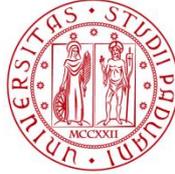


UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA DELL'ENERGIA
ELETTRICA

TESI DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA
DELL'ENERGIA ELETTRICA

***Analisi della risonanza in due diverse
topologie di compensazione per un
caricabatterie wireless***

RELATORE: Prof. Manuele Bertoluzzo

CORRELATORE: Dott. Mattia Forato

Laureanda: ELENA GAZZOLA

Matricola: 1130011

Anno Accademico 2017-2018

*Ai miei genitori,
con immensa gratitudine*

*Non importa cosa trovi alla fine di una corsa,
l'importante è quello che provi mentre stai correndo.
Il miracolo non è essere giunto al traguardo,
ma aver avuto il coraggio di partire.*

Jesse Owens

Indice

Sommario.....	5
Abstract.....	7
CAPITOLO 1 - Introduzione.....	9
CAPITOLO 2 - Trasferimento di potenza wireless induttivo	13
2.1 Schema generale di un accoppiamento induttivo per trasferimento di potenza wireless.....	14
2.2 Necessità di compensazione del caricabatteria wireless.....	14
2.3 Schemi di compensazione	16
2.3.1 Compensazione sezione ricevente.....	18
2.3.2 Compensazione sezione trasmittente	20
2.4 Figure di merito	22
CAPITOLO 3 - Analisi componenti del caricabatteria wireless	25
3.1 Chopper	25
3.2 Raddrizzatore a diodi	27
3.3 Inverter ad alta frequenza	29
3.3.1 Calcolo dell'angolo α	30
3.3.1.1 Calcolo dell'angolo α per la topologia serie-serie.....	31
3.3.1.2 Calcolo dell'angolo α per la topologia serie-parallelo... 	33
CAPITOLO 4 - Funzioni di trasferimento, efficienza e figure di merito per la topologia SS	35
4.1 Funzioni di trasferimento.....	35
4.1.1 Funzioni di trasferimento nel caso ideale	35
4.1.2 Funzioni di trasferimento nel caso non ideale.....	38
4.2 Efficienza e figure di merito.....	39

4.2.1	Determinazione dell'efficienza in condizioni di non risonanza.....	39
4.2.2	Efficienza, fattore di potenza e rapporto di trasferimento di potenza in condizioni di risonanza	42
4.2.3	Fattori di dimensionamento.....	45
CAPITOLO 5	- Funzioni di trasferimento, efficienza e figure di merito per la topologia SP	47
5.1	Funzioni di trasferimento.....	47
5.1.1	Funzioni di trasferimento nel caso ideale	47
5.1.2	Funzioni di trasferimento nel caso non ideale.....	50
5.2	Efficienza e figure di merito.....	52
5.2.1	Determinazione dell'efficienza in condizioni di non risonanza.....	52
5.2.2	Efficienza e fattore di potenza in condizioni di risonanza	54
5.2.3	Fattori di dimensionamento.....	56
CAPITOLO 6	- Analisi della topologia Serie-Serie	59
6.1	Funzioni di trasferimento e rispettivi diagrammi di Bode.....	62
6.2	Considerazioni sui risultati ottenuti nei diagrammi di Bode.....	76
6.3	Analisi dell'efficienza.....	77
6.4	Considerazioni in funzione dei fattori di qualità	81
CAPITOLO 7	- Analisi della topologia Serie-Parallelo	83
7.1	Funzioni di trasferimento e rispettivi diagrammi di Bode.....	89
7.2	Analisi dell'efficienza.....	103
7.3	Considerazioni in funzione dei fattori di qualità	106
CAPITOLO 8	- Sperimentazione del caricabatteria wireless con compensazione SS e analisi dei risultati.....	109
8.1	Descrizione del prototipo e dei suoi componenti.....	109

8.1.1 Generatore di tensione stabilizzato	110
8.1.2 Scheda di potenza dello stadio trasmittente	110
8.1.3 Scheda di interfaccia e microcontrollore	111
8.1.4 Condensatori di compensazione e bobine per l'accoppiamento	113
8.1.5 Scheda di potenza dello stadio ricevente	113
8.2 Specifiche dei componenti del sistema reale.....	114
8.3 Simulazioni del circuito	118
8.4 Analisi dei risultati sperimentali	120
8.4.1 Confronto dei risultati sperimentali con le simulazioni ..	123
8.4.2 Analisi delle forme d'onda	125
Conclusioni	135
Ringraziamenti	137
Bibliografia	139
Appendice A	141

Sommario

La ricarica wireless di veicoli elettrici consente di trasferire energia elettrica dalla sorgente alla batteria senza che vi sia contatto tra le due. Questa tecnologia si sta sviluppando notevolmente poiché favorisce la diffusione dei veicoli elettrici, permettendo di superare alcuni inconvenienti derivanti dalla connessione cablata.

In questa tesi vengono studiate due differenti topologie di compensazione di un caricabatteria wireless, dette Serie-Serie e Serie-Parallelo. Viene svolta un'analisi dell'efficienza del sistema al fine di determinare quali siano le migliori condizioni di funzionamento di entrambe le topologie e comprendere quale sia la più adatta a ciascuna applicazione. Il funzionamento del sistema è stato analizzato a diverse frequenze di lavoro e per diversi valori della resistenza di carico. In questo modo si può comprendere il comportamento delle diverse grandezze durante le varie fasi di ricarica della batteria, al fine di caricarla sempre con la massima efficienza possibile.

Viene inoltre considerato uno specifico caso di studio in cui è stato realizzato un prototipo di caricabatteria wireless con compensazione Serie-Serie. Grazie a questo è stato possibile verificare la correttezza delle simulazioni effettuate con il programma Matlab-Simulink, in particolare confrontando le forme d'onda delle diverse grandezze, come tensione e corrente. Si è potuto quindi comparare i comportamenti del sistema in differenti condizioni di operazione e confermare, anche dal punto di vista sperimentale, i risultati ottenuti con le simulazioni.

Abstract

Wireless charging of electric vehicles allows electric power to be transferred from the source to the battery without contact between them. This technology is quickly evolving as it promotes the spread of electric vehicles, allowing to overcome some problems of the wired connection.

In this thesis, two different compensation topologies of a wireless charger, called Series-Series and Series-Parallel, are studied. An analysis of the efficiency of the system is carried out in order to determine which are the best operating conditions of both topologies and to understand which of them is the most suitable for each application. The system operation has been analyzed at different working frequencies and for different load resistance values. This is important to understand the behavior of the different quantities during the recharge of the battery, in order to charge it as efficiently as possible.

Furthermore, a prototype of the Series-Series Compensation Wireless Charger has been realized as a specific case study. Thanks to it, it was possible to verify the soundness of simulations carried out with the Matlab-Simulink Software, in particular by comparing the waveforms of the different quantities, such as voltage and current. It was also possible to compare the behavior of the system in different operating conditions and to confirm, from the experimental point of view, the obtained results with the simulations.

CAPITOLO 1

*“Voglio rendere l'elettricità così economica
che solo i ricchi si potranno permettere
il lusso di utilizzare le candele.”*

Thomas Edison

Introduzione

Attualmente i combustibili fossili come il petrolio e i suoi derivati sono la principale fonte energetica utilizzata nell'industria e nella produzione di energia. Il petrolio, grazie alla grande densità di energia, è anche la fonte più utilizzata nel settore dei trasporti. Il numero di veicoli circolanti in tutto il mondo è in forte crescita e ci si aspetta un aumento esponenziale nei prossimi anni, in particolare nei paesi in via di sviluppo. Questo porterà, inevitabilmente, all'aumento dell'inquinamento dell'aria e le emissioni di gas causanti l'effetto serra raggiungeranno valori considerevoli. Per cercare di non provocare danni irreversibili è necessario riconvertire l'attuale modello industriale basato sull'energia del petrolio, sfruttando in modo più razionale le risorse. È, dunque, indispensabile la ricerca e lo sviluppo di nuove tecnologie che permettano di sfruttare risorse di energia alternative con un impatto ambientale notevolmente inferiore.

In particolare, nel settore dei trasporti, stanno emergendo veicoli elettrici di nuova concezione, silenziosi ed a emissioni zero, che potranno sostituire l'elevato numero di mezzi di trasporto attuali. In questo modo si potrà ridurre la dipendenza dal petrolio e limitare l'uso di motori a combustione interna. Un modello di trasporto elettrico richiede uno stoccaggio di energia a bordo del veicolo in grado di rispondere alle richieste di energia e di potenza del veicolo.

La ricarica delle batterie, che alimentano il veicolo elettrico, oggi avviene principalmente attraverso la connessione cablata della sorgente di alimentazione con il carico, e ciò richiede una presa di corrente per connettersi alla rete. È quindi necessario che la batteria sia in grado di accumulare abbastanza energia da assicurare una durata di utilizzo pari almeno a quella di un veicolo tradizionale.

Attualmente si sta sviluppando una tecnologia che permetta di rendere la ricarica dei veicoli elettrici più *user-friendly* e di superare alcuni inconvenienti derivanti dalla connessione galvanica. Questa tecnologia è detta *Wireless Power Transfer* (WPT) di tipo statico, in quanto

il processo di ricarica avviene a veicolo fermo, e consente di trasferire energia elettrica dalla sorgente all'utilizzatore attraverso un campo magnetico, senza che vi sia contatto tra i due. Con questa tecnologia si può pensare di ricaricare la propria automobile lasciandola semplicemente in un parcheggio, senza dover utilizzare alcun tipo di spine o cavi. Inoltre questa consente di operare con la massima sicurezza, assicurando l'isolamento elettrico. Questo aspetto risulta essere molto importante soprattutto con condizioni meteorologiche sfavorevoli, ad esempio in presenza di pioggia o umidità, eliminando il rischio di scariche elettriche.

Sfortunatamente, i dispositivi di accumulo dell'energia attualmente disponibili, come le più promettenti batterie agli ioni di litio (Li-ion), hanno bisogno di sostanziali miglioramenti delle prestazioni per competere efficacemente con il petrolio. I principali problemi delle batterie allo stato dell'arte attuale sono: la loro bassa densità di energia (200 Wh / kg contro 12.000 Wh / kg per il petrolio) [1], il loro alto costo iniziale, i costi ambientali associati alla produzione e allo smaltimento di batterie elettrochimiche e la lunga durata del tempo di ricarica dovuta ai processi elettrochimici interni, durante i quali il veicolo deve sostare presso una stazione di ricarica.

Per superare le limitazioni dovute alle batterie si può pensare ad una ricarica dinamica utilizzando il WPT di tipo dinamico. Si tratta di una tecnologia che permette di caricare il veicolo mentre è in movimento, senza alcuna connessione tra sorgente e carico. Ciò permette di ridurre notevolmente il peso delle batterie e superare il problema della limitata autonomia. Inoltre, l'accumulo di energia necessario è inferiore, considerando che il veicolo può essere caricato durante la guida. Questo sistema potrà permettere un'integrazione del veicolo elettrico con la rete, anche se tale tipologia di ricarica richiede ancora notevoli investimenti in ricerca e infrastrutture. Attualmente non è ancora tecnologicamente pronta e matura per poter essere applicata su larga scala. È quindi necessario studiare in modo approfondito la ricarica wireless statica con la proiezione, a lungo termine, della realizzazione della ricarica dinamica, più complessa ed articolata.

