.25	32.744	14.254
0.3	39.293	14.232

Tabella 4.3: Riassunto I₁ al variare di k

- Corrente erogata dall'inverter I_{in}

A differenza di I₁ che resta sostanzialmente costante, la corrente erogata dall'inverter cresce con k², infatti, dalle equazioni (3.13) e (3.14), quando k cresce R_{ref} aumenta e Z_{in} diminuisce e di conseguenza I_{in} cresce con legge quadratica come illustrata in Figura (4.11) e Tabella 4.4.

- Corrente e tensione secondarie I_s e V_s

A differenza di I₁, le grandezze del secondario dipendono direttamente da k. Al diminuire del coefficiente di accoppiamento, sia la tensione indotta V_s sia la corrente I_s si riducono in modo quasi lineare (Figura 4.11 e relativa Tabella 4.4). Questo comportamento è in accordo con le relazioni della sezione 3.2.2 e spiega la diminuzione della potenza trasferita.

- Tensione sul condensatore secondario V_{Cs}

Dalla sezione 3.2.3 si è ricavato l'espressione della tensione ai capi del condensatore di compensazione C_s all'equazione (3.26). Poiché I₂ cresce con k, anche la tensione ai capi di C_s aumenta all'aumentare del coefficiente di accoppiamento, in accordo con i risultati delle simulazioni riportati in Figura 4.11 e Tabella 4.4.

- Tensione sul condensatore primario V_{Cf}

Analogamente, la tensione su C_f è data dall'equazione (3.27) mostrando la sua lieve dipendenza alle variazioni di k tramite l'espressione dell'impedenza riflessa R_{ref}, come confermato dalla sua curva in Figura 4.11 e i dati in Tabella 4.4

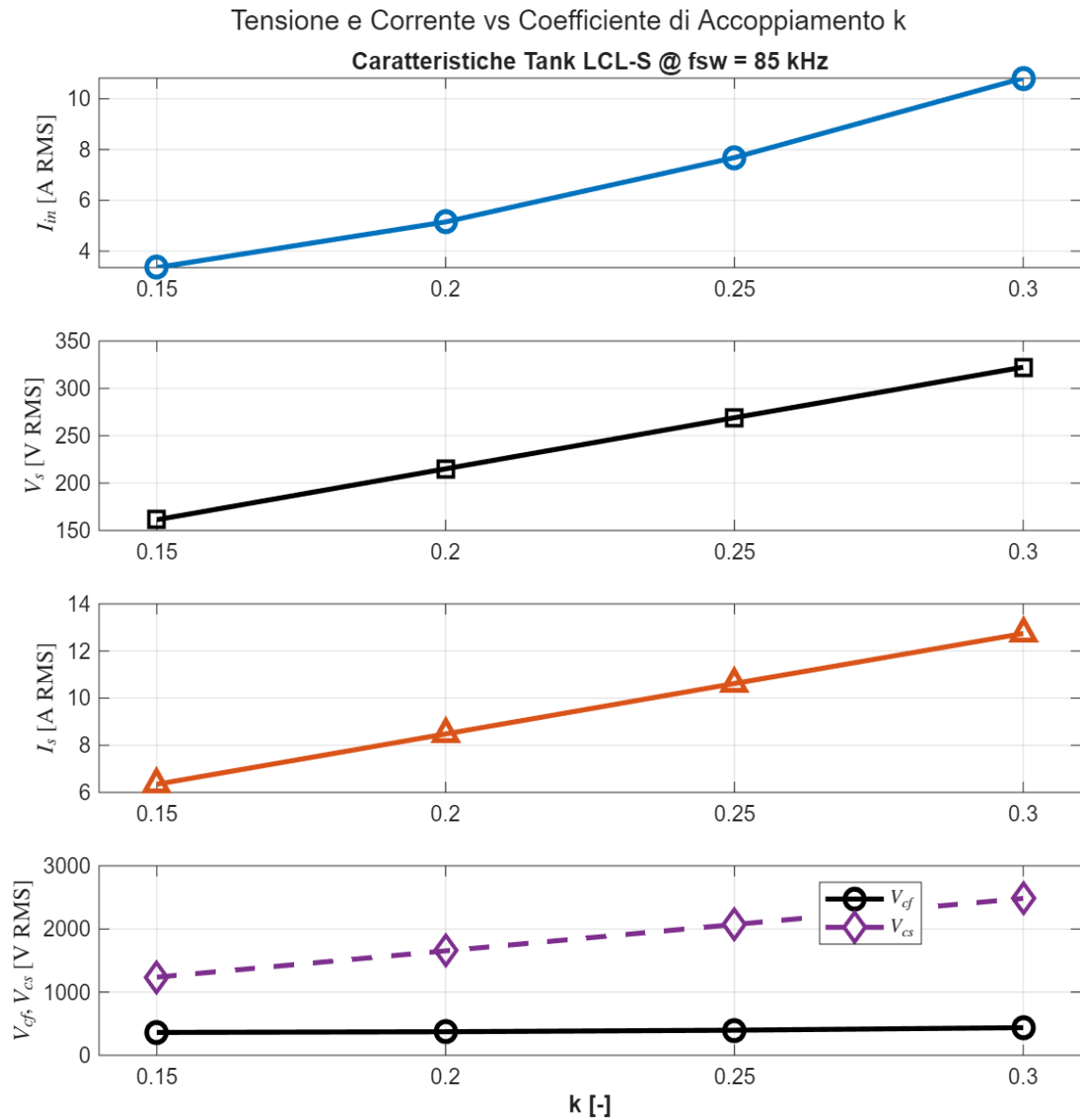


Figura 4.11: andamenti grandezze elettriche interne alla rete LCL-S al variare di k

k	$M(\mu\text{H})$	$V_s(\text{V})$	$I_s(\text{A})$	$V_{cs}(\text{V})$	$V_{cf}(\text{V})$	$I_{in}(\text{A})$
0.15	19.647	161.3	6.3443	1236.9	361.38	3.3542
0.2	26.195	215.06	8.4794	1653.1	372.38	5.152
0.25	32.744	269	10.62	2070.5	396.99	7.6831
0.3	39.293	322.36	12.743	2484.3	437.29	10.814

Tabella 4.4: Riassunto grandezze elettriche interne al variare di k

4.4 Analisi parametrica e sensibilità alla frequenza di commutazione

Oltre al disallineamento, un altro parametro importante è la frequenza di commutazione dell'inverter. Il sistema è stato progettato per operare alla frequenza di risonanza nominale di 85 kHz. In questa sezione si valuta la sensibilità del sistema LCL-S a piccole variazioni di frequenza, analizzando l'effetto su P_{out} e sull'efficienza.

4.4.1 Impatto della frequenza sulla potenza erogata P_{out}

La Figura 4.12 mostra come varia la potenza trasferita al carico al variare della frequenza di commutazione. Il comportamento è quello tipico di un circuito risonante: una curva “a campana” centrata sulla frequenza di progetto.