Lo scopo di questa tesi è quello di analizzare la ricarica wireless statica di un pacco di batterie di un veicolo elettrico stradale. In particolare si effettua un confronto tra due differenti topologie di compensazione, analizzando il comportamento del circuito in condizioni di risonanza, cercando di definire quali siano le migliori condizioni operative dal punto di vista dell'efficienza.

Il testo risulta organizzato come segue:

- Il Capitolo 2 viene presentato lo schema generale di un accoppiamento induttivo per il trasferimento di potenza wireless e viene esplicitata la necessità di una compensazione capacitiva. Vengono presentati i principali schemi di compensazione utilizzati, che si differenziano in base alla connessione del condensatore con la bobina di accoppiamento. Vengono anche descritti i motivi di una differente compensazione della sezione trasmittente rispetto a quella ricevente e si introducono delle figure di merito necessarie al confronto delle prestazioni delle diverse topologie.
- Nel Capitolo 3 vengono analizzati diversi componenti che costituiscono il caricabatterie wireless, sia nella sezione trasmittente che in quella ricevente e si mostra come viene calcolato l'angolo con cui vengono controllati gli interruttori dell'invertitore di alimentazione ad alta frequenza, per entrambe le topologie analizzate.
- Nel Capitolo 4 viene analizzata dettagliatamente la topologia SS (Serie-Serie) e vengono calcolate le funzioni di trasferimento sia nel caso di sistema ideale che nel caso in cui si considerano le resistenze parassite. In questo modo è possibile comprendere in modo più completo il comportamento del sistema nelle varie condizioni di funzionamento. Inoltre si è calcolata l'efficienza in condizioni di risonanza e ad altre frequenze di lavoro. Infine si sono calcolate le figure di merito definite nel Capitolo 2.
- Il Capitolo 5 è organizzato in modo speculare a quello precedente ma analizza la topologia SP (Serie-Parallelo).
- Nel Capitolo 6 viene analizzata la topologia SS con riferimento ai parametri specifici del pacco di batterie presentato in Appendice. Vengono calcolate numericamente le funzioni di trasferimento presentate nel Capitolo 4 e vengono analizzati i Diagrammi di Bode risultanti. Viene analizzato il comportamento del sistema in differenti condizioni di funzionamento, ovvero a diverse frequenze ed a diversi valori della resistenza equivalente di carico. Infine si è analizzato l'andamento dell'efficienza sia in funzione della frequenza che del valore del carico, al fine di determinare la migliore condizione operativa.
- Nel Capitolo 7 si è svolta la stessa analisi del Capitolo 6, per la topologia SP.
- Nel Capitolo 8 viene descritta l'attività condotta su un prototipo di un caricabatteria wireless per una city car elettrica, svolto come approfondimento e conclusione del progetto di tesi. Viene mostrato il comportamento del sistema in differenti condizioni di funzionamento. Sono riportati i risultati di diversi test sperimentali mediante i quali è stato possibile verificare i risultati ottenuti attraverso le simulazioni.

CAPITOLO 2

Trasferimento di potenza wireless induttivo

I sistemi di trasferimento di energia senza fili prelevano l'energia elettrica dalla rete e la trasferiscono a un carico elettrico senza alcuna connessione cablata. Grazie a questi sistemi è possibile trasferire energia elettrica da una sorgente ad un utilizzatore senza che vi sia un contatto tra i due, utilizzando l'aria come mezzo di propagazione. Essi sono molto vantaggiosi dal punto di vista dell'utente poiché non richiedono l'inserimento di spine nelle prese né l'utilizzo di cavi di collegamento e possono essere utilizzati per ricaricare il pacco di batterie di un veicolo elettrico. I sistemi di trasferimento wireless di potenza (WPTSs: Wireless Power Transfer Systems) comprendono un trasmettitore (o primario) e un ricevitore (o secondario). Nel caso di un sistema contactless impiegato per la ricarica degli accumulatori di un veicolo elettrico, la bobina trasmittente è interrata mentre la bobina ricevente è localizzata a bordo del veicolo e fornisce energia al pacco batterie. [1]. Il campo di accoppiamento, a seconda della tecnologia utilizzata, può essere magnetico (induttivo), elettrico (capacitivo) o elettromagnetico. L'ultimo caso è detto anche collegamento in campo lontano (*far-field communications*), poiché la distanza di trasferimento è più lunga della lunghezza dell'onda elettromagnetica. La propagazione delle onde elettromagnetiche è sfruttata mediante l'utilizzo di antenne [2]. L'energia elettromagnetica raccolta da un'antenna viene convertita in corrente continua mediante un circuito di rettifica opportunamente disegnato. Per tale motivo, nel caso di collegamento in campo lontano, l'intero sistema prende il nome di *rectenna* (rectifying antenna).

La densità di energia realizzabile con il campo magnetico nello spazio libero è circa 10^4 volte maggiore della densità di energia possibile con il campo elettrico ($W_e = \frac{1}{2} \epsilon_0 E^2$; $W_m = \frac{1}{2} \mu_0 H^2$). Dunque, l'accoppiamento induttivo ha una maggiore energia specifica rispetto all'accoppiamento capacitivo. Inoltre, ha un'efficienza più elevata dell'accoppiamento elettromagnetico nella media-alta potenza. Per queste ragioni l'accoppiamento induttivo è quello maggiormente utilizzato nelle applicazioni di ricarica degli accumulatori di veicoli elettrici.

2.1 Schema generale di un accoppiamento induttivo per trasferimento di potenza wireless

Lo schema generale di un caricabatteria wireless con accoppiamento induttivo è mostrato in figura 2.1 ed evidenzia i diversi stadi che lo compongono.

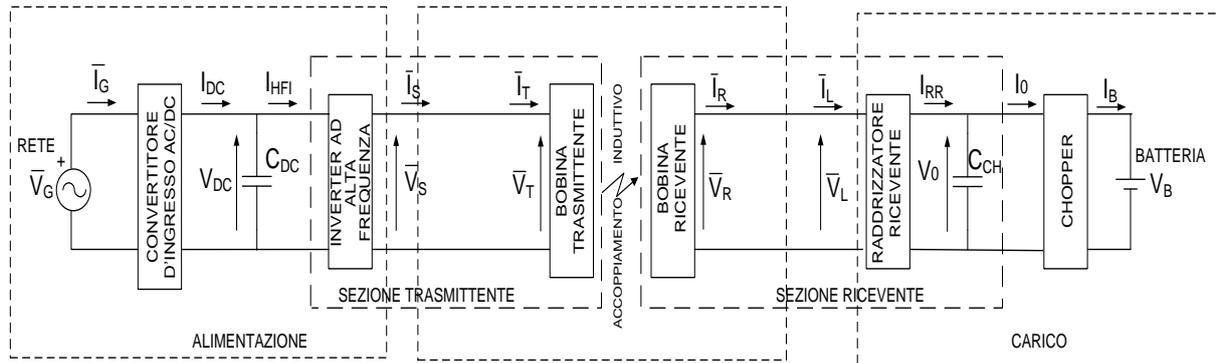


Figura 2.1: Schema generale di un accoppiamento induttivo per trasferimento di potenza wireless

La sezione di trasmissione viene alimentata dalla rete attraverso il convertitore AC-DC in ingresso e successivamente la potenza viene convertita in AC ad alta frequenza dall'inverter in cascata (HFI), il quale alimenta la bobina trasmittente; questa sezione comprende la bobina di trasmissione e una rete compensatrice di potenza reattiva formata da uno o più condensatori e, eventualmente, induttori, collegati in serie e/o in parallelo. La bobina di trasmissione genera un flusso magnetico variabile che concatena la bobina di ricezione e induce una tensione alternata nel lato ricevente che a sua volta comprende la bobina di ricezione e un'altra rete compensatrice di potenza reattiva [3]. La tensione indotta viene poi raddrizzata dal raddrizzatore AC/DC e mantenuta costante grazie ad un condensatore. Infine un convertitore DC/DC (Buck o Boost a seconda delle applicazioni) regola la corrente iniettata nella batteria che verrà caricata.

2.2 Necessità di compensazione del caricabatteria wireless

Si consideri il circuito equivalente di un sistema di trasmissione di potenza induttivo privo di compensazione mostrato in Figura 2.2. Il circuito considerato è costituito da una fonte di alimentazione di tensione V_S , dalle induttanze delle bobine del trasmettitore e del ricevitore (rispettivamente L_T e L_R) e dalla resistenza di carico R_{eq} .

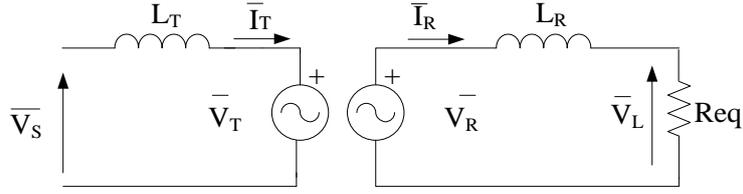


Figura 2.2: Sistema di trasmissione privo di compensazione

Le correnti attraverso le bobine sono sinusoidali, quindi le tensioni indotte nelle bobine sono anch'esse sinusoidali e si possono esprimere nel modo seguente:

$$\bar{V}_T = -j\omega M \bar{I}_R \quad (2.1)$$

$$\bar{V}_R = j\omega M \bar{I}_T \quad (2.2)$$

Dove ω è la frequenza angolare di alimentazione, M è la mutua induttanza tra le bobine e I_R e I_T sono le correnti efficaci nelle bobine. [4]

La potenza sul carico è:

$$P = Req I_R^2 \quad (2.3)$$

Con:

$$I_R^2 = \frac{\omega^2 M^2 I_T^2}{(\omega L)^2 + Req^2} \quad (2.4)$$

Req , invece, è la resistenza equivalente della sezione ricevente riflessa all'ingresso del raddrizzatore. Essa rappresenta il carico equivalente costituito dalla cascata del raddrizzatore a diodi, del condensatore C_{DC} del bus DC, del chopper e della batteria del veicolo elettrico.

Derivando la potenza P rispetto alla resistenza del carico Req e ponendola uguale a zero si ottiene il valore ottimale di Req .

$$\frac{\partial P}{\partial Req} = \frac{\omega^2 M^2 I_T^2 (\omega^2 L_R^2 - Req^2)}{(\omega^2 L_R^2 + Req^2)^2} = 0 \quad (2.5)$$

$$Req_{ott} = \omega L_R \quad (2.6)$$

Sostituendo (2.6) e (2.4) in (2.3) si ottiene la massima potenza attiva trasferita al carico dal circuito. [4]

$$P_{max} = \frac{\omega^2 M^2 I_T^2}{2\omega L_R} \quad (2.7)$$

Al fine di aumentare la potenza trasmessa al carico è possibile agire su tre fattori: la mutua induttanza M tra le bobine, la corrente che circola nella bobina primaria I_T , e la pulsazione angolare ω , che varia con la frequenza. Per limitare le perdite sulle resistenze delle bobine è preferibile limitare le correnti, quindi I_T non deve essere eccessivamente elevata. Aumentando la frequenza aumenta la pulsazione angolare $\omega=2\pi f$ e, per la (2.7), anche la potenza. Operando ad elevata frequenza l'inverter di alimentazione può essere meno ingombrante e l'efficienza di trasmissione della potenza risulta essere più elevata [4]. La task force della SAE J2954 sul WPT di veicoli elettrici ha stabilito come frequenza operativa 85 kHz.