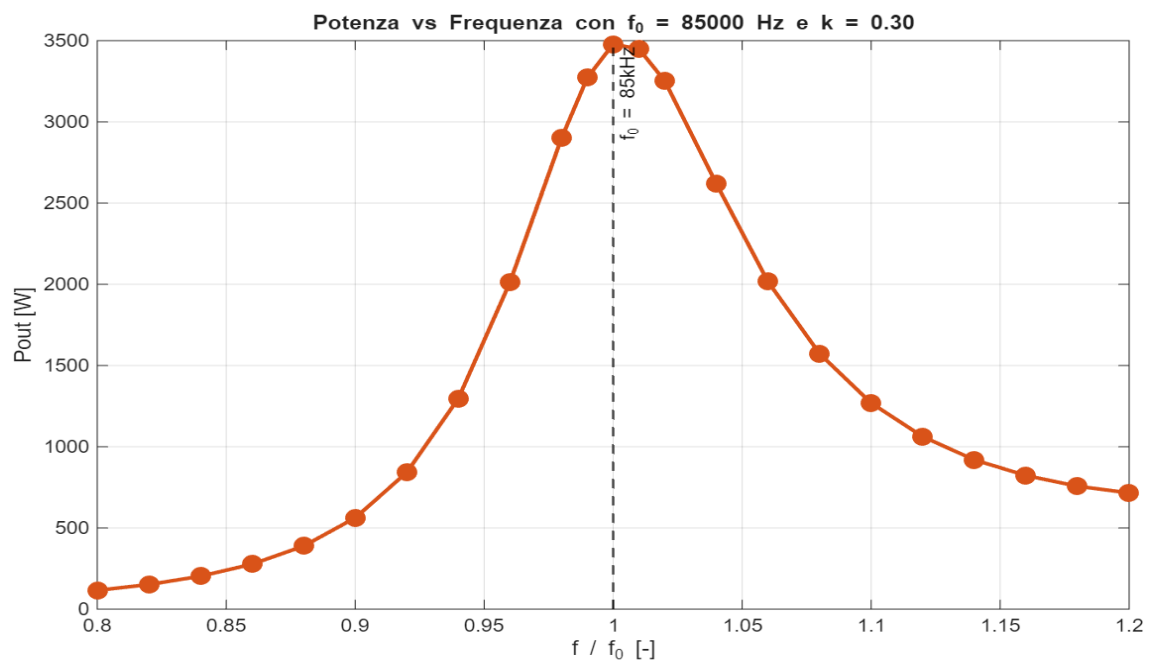


Figura 4.12: andamento della potenza uscita al variare della frequenza di commutazione

Alla frequenza nominale $f = f_0$ il sistema è in piena risonanza: l'impedenza vista dall'inverter è minima e il trasferimento di potenza è massimo (≈ 3478 W). Allontanandosi da f_0 , sia verso il basso che verso l'alto, l'impedenza del tank aumenta e la potenza cala rapidamente, come confermato dalla Tabella 4.5.

f/f_0	f_{sw} (Hz)	P_{in} (W)	P_{out} (W)
0.8	68000	144.64	115.76
0.9	76500	638.19	562.18
1	85000	3823.1	3478.4
1.1	93500	1417.3	1268.9
1.2	1.02e+05	827.78	715.58

Tabella 4.5: Riassunto P_{out} al variare della frequenza

4.4.2 Impatto della frequenza sull'efficienza del sistema η

L'efficienza presenta un massimo in prossimità degli 85 kHz (Figura 4.13 e Tabella 4.6). Fuori risonanza aumentano le componenti reattive, peggiora il fattore di potenza e le condizioni di soft-switching possono degradarsi, determinando un calo progressivo del rendimento.