Il principale problema di un sistema di trasferimento di potenza induttivo è l'elevato flusso di dispersione e quindi la scarsa efficienza associata ad esso. La ricarica wireless dei veicoli elettrici richiede un notevole air gap tra l'avvolgimento primario e secondario, dovuto alla distanza tra il veicolo e la bobina posta al di sotto della superficie stradale. Inoltre, se la carica è dinamica, le bobine non risultano sempre perfettamente allineate. A causa di questi vincoli meccanici il mutuo accoppiamento tra primario e secondario è scarso. Ciò causa un ridotto trasferimento di potenza e, di conseguenza, una ridotta efficienza. Per migliorare le prestazioni del WPT è possibile inserire una compensazione capacitiva sia al primario sia al secondario. In questo modo si ottiene un aumento dell'efficienza e della capacità del sistema di trasferire potenza. I condensatori possono essere inseriti in serie o in parallelo alle induttanze delle bobine.

2.3 Schemi di compensazione

A seconda di come viene posizionato il condensatore rispetto alla bobina di accoppiamento, esistono quattro topologie principali di compensazione: serie-serie (SS, Figura 2.3), serie-parallelo (SP, Figura 2.4), parallelo-serie (PS, Figura 2.5), parallelo-parallelo (PP, Figura 2.6).

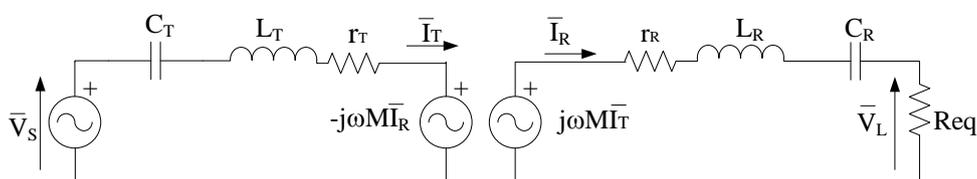


Figura 2.3: Compensazione serie-serie

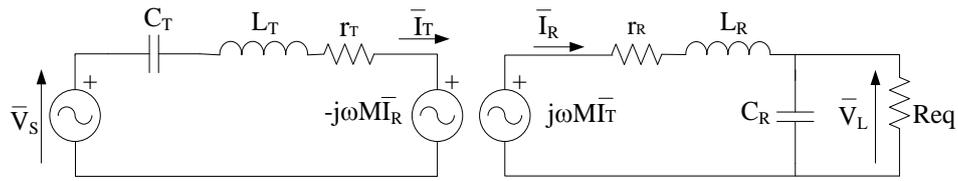


Figura 2.4: Compensazione serie-parallelo

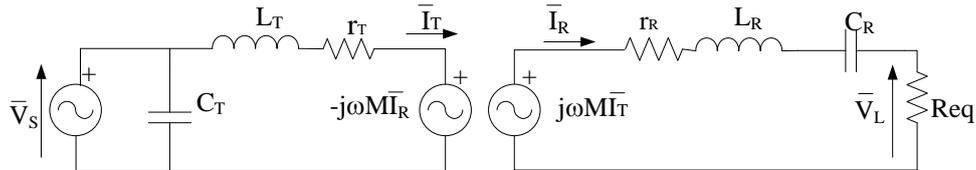


Figura 2.5: Compensazione parallelo-serie

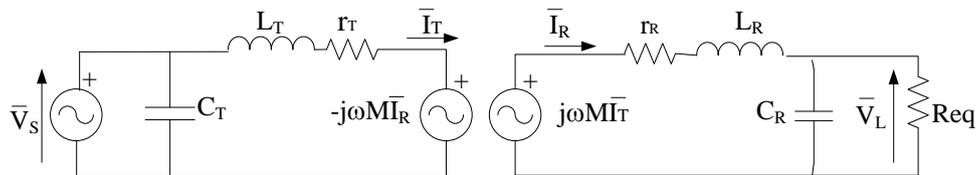


Figura 2.6: Compensazione parallelo-parallelo

Esistono anche altri schemi di compensazione che possono presentare più di un elemento reattivo: un secondo condensatore o un ulteriore induttore oppure, in alcuni casi, entrambi. Ciascuna topologia presenta i propri vantaggi e svantaggi e la scelta di quella migliore dipende dal tipo di applicazione in cui verrà usata. Le due topologie che meglio rispondono alle esigenze di ricarica wireless di veicoli elettrici sono SS e SP. Queste due topologie sono in grado di lavorare sia come sorgente di tensione costante sia come sorgente di corrente costante [5]. Il pacco di batterie, che dovrà essere caricato dal caricabatteria preso in considerazione in questa tesi, ha due fasi di carica: la prima a corrente costante, mentre la seconda a tensione costante (come spiegato nell'appendice). Dunque un sistema che possa lavorare sia come sorgente di tensione costante che come sorgente di corrente costante è preferibile in applicazioni di ricarica della batteria. Per questo motivo le topologie SS e SP sono quelle che verranno analizzate nel dettaglio.

La compensazione primaria e secondaria hanno scopi differenti. La capacità di compensazione nel circuito primario viene scelta in modo tale da compensare l'auto-induttanza del trasmettitore. Però, se l'impedenza del ricevitore riflessa al primario non è trascurabile rispetto

a questa auto-induttanza, risulta più opportuno scegliere tale capacità in modo da ottenere una compensazione dell'intero circuito [5]. In questo modo è possibile aumentare il fattore di potenza dell'inverter per evitare la circolazione di una elevata corrente reattiva, la quale causa un aumento delle perdite nelle resistenze delle bobine. Lavorare con un fattore di potenza unitario significa che la corrente nel trasmettitore e la tensione di alimentazione sono in fase. La capacità di compensazione nel circuito secondario, invece, viene scelta secondo la formula (2.12), perché la potenza trasferita sarà massima se il secondario risona alla frequenza di risonanza ω_0 . In questo modo è possibile aumentare la capacità di trasferimento di potenza del sistema.

2.3.1 Compensazione sezione ricevente

Si considerino le impedenze equivalenti per un'induttanza e un condensatore posti rispettivamente in serie o in parallelo tra loro:

$$\dot{Z}_S = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega C} \quad (2.8)$$

$$\dot{Z}_P = \frac{j\omega L \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (2.9)$$

Operando in condizioni di risonanza è possibile annullare il termine $\omega^2 LC - 1$, al fine di trasferire al caricabatteria la potenza massima. Per fare ciò è necessario che la pulsazione soddisfi la (2.10), per poter ottenere la (2.11):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2.10)$$

$$\omega_0 - L_R C_R = 0 \quad (2.11)$$

In queste condizioni di risonanza, l'impedenza serie diventa un corto circuito mentre l'impedenza parallelo diventa un circuito aperto e la potenza trasferita al carico è massimizzata.

La capacità di compensazione del ricevitore C_R dovrà soddisfare l'equazione (2.10) e sarà

$$C_R = \frac{1}{\omega_0^2 L_R} \quad (2.12)$$

Anche la resistenza equivalente R_{eq} è diversa a seconda della tipologia di compensazione e, per il chopper della topologia SS (si tratta di un Buck, come spiegato nel paragrafo 3.1), si possono scrivere le relazioni tra le grandezze di ingresso e di uscita come:

$$V_B = \delta V_0 \quad (2.13)$$

$$I_B = \frac{I_0}{\delta} \quad (2.14)$$

Dove V_0 e I_0 sono tensione e corrente all'ingresso del chopper, V_B e I_B sono tensione e corrente all'uscita del chopper e corrispondono alle grandezze all'ingresso della batteria mentre δ è il duty cycle dell'interruttore del chopper.

Quindi si può scrivere la relazione della resistenza vista all'ingresso del chopper, che è data dalla cascata del chopper stesso e della batteria:

$$R_{C,s} = \frac{V_0}{I_0} = \frac{V_B}{\delta} \frac{1}{I_B \delta} = \frac{V_B}{I_B \delta^2} = \frac{R_B}{\delta^2} \quad (2.15)$$

Per determinare la resistenza equivalente R_{eq} riflessa all'ingresso del raddrizzatore è necessario analizzare le relazioni tra le grandezze di ingresso e di uscita date da:

$$V_{l,s} = \frac{4}{\pi} V_0 \quad (2.16)$$

$$I_{l,s} = \frac{\pi}{2} I_0 \quad (2.17)$$

Dove $V_{l,s}$ e $I_{l,s}$ sono tensione e corrente all'ingresso del raddrizzatore. Queste corrispondono alle V_L e I_L rappresentate in figura 2.1. Poiché queste sono differenti a seconda della topologia di compensazione vengono nominate con $V_{l,s}$ e $I_{l,s}$ nel caso SS e con $V_{l,p}$ e $I_{l,p}$ nel caso SP.

Quindi si può scrivere la relazione della resistenza vista all'ingresso del raddrizzatore, che rappresenta il carico equivalente costituito dalla cascata del raddrizzatore a diodi, del condensatore C_{DC} del bus DC, del chopper e della batteria del veicolo elettrico.

$$R_{eq,s} = \frac{V_{l,s}}{I_{l,s}} = \frac{4V_0}{\pi} \frac{2}{\pi I_0} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_0}{I_0} = \frac{8}{\pi^2} R_{C,s} = \frac{8}{\pi^2} \frac{R_B}{\delta^2} \quad (2.18)$$

Per la topologia SP, invece, le relazioni tra le grandezze di ingresso e di uscita del chopper (Boost, si veda par. 3.1) sono date da:

$$V_B = \frac{V_0}{1-\delta} \quad (2.19)$$

$$I_B = I_0(1-\delta) \quad (2.20)$$

Quindi si può scrivere la relazione della resistenza vista all'ingresso del chopper:

$$R_{C,p} = \frac{V_0}{I_0} = V_B(1-\delta) \frac{(1-\delta)}{I_B} = \frac{V_B}{I_B \delta^2} = R_B(1-\delta)^2 \quad (2.21)$$

Le relazioni tra le grandezze all'ingresso e all'uscita del raddrizzatore, per la topologia SP, sono:

$$V_{l,p} = \frac{\pi}{2} V_0 \quad (2.22)$$

$$I_{l,p} = \frac{4}{\pi} I_0 \quad (2.23)$$

La relazione della resistenza equivalente risulta:

$$Req,p = \frac{V_{l,p}}{I_{l,p}} = \frac{\pi V_0}{2} \frac{\pi}{4 I_0} = \frac{\pi^2 V_0}{8 I_0} = \frac{\pi^2}{8} R_C, p = \frac{\pi^2}{8} R_B (1 - \delta)^2 \quad (2.24)$$

In seguito sono riportate le relazioni finali sia per la topologia SS sia per la topologia SP.

$$\text{Per SS} \quad Req = \frac{8}{\pi^2} \frac{R_B}{\delta^2} \quad (2.25)$$

$$\text{Per SP} \quad Req = \frac{\pi^2}{8} R_B (1 - \delta)^2 \quad (2.26)$$

2.3.2 Compensazione sezione trasmittente

Al fine di scegliere il valore ottimale della capacità di compensazione del trasmettitore è necessario anche considerare l'impedenza del secondario riflessa al primario \dot{Z}_{ref} che è data da:

$$\dot{Z}_{ref} = \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}_R} \quad (2.27)$$

Dove M è la mutua induttanza tra le bobine e \dot{Z}_R è l'impedenza della sezione ricevente. Quest'ultima dipende dal tipo di compensazione adottata.

Si considerino le impedenze della sezione ricevente per compensazione serie e parallelo. Trascurando le resistenze delle bobine si ottiene:

$$\dot{Z}_{Rserie} = R_{eq} + Z_S = R_{eq} + j \frac{\omega^2 L_R C_R - 1}{\omega C_R} \quad (2.28)$$

$$\dot{Z}_{Rparallelo} = j\omega L_R + \frac{\frac{1}{j\omega C_R} R_{eq}}{\frac{1}{j\omega C_R} + R_{eq}} = j\omega L_R + \frac{R_{eq}}{1 + j\omega C_R R_{eq}} = \frac{j\omega L_R - \omega^2 L_R C_R R_{eq} + R_{eq}}{1 + j\omega C_R R_{eq}} \quad (2.29)$$

Se si opera alla frequenza di risonanza le impedenze si semplificano e si ottiene:

$$\dot{Z}_{Rserie} = R_{eq} \quad (2.30)$$

$$\dot{Z}_{Rparallelo} = \frac{R_{eq}}{1+(\omega R_{eq}C_R)^2} + j \frac{\omega L_R}{1+(\omega R_{eq}C_R)^2} \quad (2.31)$$

Si può facilmente osservare che l'impedenza della compensazione serie è una resistenza pura, coincidente con quella del carico, mentre l'impedenza della compensazione parallelo ha anche una componente reattiva.

Le rispettive impedenze riflesse risultano [5]:

$$Z_{refserie} = \frac{\omega^2 M^2}{R_{eq}} \quad (2.32)$$

$$\dot{Z}_{refparallelo} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{Rp}} = \frac{M^2 R_{eq}}{L_R^2} - j \frac{\omega M^2}{L_R} \quad (2.33)$$

La componente reale della (2.33) dipende dalla resistenza del carico R_{eq} dalla mutua induttanza M e quindi dal coefficiente di accoppiamento k ($k = \frac{M}{\sqrt{L_T L_R}}$). Mentre la componente immaginaria dipende da M ed è di natura capacitiva.

Poiché la $Z_{refserie}$ è puramente resistiva, al trasmettitore è richiesta una semplice compensazione dell'autoinduttanza primaria e la capacità risulta:

$$Per SS: \quad C_T = \frac{1}{\omega_0^2 L_T} \quad (2.34)$$

C_T risulta indipendente sia dal carico che dall'accoppiamento. Questo risulta essere un vantaggio soprattutto nel caso in cui si debba eseguire una ricarica dinamica, dove il coefficiente di accoppiamento varia durante il processo di carica. Inoltre il fatto che l'impedenza riflessa $Z_{refserie}$ sia puramente resistiva comporta una trasmissione di potenza attiva e non resistiva, quando si opera alla frequenza di risonanza, consentendo di ottenere una migliore efficienza.

Invece la capacità di compensazione per la topologia SP deve anche compensare la componente capacitiva della $Z_{refparallelo}$, quindi risulta:

$$Per SP: \quad C_T = \frac{1}{\omega_0^2 (L_T - \frac{M^2}{L_R})} = \frac{L_R C_R}{L_T} \left(\frac{1}{1-k^2} \right) \quad (2.35)$$

Di conseguenza, C_T , per la topologia SP, è indipendente dal carico ma dipendente dall'accoppiamento tra le due bobine. Ciò potrebbe risultare una limitazione nel caso in cui si vari la posizione relativa del secondario rispetto al primario, ovvero quando si sta eseguendo una ricarica dinamica poiché ci possono essere perdite rilevanti nella trasmissione di potenza.

Per questo motivo sarebbe preferibile un controllo di frequenza variabile che sia in grado di rilevare i cambi nella mutua induttanza. Inoltre si ha che all'aumentare dell'accoppiamento la capacità del trasmettitore deve essere maggiore.

2.4 Figure di merito

Con l'obiettivo di analizzare e confrontare le prestazioni delle diverse topologie è utile introdurre delle figure di merito necessarie anche al dimensionamento del sistema. Conoscendo questi indici è possibile operare al fine di ottenere un'ottima efficienza e di trasferire la massima potenza possibile al carico.

Le figure di merito prese in considerazione sono le seguenti:

Efficienza	$\eta \triangleq \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_L}{P_S}$
Fattore di potenza	$PF \triangleq \frac{P_L}{A_S}$
Rapporto di trasferimento di potenza	$RTP \triangleq \frac{P_R}{P_S}$
Fattore di dimensionamento dell'alimentazione	$FDA \triangleq \frac{A_S}{P_N}$
Fattore di dimensionamento delle bobine	$FDB \triangleq \frac{A_T + A_R}{P_N}$
Fattore di dimensionamento della sezione ricevente	$FDR \triangleq \frac{A_R}{P_N}$
Fattore di qualità della sezione trasmittente	$Q_T \triangleq \frac{\omega L_T}{r_S + r_T}$
Fattore di qualità della sezione ricevente	$Q_R \triangleq \frac{\omega L_R}{R_{eq}}$

Tabella 2.1: Figure di merito

Dove:

- P_L : Potenza attiva sul carico
- P_S : Potenza attiva dell'alimentazione
- P_R : Potenza attiva trasferita alla sezione ricevente

- P_N : Potenza attiva nominale
- A_S : Potenza apparente dell'alimentazione
- A_T : Potenza apparente della bobina trasmittente
- A_R : Potenza apparente della bobina ricevente
- r_S, r_t : Resistenza della sorgente e della bobina trasmittente

La potenza nominale P_N è la potenza massima iniettata nella batteria durante la carica, data dal prodotto tra la corrente massima che si ha durante la fase a corrente costante per la tensione che è presente durante la fase a tensione costante.

Le potenze apparenti sono indice del costo e delle dimensioni del caricabatteria e sono espresse come:

$$A_S = \max(V_S) * \max(I_T) \quad (2.36)$$

$$A_T = \max(V_{Tt}) * \max(I_T) \quad (2.37)$$

$$A_R = \max(V_{Rt}) * \max(I_R) \quad (2.38)$$

In cui \max è il massimo valore della quantità durante il processo di carica [4]. Al fine di ridurre il costo e le dimensioni è importante ridurre i fattori di dimensionamento FDA, FDB, FDR, ossia ridurre la potenza apparente. Ciò si può ottenere riducendo la potenza reattiva trasmessa dal sistema.

L'efficienza e il rapporto di trasferimento di potenza RTP possono anche essere scritte rendendo esplicite le perdite per effetto Joule nelle resistenze parassite delle bobine r_S e r_T :

$$\eta = \frac{P_L}{P_L + r_T I_T^2 + r_R I_R^2} \quad (2.39)$$

$$RTP = \frac{P_L + r_R I_R^2}{P_L + r_T I_T^2 + r_R I_R^2} \quad (2.40)$$

CAPITOLO 3

Analisi componenti del caricabatteria wireless

3.1 Chopper

Il chopper è un convertitore DC-DC che ha il compito di regolare la corrente all'ingresso della batteria del veicolo elettrico, in conformità con il profilo di carica della stessa. Il chopper può essere di tipo Buck (abbassatore) o di tipo Boost (elevatore). Nel caso di una compensazione serie della sezione ricevente si utilizza un Buck mentre per quella di tipo parallelo si utilizza un Boost.

In Figura 3.1 è rappresentato lo schema di un convertitore di tipo Buck. Esso è composto da un interruttore elettronico S, da un diodo D e da un'induttanza L_{CH} . Al suo ingresso è presente il condensatore C_{CH} , grande abbastanza da filtrare le armoniche di corrente all'uscita del raddrizzatore. La tensione V_0 del bus DC al suo ingresso ha un valore costante e ben definito. In condizioni nominali, la corrente I_0 al suo ingresso è data da:

$$I_0 = \frac{1}{\eta_{CH}} \frac{P_{B,n}}{V_0} \quad (3.1)$$

Dove η_{CH} è il rendimento del convertitore e $P_{B,n}$ è la potenza nominale assorbita dalla batteria.

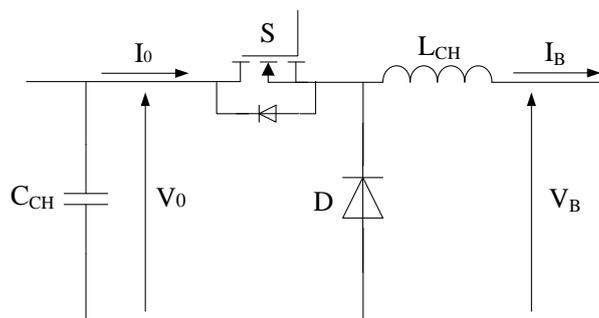


Figura 3.1: Schema convertitore Buck

L'interruttore viene comandato con un duty cycle pari a $\delta = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_B}{V_0}$. Dove V_B è la tensione della batteria. Variando il duty cycle dell'interruttore si può controllare la corrente iniettata nella batteria in uscita del chopper. Durante il periodo di conduzione dell'interruttore, il diodo

D è polarizzato inversamente e l'ingresso fornisce energia sia al carico, sia all'induttore. Durante l'intervallo di apertura dell'interruttore, invece, la corrente dell'induttore circola nel diodo, trasferendo al carico l'energia che l'induttore stesso ha immagazzinato.

L'induttanza L_{CH} è necessaria alla limitazione del ripple di corrente. Il massimo ripple della corrente I_B che circola in L_{CH} all'uscita del chopper si ha quando V_B è minimo e vale:

$$\Delta I_{B,max} = T(1 - \delta)V_{B,min} \frac{1}{L_{CH}} \quad (3.2)$$

In cui T è il periodo di commutazione del chopper.

Imponendo che il ripple di corrente massimo sia pari all'1% del valore della corrente I_B si ottiene:

$$\frac{T(1-\delta)V_{B,min}}{L_{CH}} < 0,01I_B \quad (3.3)$$

Considerando che la corrente I_B è pari al rapporto tra la potenza $P_{CH,out}$, in uscita dal chopper, e la tensione V_B della batteria e che il duty cycle del chopper, per la (2.13), è pari a $\frac{V_B}{V_0}$, si può determinare il valore ottimale dell'induttanza L_{CH} :

$$L_{CH} = \frac{T(1-\frac{V_{B,min}}{V_0})V_{B,min}}{0,01\frac{P_{CH,out}}{V_B}} \quad (3.4)$$

In Figura 3.2, invece, è rappresentato lo schema di un convertitore di tipo Boost, utilizzato quando la sezione ricevente ha una compensazione di tipo parallelo. Anch'esso è composto da un interruttore S , da un diodo D e da un'induttanza L_{CH} . In uscita è presente il condensatore C_{CH} , grande abbastanza da assicurare una tensione di uscita V_B costante, che può essere controllata variando il duty cycle dell'interruttore.