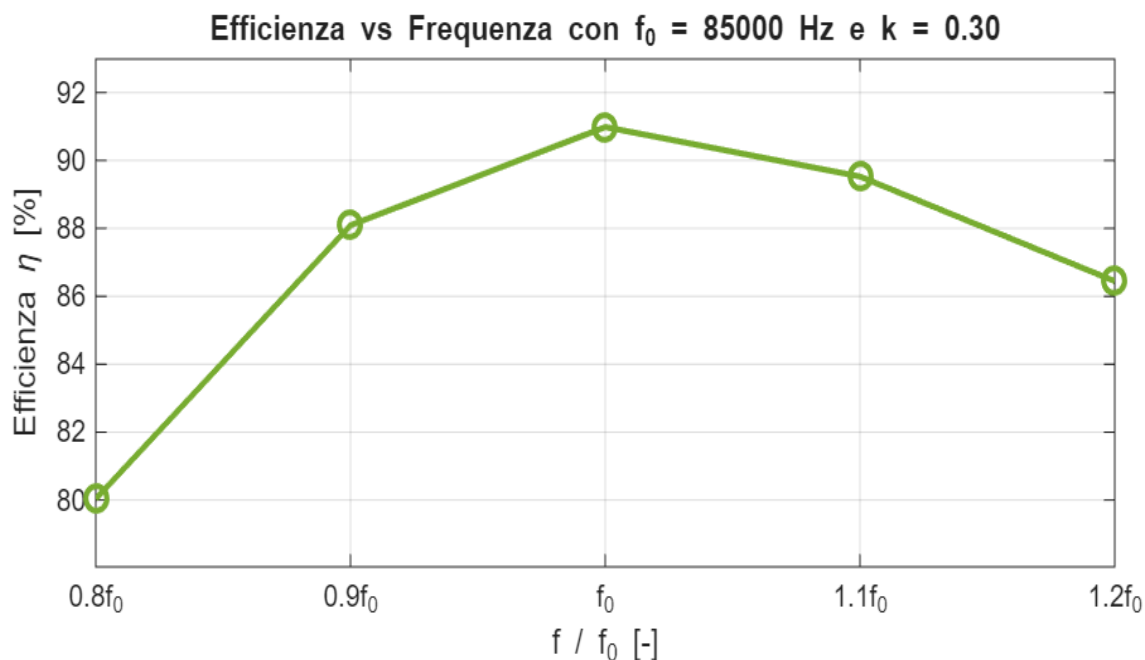


Figura 4.13: andamento dell'efficienza al variare della frequenza di commutazione

f/f_0	$f_{sw}(kHz)$	$P_{in}(W)$	$P_{out}(W)$	$\eta (\%)$
0.8	68000	144.64	115.76	80.034
0.9	76500	638.19	562.18	88.09
1	85000	3823.1	3478.4	90.984
1.1	93500	1417.3	1268.9	89.527
1.2	1.02e+05	827.78	715.58	86.446

Tabella 4.6: Riassunto efficienza al variare della frequenza

Questi risultati confermano l'elevata selettività in frequenza della topologia LCL-S e sottolineano l'importanza di mantenere la frequenza di lavoro prossima al valore di progetto.

4.5 Confronto tra topologia LCL-S e topologia S-S

Per completare l'analisi, si confronta la rete LCL-S con una compensazione serie-serie (S-S) dimensionata con gli stessi requisiti ($P=3,7$ kW, $k_{nom}=0.30$, $Q_2=8$) quindi si ha ($L_2 = 365 \mu H$, $C_2 = 9.6$ nF, $L_1 = 91 \mu H$, $C_1 = 38.4$ nF). L'obiettivo è di mostrare come I_1 , V_{RL} e P_{out} reagiscono al disallineamento nelle due topologie. A tale fine viene proposto nella Tabella 4.7 un'analisi analitica dei parametri.

Parametro	LCL-S	Interpretazione	S-S	Interpretazione
I_1	$\frac{V_{1fund}}{\omega_0 L_f}$	I_1 costante	$\frac{V_{1fund}}{R_1 + R_{ref}}$ $R_{ref} = k^2 \omega_0 L_1 Q_2$	Per $R_1 \gg R_{ref}$, $I_1 = \frac{V_{1fund}}{R_1}$ Per $R_1 \ll R_{ref}$, $I_1 \propto \frac{1}{k^2}$
V_{RL}	$k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} V_{1fund}$	$V_{RL} \propto k$	$\frac{\omega_0 M V_{1fund}}{R_1 + R_{ref}} \frac{R_L}{R_2 + R_L}$	Per $R_1 \gg R_{ref}$, $V_{RL} \propto k$ Per $R_1 \ll R_{ref}$, $V_{RL} \propto \frac{1}{k}$ Per $R_1 = R_{ref}$ ($k=k_{opt}$) V_{RL} raggiunge il massimo.
P_{out}	$\frac{V_{1fund}^2 L_2}{R_L L_1} k^2$	$P_{out} \propto k^2$	$\frac{V_{1fund}^2 R_{ref}}{(R_1 + R_{ref})^2} \frac{R_L}{R_L + R_2}$	Per $R_1 \gg R_{ref}$, $P_{out} \propto k^2$ Per $R_1 \ll R_{ref}$, $P_{out} \propto \frac{1}{k^2}$ Per $R_1 = R_{ref}$, P_{out} è massima