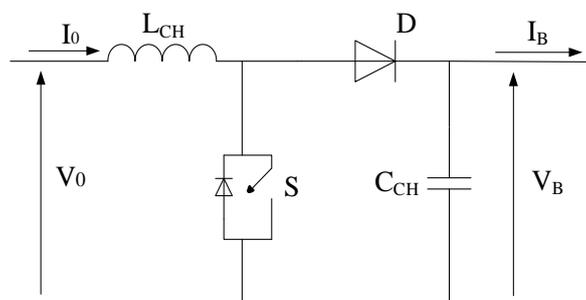


Figura 3.2: Schema convertitore Boost

Quando l'interruttore è chiuso il diodo è polarizzato inversamente, la sezione d'uscita è isolata e l'ingresso fornisce energia all'induttanza. Mentre quando l'interruttore è la sezione d'uscita riceve energia sia dall'induttore sia dall'ingresso.

In questo caso il massimo ripple della corrente è pari a:

$$\Delta I_{B,max} = \frac{T\delta V_0}{L_{CH}} \quad (3.5)$$

Imponendo che il ripple di corrente massimo sia pari all'1% del valore della corrente I_B si ottiene:

$$\frac{T\delta V_0}{L_{CH}} < 0,01I_B \quad (3.6)$$

Di conseguenza il valore ottimale dell'induttanza L_{CH} per la topologia SP è pari a:

$$L_{CH} = \frac{T\delta V_0}{0,01I_B} \quad (3.7)$$

3.2 Raddrizzatore a diodi

La tensione e la corrente costanti che alimentano l'ingresso del chopper sono generate da un raddrizzatore a diodi, il cui schema è rappresentato in Figura 3.3 (nel caso di topologia SS).

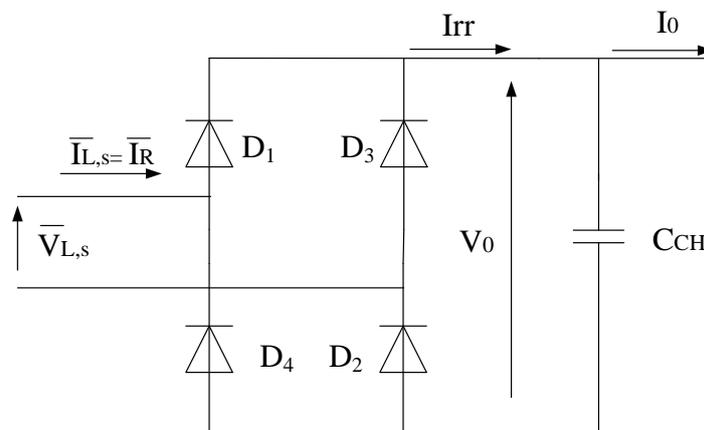


Figura 3.3: Schema raddrizzatore a diodi

Al suo ingresso si ha la corrente I_R della bobina ricevente la cui forma d'onda è sinusoidale. Ciascuna coppia di diodi conduce per metà del periodo di I_R restituendo in uscita una corrente I_{Tr} con la forma di una sinusoide raddrizzata. Durante la semionda positiva della corrente in ingresso conducono i diodi D_1 e D_2 in figura mentre durante la semionda negativa conducono D_3 e D_4 . La componente alternata di I_{Tr} entra nel condensatore C_{CH} necessario a filtrare il ripple

di tensione e le armoniche di corrente. La corrente all'ingresso del chopper I_0 è costante, ben definita e legata al valore di picco della corrente sinusoidale I_r dalla seguente relazione:

$$I_{rr,pk} = \frac{\pi}{2} I_0 \quad (3.8)$$

La tensione $V_{1,s}$ all'ingresso del raddrizzatore, invece, è un'onda quadra e il valore di picco della sua prima armonica è legato alla tensione all'ingresso del chopper V_0 , che è costante, dalla seguente relazione:

$$V_{1s,pk} = \frac{4}{\pi \eta_r} V_0 \quad (3.9)$$

Dove η_r è il rendimento del raddrizzatore. [3]

Il circuito completo, comprendente di inverter, raddrizzatore, chopper e sistemi di compensazione, è stato simulato con il programma Simulink. In Figura 3.4 sono rappresentate le forme d'onda della corrente e della tensione all'ingresso del raddrizzatore, le quali sono, rispettivamente, una curva sinusoidale ed un'onda quadra, come ci si aspettava.

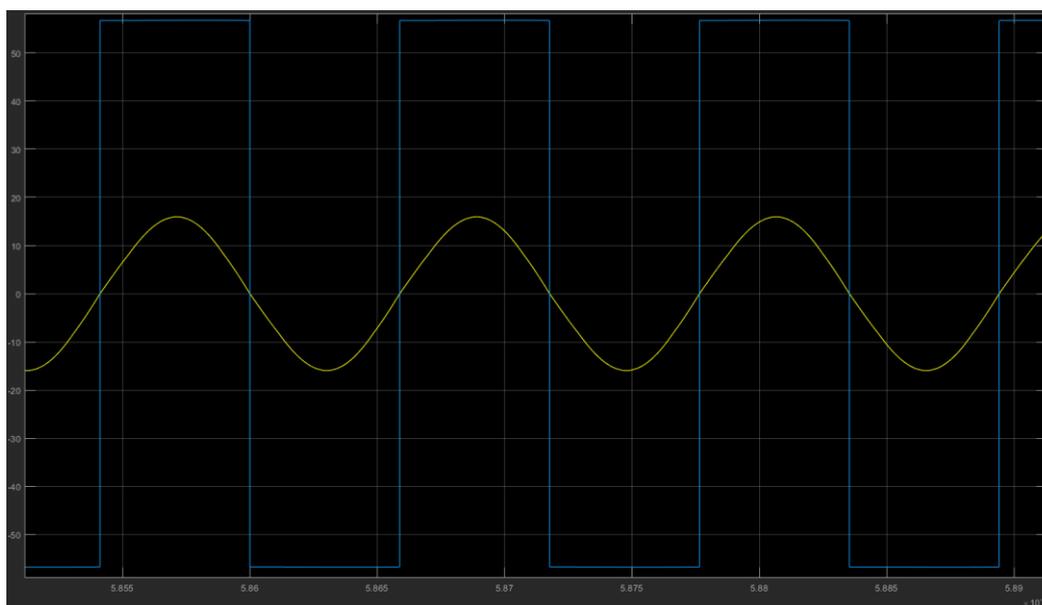


Figura 3.4: Grandezze all'ingresso del raddrizzatore: corrente (sinusoide gialla) e tensione (onda quadra blu)

È stato simulato anche il circuito completo con la compensazione parallelo al secondario e si è ottenuto un risultato speculare. Infatti, nella topologia SP, è la tensione all'ingresso del raddrizzatore ad avere un andamento sinusoidale mentre la corrente è un'onda quadra. Le forme d'onda sono rappresentate in Figura 3.5 in cui la curva gialla è la corrente all'ingresso del raddrizzatore mentre la curva blu è la tensione.

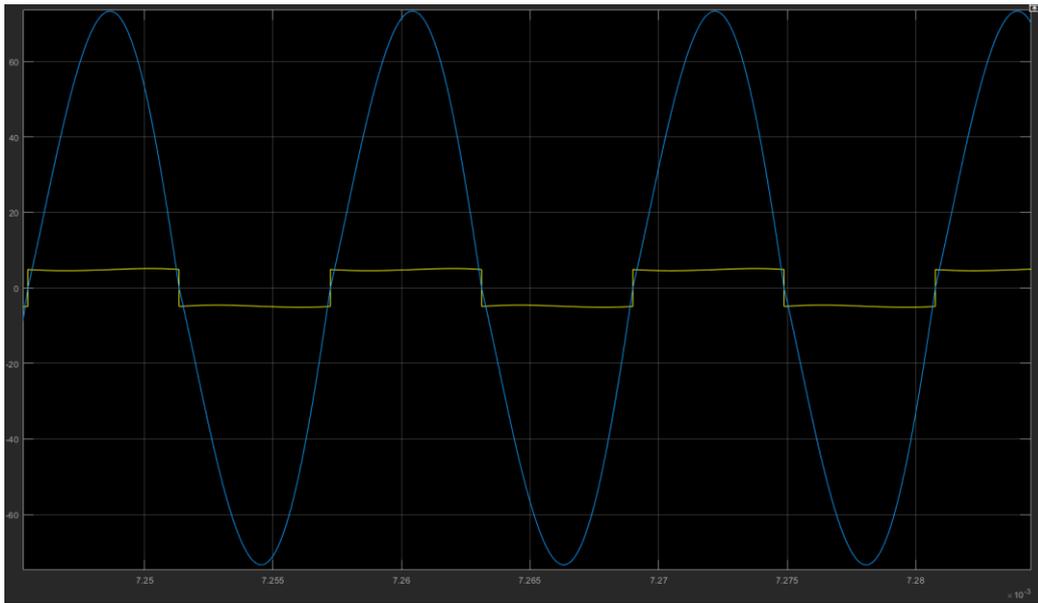


Figura 3.5: Grandezze all'ingresso del raddrizzatore: corrente (sinusoide blu) e tensione (onda quadra gialla)

3.3 Inverter ad alta frequenza

L'inverter a ponte ad alta frequenza presente nella sezione di trasmissione può essere rappresentato dallo schema in Figura 3.6.