Tabella 4.7: Riassunto del confronto analitico tra topologia LCL-S e topologia S-S

La Tabella 4.7 riassume il confronto analitico tra le due topologie di compensazione. Le simulazioni del paragrafo successivo verificano queste dipendenze da k . La Tabella 4.8 riassume valori numerici ottenuti nelle simulazioni delle due topologie mentre le Figure 4.14 e 4.15 mostrano gli andamenti di $I_1(k)$ e $P_{out}(k)$.

k	$I_{1,LCL-S} [A]$	$I_{1,S-S} [A]$	$P_{out,LCL-S} [W]$	$P_{out,S-S} [W]$
0.15	14.241	38.7	861.95	12516
0.20	14.238	22.1	1540.1	7191
0.25	14.254	14.2	2416.4	4650
0.30	14.232	9.96	3478.4	3252

Tabella 4.8:valori simulati di I_1 e P_{out} al variare di k per LCL-S e S-S

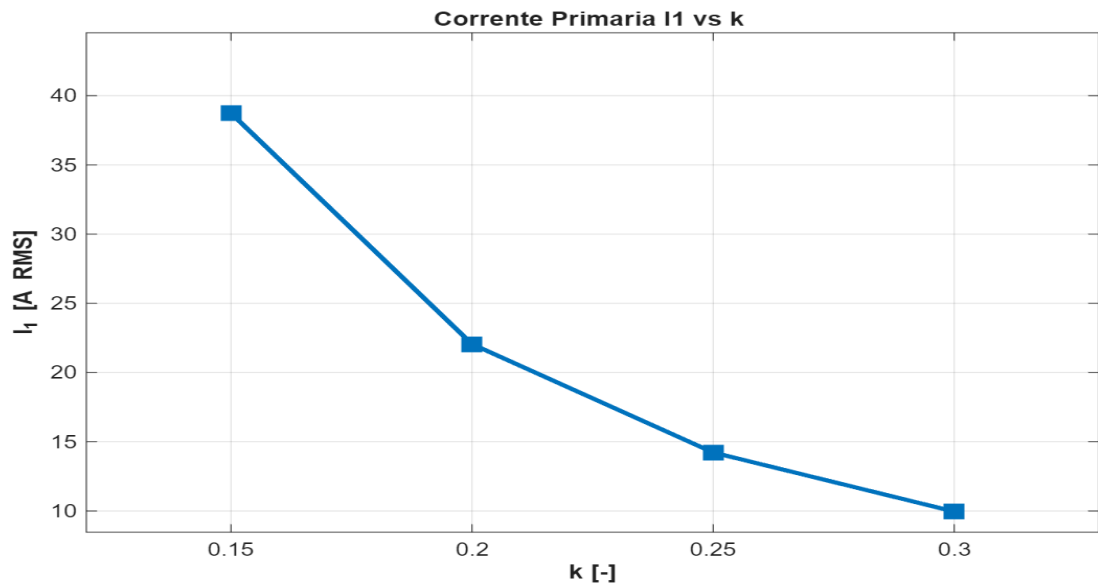


Figura 4.14: andamento della corrente primaria I_1 al variare di k in topologia S-S