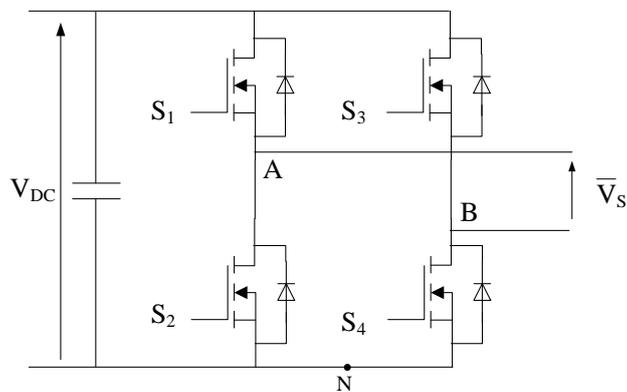


Figura 3.6: Schema Inverter ad alta frequenza

La tensione di ingresso è la tensione continua V_{DC} e l'inverter genera una tensione \bar{V}_s ad onda quadra. Poiché l'inverter opera alla frequenza di 85 kHz, troppo elevata per gli interruttori di potenza disponibili, non si utilizza la tecnica convenzionale PWM per variare la tensione di uscita. Inoltre le armoniche sono facilmente filtrate, trattandosi di frequenze molto elevate. Pertanto, l'inverter è controllato tramite il metodo del phase shift. Gli interruttori dei due rami S1-S2 e S3-S4 dell'inverter sono comandati separatamente alla frequenza di funzionamento del

caricabatteria con un duty cycle di 0.5. Questo permette di ottenere le forme d'onda V_{AN} (controllando S1 e S2) e V_{BN} (controllando S3 e S4) mostrate in Figura 3.7. La differenza tra V_{AN} e V_{BN} fornisce la tensione V_S . Per controllare l'ampiezza della prima armonica della tensione di uscita è possibile regolare da 0 a π il valore dell'angolo α di sfasamento tra loro. Durante l'intervallo di sovrapposizione tra V_{AN} e V_{BN} la tensione di uscita è uguale a zero poiché entrambi gli interruttori superiori o inferiori sono chiusi. Con $\alpha=\pi$ la prima armonica della tensione di uscita ha la massima ampiezza possibile e V_S è un'onda quadra. [3]

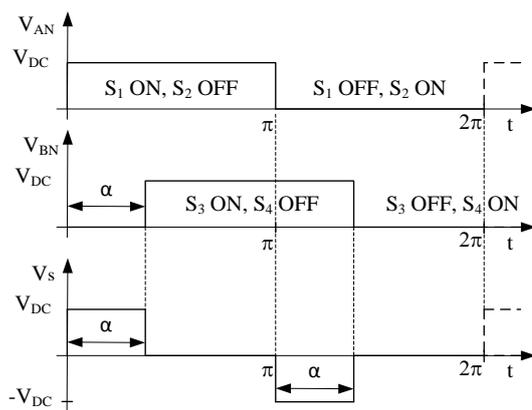


Figura 3.7: Forme d'onda tensione d'uscita

Poiché il circuito lavora alla frequenza di risonanza, la corrente I_R del ricevitore è influenzata solo dalla prima armonica \bar{V}_S della tensione V_{AB} , e può essere controllata variando l'angolo α secondo la formula:

$$V_{S,pk} = \frac{4}{\pi} V_{DC} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (3.10)$$

Il suo valore efficace risulta:

$$V_{S,pk,rms} = \frac{V_{S,pk}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} V_{DC} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (3.11)$$

3.3.1 Calcolo dell'angolo α

Al fine di caricare la batteria con tensione e corrente desiderate è necessario controllare tutti i componenti del circuito in modo opportuno. Per fare ciò è possibile eseguire un controllo aggiustando la tensione DC all'ingresso dell'inverter oppure agendo sugli interruttori dell'inverter, determinando il corretto angolo α . Il valore di quest'ultimo è diverso a seconda della topologia utilizzata. Per eseguire i calcoli presentati in questa tesi si è scelto di determinare

un angolo α tale per cui i valori di corrente e tensione all'ingresso della batteria siano quelli desiderati.

Si consideri lo schema circuitale del trasmettitore di Figura 3.8 con risonanza di tipo serie, alimentato da una sorgente di tensione controllata, in cui \bar{V}_S è la fondamentale della tensione all'uscita dell'inverter (HFI).

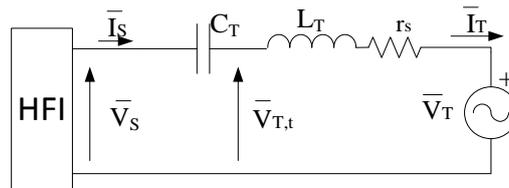


Figura 3.8: Schema circuitale del trasmettitore con risonanza serie

Dal momento che il circuito LC, serie-risonante, riduce quasi completamente le armoniche di ordine superiore all'uscita dell'inverter, solo la componente fondamentale della corrente, indicata con \bar{I}_S , scorre nella bobina del trasmettitore. Inoltre solo la componente fondamentale della tensione di alimentazione, indicata con \bar{V}_S , partecipa al flusso di potenza netto verso il ricevitore. [4]

3.3.1.1 Calcolo dell'angolo α per la topologia serie-serie

Lo schema circuitale del ricevitore con risonanza serie è mostrato in Figura 3.9. La bobina del ricevitore impone la corrente $I_{L,s}$ nel carico, costituito dalla cascata del raddrizzatore a diodi, del condensatore C_{CH} del bus DC, del chopper e della batteria del veicolo elettrico. Il condensatore C_{CH} deve essere abbastanza grande per filtrare efficacemente le armoniche di corrente all'uscita del raddrizzatore. La tensione all'ingresso del raddrizzatore è un'onda quadra di ampiezza V_0 .

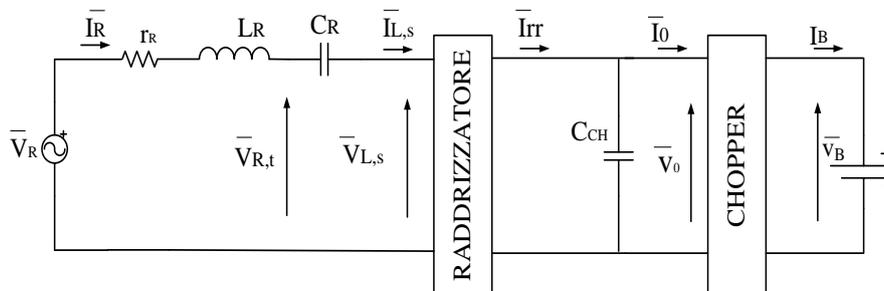


Figura 3.9: Schema circuitale del ricevitore con risonanza serie

In questa topologia SS, in cui sia la sezione trasmittente che quella ricevente hanno una compensazione di tipo serie, i valori efficaci di tensione ($V_{L,s}$) e di corrente ($I_{L,s}$) all'ingresso del raddrizzatore a diodi del secondario sono:

$$V_{L,s} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} V_0 \quad (3.12)$$

$$I_{L,s} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} I_0 \quad (3.13)$$

Dove V_0 e I_0 sono i valori DC della tensione e della corrente all'uscita del raddrizzatore.

Poiché la compensazione al secondario è di tipo serie e, in condizioni risonanza, l'induttanza L_R e il condensatore C_R diventano un corto circuito, si ha:

$$\bar{V}_{L,s} = \bar{V}_R \quad (3.14)$$

$$\bar{I}_{L,s} = \bar{I}_R \quad (3.15)$$

Da (2.2) e (3.14) si ottiene il valore della corrente nel trasmettitore:

$$\bar{I}_T = \frac{\bar{V}_R}{j\omega M} \quad (3.16)$$

La tensione indotta nella bobina trasmittente si ottiene da (2.1) e (3.15):

$$\bar{V}_T = j\omega M \bar{I}_{L,s} \quad (3.17)$$

Poiché anche la compensazione al primario è di tipo serie e, in condizioni risonanza, l'induttanza L_T e il condensatore C_T diventano un corto circuito, la tensione \bar{V}_T risulta uguale alla fondamentale \bar{V}_S della tensione all'uscita dell'inverter ad alta frequenza:

$$\bar{V}_T = \bar{V}_S \quad (3.18)$$

Da (3.16) e (3.18) si può ricavare il valore (in radianti) dell'angolo α con cui verranno controllati gli interruttori dell'inverter:

$$\alpha = 2 \arcsin \left(\frac{|\bar{V}_T| \pi \sqrt{2}}{4V_{DC}} \right) \quad (3.19)$$

Poiché l'obiettivo è quello di controllare la corrente I_0 all'ingresso del chopper è preferibile esprimere l'angolo α in funzione di questa corrente. Sostituendo la (3.18) all'interno della (3.17) e quest'ultima nella (3.19) si ottiene:

$$\alpha = 2\text{asin}\left(\frac{\omega M \pi^2}{8V_{DC}} I_0\right) \quad (3.20)$$

3.3.1.2 Calcolo dell'angolo α per la topologia serie-parallelo

Lo schema circuitale del ricevitore di WBC con risonanza parallela è mostrato in Figura 3.10.

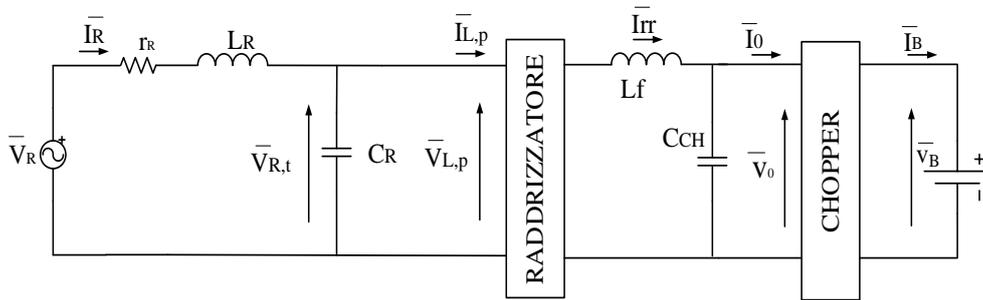


Figura 3.10: Schema circuitale del ricevitore con risonanza parallelo

In questo caso, in cui la sezione trasmittente ha una compensazione serie mentre quella ricevente una compensazione parallelo, i valori efficaci di tensione ($V_{L,p}$) e di corrente ($I_{L,p}$) all'ingresso del raddrizzatore a diodi del secondario sono:

$$V_{L,p} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} V_0 \quad (3.21)$$

$$I_{L,p} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} I_0 \quad (3.22)$$

Dove V_0 e I_0 sono i valori DC della tensione e della corrente all'uscita del raddrizzatore.

Il condensatore C_{CH} deve essere abbastanza grande per filtrare completamente le armoniche di tensione all'uscita del raddrizzatore. La corrente all'ingresso del raddrizzatore è un'onda quadra di ampiezza I_0 .

La corrente \bar{I}_R è data dalla somma di $\bar{I}_{L,p}$ e di \bar{I}_{CR} (corrente nel condensatore C_R):

$$\bar{I}_R = \bar{I}_{L,p} + \bar{I}_{CR} = \bar{I}_{L,p} + j \frac{\bar{V}_{L,p}}{\omega L_R} \quad (3.23)$$

Per (3.17) e (2.1) la tensione indotta nella bobina trasmittente risulta:

$$\bar{V}_T = -j\omega M \left(\bar{I}_{L,p} + j \frac{\bar{V}_{L,p}}{\omega L_R} \right) \quad (3.24)$$

Mentre la corrente indotta nella bobina trasmittente è pari a:

$$\bar{I}_T = \frac{L_R}{M} \bar{I}_{L,p} \quad (3.25)$$

Poiché la compensazione al primario è di tipo serie e, in condizioni risonanza, l'induttanza L_T e il condensatore C_T diventano un corto circuito, la tensione \bar{V}_T risulta uguale alla fondamentale \bar{V}_S della tensione all'uscita dell'inverter ad alta frequenza:

$$\bar{V}_T = \bar{V}_S \quad (3.26)$$

Da (3.22) e (3.26) si può ricavare il valore (in radianti) dell'angolo α con cui verranno controllati gli interruttori dell'inverter:

$$\alpha = 2 \operatorname{asin} \left(\frac{|\bar{V}_T| \pi \sqrt{2}}{4V_{DC}} \right) \quad (3.27)$$

Si può scrivere anche in questo caso l'angolo α in funzione della corrente I_0 . Ora però l'espressione risulta essere più complessa rispetto al caso SS perché la tensione indotta nella bobina trasmittente ha sia una parte reale sia una parte immaginaria. Sostituendo le (3.21) e (3.22) nella (3.18) si può ricavare l'espressione della tensione \bar{V}_T , il cui modulo ha la seguente espressione:

$$|V_T| = \frac{\sqrt{2}M \sqrt{V_0^2 \pi^4 + 256I_0^2 L_R^2 \omega^2}}{8\pi L_R} \quad (3.28)$$

Sostituendo la (3.28) nella (3.27) si ottiene il valore dell'angolo α in funzione della corrente I_0 .

$$\alpha = 2 \operatorname{asin} \left(\frac{M \sqrt{V_0^2 \pi^4 + 256I_0^2 L_R^2 \omega^2}}{16L_R V_{DC}} \right) \quad (3.29)$$

È importante considerare che l'angolo α assume questo determinato valore a regime quando la corrente all'ingresso del chopper è la I_0 , mentre durante i transitori potrà assumere valori differenti che saranno controllati da un regolatore di corrente al fine di ottenere la corrente desiderata all'ingresso del chopper.

CAPITOLO 4

Funzioni di trasferimento, efficienza e figure di merito per la topologia SS

4.1 Funzioni di trasferimento

Al fine di analizzare in modo più dettagliato il comportamento del sistema è necessario determinare la funzione di trasferimento del sistema. La funzione di trasferimento permette di legare l'uscita all'ingresso di un sistema, operando nel dominio della trasformata di Laplace.

4.1.1 Funzioni di trasferimento nel caso ideale

Considerando il circuito in Figura 4.1, in cui sono state trascurate le resistenze delle bobine, si possono scrivere le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} V_S(s) - \frac{I_T(s)}{sC_T} - I_T(s)L_T s = -sMI_R(s) \\ sMI_T(s) - sL_R I_R(s) - \frac{I_R(s)}{sC_R} - ReqI_R(s) = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

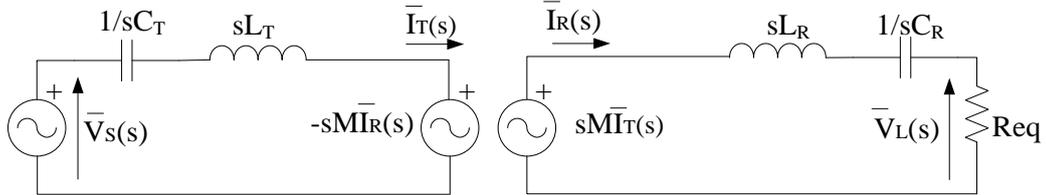


Figura 4.1: Compensazione serie-serie nel dominio delle trasformate

Si ricava la corrente del ricevitore I_R da entrambe le relazioni ottenendo:

$$\begin{cases} I_R(s) = \frac{I_T(s)}{sM} \left(\frac{1+s^2C_TL_T}{sC_T} \right) - \frac{V_S(s)}{sM} \\ I_R(s) \left(\frac{1+s^2C_RL_R+sReqC_R}{sC_R} \right) = sMI_T(s) \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} I_R(s) = I_T(s) \left(\frac{1+s^2C_TL_T}{s^2MC_T} \right) - \frac{V_S(s)}{sM} \\ I_R(s) = \left(\frac{s^2MC_R}{1+s^2C_RL_R+sReqC_R} \right) I_T(s) \end{cases} \quad (4.3)$$

Per semplicità si pone:

$$A_s = \frac{1+s^2 C_T L_T}{s^2 M C_T} \quad (4.4)$$

$$B_s = \frac{s^2 M C_R}{1+s^2 C_R L_R + s \text{Req} C_R} \quad (4.5)$$

Uguagliando le due equazioni della (4.3) si ottiene:

$$A_s I_T(s) - \frac{V_S(s)}{sM} = B_s I_T(s) \quad (4.6)$$

Risolvendo si ottiene la funzione di trasferimento $FDT1_s$ che rappresenta la relazione tra la corrente $I_T(s)$ nel trasmettitore e la tensione di alimentazione $V_S(s)$ data da:

$$FDT1_s = \frac{I_T(s)}{V_S(s)} = \frac{1}{(A_s - B_s) sM} \quad (4.7)$$

Ponendo i valori delle costanti A e B definite in (4.4) e (4.5) all'interno della relazione (4.7) si ottiene l'espressione della funzione di trasferimento:

$$\begin{aligned} FDT1_s &= \frac{1}{\left(\frac{1+s^2 C_T L_T}{s^2 M C_T} - \frac{s^2 M C_R}{1+s^2 C_R L_R + s \text{Req} C_R} \right) sM} = \\ &= \frac{s C_T (s^2 C_R L_R + s \text{Req} C_R + 1)}{s^4 (C_T L_T C_R L_R + M^2 C_R C_T) + s^3 (C_R C_T L_T \text{Req}) + s^2 (C_T L_T + C_R L_R) + s C_R \text{Req} + 1} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Per calcolare, invece, la relazione tra le tensioni di uscita e di ingresso si ricava la corrente I_T da entrambe le relazioni della (4.1) ottenendo:

$$\begin{cases} I_T(s) = V_S(s) \frac{s C_T}{1+s^2 C_T L_T} + I_R(s) \frac{s^2 M C_T}{1+s^2 C_T L_T} \\ I_T(s) = I_R(s) \frac{1+s^2 C_R L_R + s \text{Req} C_R}{s^2 M C_R} \end{cases} \quad (4.9)$$

Considerando le (4.4), (4.5) e ponendo:

$$C_s = \frac{s C_T}{1+s^2 C_T L_T} \quad (4.10)$$

si può scrivere:

$$\begin{cases} I_T(s) = V_S(s) C + \frac{I_R(s)}{A_s} \\ I_T(s) = \frac{I_R(s)}{B_s} \end{cases} \quad (4.11)$$

Uguagliando le due equazioni della (4.10) si ottiene:

$$V_S(s)C + \frac{I_R(s)}{A_S} - \frac{I_R(s)}{B_S} = 0 \quad (4.12)$$

Risolvendo risulta:

$$\frac{I_R(s)}{V_S(s)} = \frac{A_S B_S C_S}{(A_S - B_S)} \quad (4.13)$$

Ponendo

$$D = \frac{A_S B_S C_S}{(A_S - B_S)} \quad (4.14)$$

Si ottiene: $I_R(s) = D V_S(s)$.

Poiché la tensione $V_L(s)$ sul carico è data dal prodotto tra la resistenza Req e $I_R(s)$ si ottiene la funzione di trasferimento $FDT2_s$ che rappresenta la relazione tra la tensione sul carico $V_L(s)$ e la tensione di alimentazione $V_s(s)$ data da:

$$FDT2_s = \frac{V_L(s)}{V_S(s)} = Req * D \quad (4.15)$$

Ponendo i valori della costante D , definita in (4.14), all'interno della relazione (4.15) si ottiene l'espressione della funzione di trasferimento:

$$FDT2_s = \frac{s C_R Req}{\left(\frac{1+s^2 C_T L_T}{s^2 M C_T} + \frac{s^2 M C_R}{1+s^2 C_R L_R + s Req C_R} \right) (1+s^2 C_R L_R + s Req C_R)} \quad (4.16)$$

Inoltre si può considerare la (4.13) come la funzione di trasferimento $FDT3_s$ che rappresenta la relazione tra la corrente sulla bobina ricevente $I_R(s)$ e la tensione di alimentazione $V_s(s)$. Questa risulta:

$$FDT3_s = \frac{I_R(s)}{V_S(s)} = \frac{s C_R}{\left(\frac{1+s^2 C_T L_T}{s^2 M C_T} + \frac{s^2 M C_R}{1+s^2 C_R L_R + s Req C_R} \right) (1+s^2 C_R L_R + s Req C_R)} \quad (4.17)$$

4.1.2 Funzioni di trasferimento nel caso non ideale

Nel il circuito in Figura 4.2 sono state prese in considerazione anche le resistenze delle bobine r_T e r_R . Le funzioni di trasferimento ottenute risultano analoghe a quelle del caso ideale ma le costanti A' , B' , C' tengono ora conto anche delle resistenze.

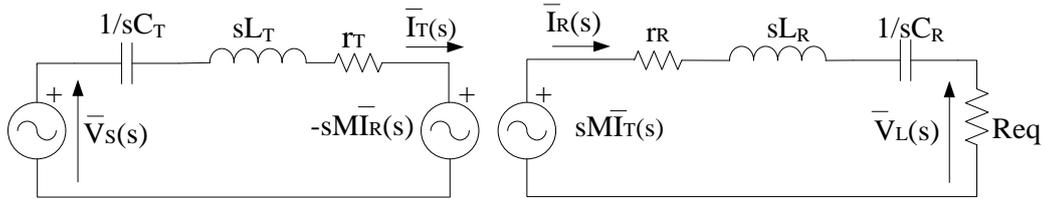


Figura 4.2: Compensazione serie-serie nel dominio delle trasformate con resistenze delle bobine

Le relazioni in (4.1) ora sono scritte come:

$$\begin{cases} V_S(s) - \frac{I_T'(s)}{sC_T} - r_T I_T'(s) - L_T s I_T'(s) = -sM I_R'(s) \\ sM I_T'(s) - r_R I_R'(s) - sL_R I_R'(s) - \frac{I_R'(s)}{sC_R} - Req I_R'(s) = 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

Le costanti A , B , C e D ora hanno un'espressione più complessa a causa della presenza delle resistenze, e diventano:

$$A'_s = \frac{1+s^2 C_T L_T + C_T r_T s}{s^2 M C_T} \quad (4.19)$$

$$B'_s = \frac{s^2 M C_R}{1+s^2 C_R L_R + s Req C_R + C_R r_R s} \quad (4.20)$$

$$C'_s = \frac{s C_T}{1+s^2 C_T L_T + C_T r_T s} \quad (4.21)$$

$$D' = \frac{A' B' C'}{(A' - B')} \quad (4.22)$$

Le funzioni di trasferimento che tengono conto anche delle resistenze hanno la stessa forma generale delle precedenti e risultano:

$$FDT1'_s = \frac{I_T'(s)}{V_S(s)} = \frac{1}{(A'_s - B'_s) s M} \quad (4.23)$$

$$FDT2'_s = \frac{V_L'(s)}{V_S(s)} = Req * D' \quad (4.24)$$

$$FDT3'_s = \frac{I_R'(s)}{V_S(s)} = \frac{A'_s B'_s C'_s}{(A'_s - B'_s)} \quad (4.25)$$

Sostituendo le espressioni delle costanti si può scrivere:

$$FDT1'_s = \frac{I_T'(s)}{V_S(s)} = \frac{1}{\left(\frac{1+s^2 C_T L_T + C_T r_T s}{s^2 M C_T} - \frac{s^2 M C_R}{1+s^2 C_R L_R + s Req C_R + C_R r_{RS}} \right) s M} \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned} FDT2'_s &= Req * \frac{A'_s B'_s C'_s}{(A'_s - B'_s)} = \\ &= \frac{s C_R Req}{\left(\frac{1+s^2 C_T L_T + C_T r_T s}{s^2 M C_T} - \frac{s^2 M C_R}{1+s^2 C_R L_R + s Req C_R + C_R r_{RS}} \right) (1+s^2 C_R L_R + s Req C_R + C_R r_{RS})} \end{aligned} \quad (4.27)$$

$$\begin{aligned} FDT3'_s &= \frac{A'_s B'_s C'_s}{(A'_s - B'_s)} = \\ &= \frac{s C_R}{\left(\frac{1+s^2 C_T L_T + C_T r_T s}{s^2 M C_T} - \frac{s^2 M C_R}{1+s^2 C_R L_R + s Req C_R + C_R r_{RS}} \right) (1+s^2 C_R L_R + s Req C_R + C_R r_{RS})} \end{aligned} \quad (4.28)$$

4.2 Efficienza e figure di merito

4.2.1 Determinazione dell'efficienza in condizioni di non risonanza

Si consideri il circuito in Figura 4.3, in cui vengono anche considerate le resistenze delle bobine r_T e r_R .