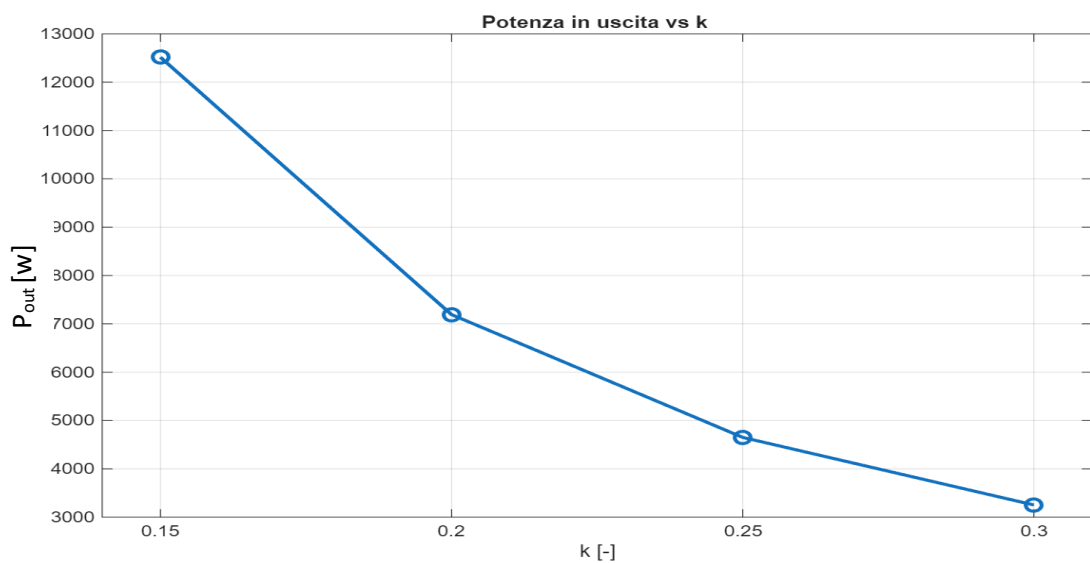


Figura 4.15:andamento della potenza uscita P_{out} al variare di k in topologia S-S

Si osserva che a parità del punto di lavoro nominale ($k = 0.30$, $Q_2 = 8$, $R_L = 24.4$) le due topologie erogano prestazioni pressoché simili ma la dipendenza da k è invece opposta: Nella LCL-S la corrente nella bobina trasmittente I_1 è fissa intorno a 14.23 A come ricavato nell'equazione (3.18) del Capitolo 3 poi verificata nel Capitolo 4 tramite simulazioni; la resistenza riflessa R_{ref} ricavata all'equazione (3.9) riduce l'impedenza vista dall'inverter Z_{in} (3.13) all'aumentare del fattore di accoppiamento k e quindi I_{in} (3.14) e P_{out} crescono con k^2 (da 0.86 kW a $k = 0.15$ fino a 3.48 kW a $k = 0.30$). Nella topologia S-S invece si osserva che la corrente erogata dall'inverter I_{in} corrisponde alla corrente circolante nella bobina trasmittente I_1 e dalle espressioni del confronto analitico, I_1 e P_{out} sono inversamente proporzionale a k^2 quando l'impedenza riflessa R_{ref} è molto grande davanti alla resistenza parassita della bobina trasmittente R_1 cioè $k \gg k_{opt}$. A $k = 0.15$ è verificato la condizione $k \gg k_{opt}$ e si ottengono potenza sul carico dell'ordine di 12 kW e circa 40 A di corrente al primario, valori non ammissibili su un sistema WPT1 senza controllo di corrente così rilevando l'interesse della topologia LCL-S.

4.6 Conclusioni del capitolo

In questo capitolo si è presentato e commentato i risultati delle simulazioni del modello completo del sistema WPT con topologia LCL-S. L'obiettivo è stato quello di verificare, passo dopo passo, che le scelte progettuali e i calcoli teorici dei capitoli precedenti trovano conferma in un ambiente di simulazione realistico.

Per prima cosa, l'analisi armonica ha messo in evidenza il ruolo centrale del filtro risonante. Anche se l'inverter alimenta il sistema con un'onda quadra di tensione fortemente distorta (con un THD intorno al 47%), le correnti sui due lati del convertitore risultano progressivamente "ripulite". Dal lato primario, il THD scende a circa 3,3%, mentre sul secondario arriva a valori ancora più bassi, dell'ordine del 2%. Questo significa che la potenza viene trasferita attraverso forme d'onda di corrente quasi sinusoidali, riducendo il contributo delle armoniche ad alta frequenza e rendendo il funzionamento più efficiente e prevedibile.

In seguito, lo studio di sensibilità al disallineamento ha mostrato che la topologia scelta è robusta dal punto di vista del rendimento. Quando il coefficiente di accoppiamento si riduce fino a $k = 0,15$, la potenza erogata al carico diminuisce, come è naturale aspettarsi in presenza di un accoppiamento magnetico più debole. Tuttavia, l'efficienza complessiva

del sistema rimane sempre superiore a circa l'89%, con una perdita inferiore al 2% rispetto alla condizione nominale. In pratica, anche in condizioni geometriche sfavorevoli, il sistema continua a utilizzare bene l'energia disponibile, senza trasformarla in modo significativo in calore nelle perdite parassite.

Infine, l'analisi della sensibilità alla frequenza di commutazione ha confermato l'elevata selettività del circuito risonante attorno agli 85 kHz. Le simulazioni mostrano chiaramente che la potenza e l'efficienza raggiungono i loro valori migliori in prossimità della frequenza di progetto e che uno scostamento eccessivo da questo valore porta a un calo rapido delle prestazioni e a condizioni di commutazione meno favorevoli per i dispositivi di potenza. Questo risultato sottolinea l'importanza di un controllo accurato della frequenza di lavoro in applicazioni WPT di questo tipo.

Nel complesso, le curve e i dati numerici ottenuti confermano che il modello di simulazione rispetta le specifiche di progetto e riproduce fedelmente il comportamento atteso del sistema. La topologia LCL-S analizzata si dimostra efficiente, stabile e adatta a gestire condizioni operative realistiche, fornendo una base solida per le conclusioni generali della tesi e per eventuali sviluppi futuri di questa tecnologia.

Conclusioni generali e sviluppi futuri

Questo lavoro di tesi ha riguardato prima lo studio, poi il dimensionamento ed infine la validazione mediante simulazione (tramite MATLAB/SIMULINK) di un sistema WPT basato sulla topologia risonante LCL-S. L'obiettivo era realizzare un sistema efficiente, stabile e robusto rispetto ai disallineamenti tra le bobine, condizioni tipiche di un impiego reale.

I risultati ottenuti confermano la validità delle scelte progettuali. Il tank risonante svolge efficacemente la funzione di filtro: nonostante la tensione fortemente distorta dell'inverter, le correnti primario e secondario risultano quasi sinusoidali, con un THD molto contenuto (circa il 3 % sul primario e poco più del 2 % sul secondario). L'analisi parametrica ha inoltre dimostrato che la topologia LCL-S è robusta rispetto alle variazioni del coefficiente di accoppiamento k . Quando k diminuisce, la potenza erogata si riduce naturalmente, ma il rendimento complessivo rimane elevato: circa il 91 % in condizioni nominali e sempre superiore all'89 % anche nei casi di maggiore disallineamento.

Nel complesso, la topologia LCL-S si conferma una soluzione matura e performante per applicazioni WPT: combina elevata efficienza, buona tolleranza al posizionamento e forme d'onda di corrente adatte a un funzionamento affidabile dei convertitori a valle. I risultati simulativi sono coerenti con le specifiche di progetto e in linea con quanto riportato in letteratura.

Sviluppi futuri

Due direzioni principali (tra altri) di sviluppo emergono da questo lavoro:

- L'integrazione di un controllo più avanzato sul lato secondario (sia sul convertitore buck che con un raddrizzatore attivo), in modo da stabilizzare la potenza o la tensione erogata anche in presenza di variazioni dinamiche di k .
- La realizzazione di un prototipo sperimentale in laboratorio, per confrontare i risultati di simulazione con misure reali e valutare l'effetto delle non idealità (tolleranze dei componenti, perdite termiche, ecc.).

Bibliografia

- [1] A. Sagar, A. Kashyap, M. A. Nasab, S. Padmanaban, M. Bertoluzzo, A. Kumar, F. Blaabjerg, "A Comprehensive Review of the Recent Development of Wireless Power Transfer Technologies for Electric Vehicle Charging Systems," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 83703–83757, 2023.
- [2] S. Li, C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, March 2015.
- [3] W. Zhang, S. C. Wong, C. K. Tse, Q. Chen, "Analysis and Comparison of Compensation Topologies for Wireless Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6072–6083, 2015.
- [4] SAE International, *SAE J2954 – Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology*, 2024.
- [5] IEC 61980-1, *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems – Part 1: General requirements*, 2020.
- [6] IEC 61980-3, *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems – Part 3: Specific requirements for magnetic field wireless power transfer systems*, 2022.
- [7] ISO 19363, *Electrically propelled road vehicles – Magnetic field wireless power transfer – Safety and interoperability requirements*, 2020.
- [8] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz)," *Health Physics*, vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010.
- [9] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to electromagnetic fields (100 kHz to 300 GHz)," *Health Physics*, vol. 118, no. 5, pp. 483–524, 2020.
- [10] A. Badawi, I. M. Elzein, C. Z. El-bayeh, W. Alqaisi, A. M. Zyoud, W. Ghanem, "A Review on Near-Field and Far-Field Wireless Power Transfer Technologies," *Energies*, vol. 19, no. 1, 157, 2026.
- [11] J. Zhang, L. Kong, Z. Wang, Y. Wang, Y. Liu, X. Gao, C. Zhu, "Receiver-Side Topologies for Wireless Power Transfer Systems: A Comprehensive Review of the Design, Challenges, and Future Trends," *Energies*, vol. 18, no. 6, 1493, 2025.
- [12] A. Farghly et al., "A Comprehensive Review of Wireless Power Transfer Techniques for Electric Vehicle Charging," *IEEE Access*, 2025.
- [13] C. Liu, S. Ge, Y. Guo, H. Li, X. Cai, "Double-LCL resonant compensation network for electric vehicles wireless power transfer," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 11, pp. 2262–2270, 2016.

- [14] G. A. Covic, J. T. Boys, "Inductive Power Transfer," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1276–1289, June 2013.
- [15] A. Ahmad, M. S. Alam, R. Chabaan, "A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 1, pp. 38–63, 2018.
- [16] M. Budhia, G. A. Covic, J. T. Boys, "Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3096–3108, 2011.
- [17] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2003.
- [18] M. Feliziani et al., *Trasferimento di energia senza fili per la mobilità elettrica*, Elsevier, 2024.
- [19] O. Abuajwa et al., "Comprehensive review of wireless power transfer systems for electric vehicle charging applications," *Discover Applied Sciences*, 2025.
- [20] K. D. Ardrey, R. D. McAuliffe, B. L. Armstrong, "The role of ferrites in wireless charging systems for electric vehicles," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 610, 2024.
- [21] J. Rahulkumar et al., "An Empirical Survey on Wireless Inductive Power Pad and Resonant Magnetic Field Coupling for In-Motion EV Charging System," *IEEE Access*, 2023.
- [22] Y. Özüpak, "Analysis and experimental verification of efficiency parameters affecting inductively coupled wireless power transfer systems," *Heliyon*, vol. 10, e27420, 2024.