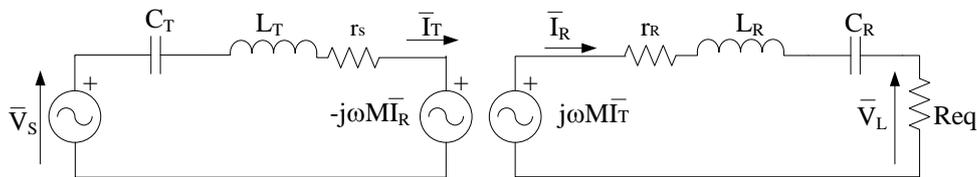


Figura 4.3: Compensazione serie-serie

L'impedenza equivalente della sezione ricevente è data dalla serie di r_R , L_R , C_R e Req ed è pari a:

$$\begin{aligned} Z'_{R,s} &= r_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} + Req = Req + r_R + j \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R} \right) \\ &= \frac{(1 - \omega^2 L_R C_R) + j\omega C_R (r_R + Req)}{j\omega C_R} \end{aligned} \quad (4.29)$$

L'impedenza del secondario riflessa al primario $Z'_{ref,s}$ risulta:

$$Z'_{ref,s} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{R,s,r}} = \frac{\omega^2 M^2 j\omega C_R}{(1 - \omega^2 L_R C_R) + j\omega C_R (r_R + Req)} =$$

$$= \frac{M^2 \omega^2 (Req + r_R)}{(Req + r_R)^2 + \left(L_R \omega - \frac{1}{C_R \omega}\right)^2} - j \frac{M^2 \omega^2 \left(L_R \omega - \frac{1}{C_R \omega}\right)}{(Req + r_R)^2 + \left(L_R \omega - \frac{1}{C_R \omega}\right)^2} \quad (4.30)$$

Per quanto riguarda il trasmettitore l'impedenza equivalente è data dalla serie di r_T , L_T e C_T , ed è pari a:

$$\dot{Z}'_T = r_T + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} = r_T + j\left(\omega L_T - \frac{1}{\omega C_T}\right) = \frac{1 - \omega^2 L_T C_T + j\omega C_T r_T}{j\omega C_T} \quad (4.31)$$

Il circuito può essere semplificato come in Figura 4.4, considerando l'unica impedenza $\dot{Z}_{tot,s}$ che è data dalla serie dell'impedenza equivalente del trasmettitore \dot{Z}'_T e dell'impedenza equivalente del ricevitore riflessa al primario $Z'_{ref,s}$.

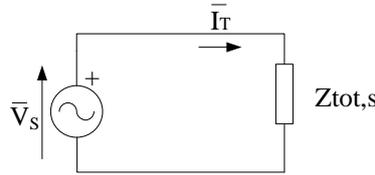


Figura 4.4: Circuito equivalente

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{tot,s} = \dot{Z}'_T + Z'_{ref,s} &= \frac{1 - \omega^2 L_T C_T + j\omega C_T r_T}{j\omega C_T} + \frac{\omega^2 M^2 j\omega C_R}{(1 - \omega^2 L_R C_R) + j\omega C_R (r_R + Req)} \\ &= r_T + j\left(\omega L_T - \frac{1}{\omega C_T}\right) + \frac{\omega^2 M^2}{r_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} + Req} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Dalla figura si ha che la tensione di alimentazione è data dal prodotto tra l'impedenza $\dot{Z}_{tot,s}$ e la corrente \bar{I}_T del trasmettitore; di conseguenza \bar{I}_T è pari a:

$$\bar{I}_T = \frac{\bar{V}_s}{\dot{Z}_{tot,s}} = \frac{\bar{V}_s}{r_T + j\left(\omega L_T - \frac{1}{\omega C_T}\right) + \frac{\omega^2 M^2}{r_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} + Req}} \quad (4.33)$$

Dall'equazione (2.2) si può ricavare la tensione ai capi della bobina ricevente come:

$$\bar{V}_R = j\omega M \bar{I}_T = j\omega M \frac{\bar{V}_s}{\dot{Z}_{tot,s}} = \frac{j\omega M \bar{V}_s}{r_T + j\left(\omega L_T - \frac{1}{\omega C_T}\right) + \frac{\omega^2 M^2}{r_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} + Req}} \quad (4.34)$$

La corrente nella bobina ricevente, invece, è data da:

$$\bar{I}_R = \frac{\bar{V}_R}{\bar{Z}_{R,S}} = \frac{j\omega M \bar{V}_S}{\left(R_{eq} + r_R + j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right) \right) \left(r_T + j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right) + \frac{\omega^2 M^2}{r_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} + R_{eq}} \right)} \quad (4.35)$$

Dall'equazione (2.1) si può ricavare la tensione ai capi della bobina trasmittente come:

$$\bar{V}_T = -j\omega M \bar{I}_R = \frac{(\omega M)^2 \bar{V}_S}{\left(R_{eq} + r_R + j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right) \right) \left(r_T + j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right) + \frac{\omega^2 M^2}{r_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} + R_{eq}} \right)} \quad (4.36)$$

Al fine di determinare l'efficienza del sistema è necessario determinare la potenza in uscita e in ingresso e calcolare il rapporto tra esse. La potenza in uscita è data dalla resistenza equivalente del carico R_{eq} moltiplicata per il quadrato del modulo della corrente del trasmettitore \bar{I}_R , mentre la potenza in ingresso è data dalla parte reale del prodotto tra la tensione di ingresso \bar{V}_S e il fasore complesso coniugato della corrente che circola nel trasmettitore \bar{I}_T . Per cui si può scrivere:

$$P_{out} = R_{eq} |I_R|^2 = \frac{R_{eq} |\omega M V_S|^2}{\left| R_{eq} + r_R + j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right) \right|^2 \left| r_T + j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right) + \frac{\omega^2 M^2}{r_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} + R_{eq}} \right|^2} \quad (4.37)$$

$$P_{in} = \Re(\bar{V}_S \bar{I}_T^*) = \frac{V_S^2 \sigma}{\sigma^2 + \left(-\omega L_T + \frac{1}{\omega C_T} + \frac{M^2 \omega^2 \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right)}{(R_{eq} + r_R)^2 + \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right)^2} \right)^2} \quad (4.38)$$

Dove $\sigma = r_T + \frac{M^2 \omega^2 (R_{eq} + r_R)}{(R_{eq} + r_R)^2 + \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right)^2}$

Si può quindi concludere ricavando l'espressione dell'efficienza del sistema facendo il rapporto tra (4.37) e (4.38), ovvero:

$$\eta_{SS} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{R_{eq} |\omega M V_S|^2}{V_S^2 \sigma \left((R_{eq} + r_R)^2 + \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_R}\right)^2 \right)} \quad (4.39)$$

4.2.2 Efficienza, fattore di potenza e rapporto di trasferimento di potenza in condizioni di risonanza

Variando il duty cycle dell'interruttore del chopper si può controllare la sua tensione d'uscita per fare in modo che la corrente nella batteria segua il profilo di carica richiesto. La potenza assorbita dalla batteria è P_L , data dal prodotto tra la tensione e la corrente nel carico. Poiché V_o è costante, dalla (3.17), anche $V_{L,S}$ è costante. Si suppone che non ci siano perdite nel circuito di raddrizzamento e nel chopper e che le resistenze parassite delle bobine siano nulle. Si può dunque scrivere:

$$P_L = V_L I_L = V_o I_o = V_{L,S} I_{L,S} \quad (4.40)$$

Poiché la sezione ricevente ha una compensazione di tipo serie si ha che, in condizioni di risonanza, la corrente nel carico $\bar{I}_{L,S}$ è uguale alla corrente nella bobina ricevente \bar{I}_R , per la (3.15), e la tensione \bar{V}_T risulta uguale alla fondamentale \bar{V}_S della tensione all'uscita dell'inverter ad alta frequenza, per la (3.18). Inoltre, l'impedenza equivalente del ricevitore $Z_{R,S}$ vista da \bar{V}_R è resistiva (2.30), così come l'impedenza vista da \bar{V}_S . Quest'ultima è la $Z_{R,S}'$ definita in (2.32), ossia l'impedenza $Z_{R,S}'$ riportata al primario. Di conseguenza le correnti \bar{I}_R e \bar{I}_T sono in fase con le rispettive tensioni \bar{V}_R e \bar{V}_S . Il diagramma fasoriale corrispondente è mostrato in Figura 4.5. [6]

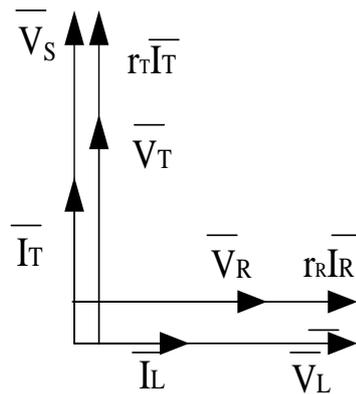


Figura 4.5: Diagramma fasoriale per la topologia SS

Le equazioni rappresentanti i due circuiti della figura, considerando anche le resistenze, sono:

$$\begin{cases} V_S = r_T I_T + \omega M I_R \\ V_R = r_R I_R + V_L \end{cases} \quad (4.41)$$

Da (2.2) e dalla seconda equazione di (4.41) si ricava la relazione tra la corrente I_T e I_R :

$$I_T = \frac{V_R}{j\omega M} = \frac{r_R I_R + V_L}{j\omega M} = \frac{r_R + Req}{j\omega M} I_R \quad (4.42)$$

Sostituendo le (3.15), (3.16), (4.40) in (2.39) si ottiene che l'efficienza, in condizioni di risonanza, è data da:

$$\eta_{SS} = \frac{P_L}{P_L + r_T \left(\frac{V_L}{\omega M}\right)^2 + r_R \left(\frac{P_L}{V_L}\right)^2} \quad (4.43)$$

L'efficienza in (2.39) può anche essere scritta sostituendo il valore della corrente I_T definita in (4.42) e considerando che $P_L = Req I_R^2$. Si ottiene quindi:

$$\begin{aligned} \eta_{SS} &= \frac{Req I_R^2}{Req I_R^2 + r_T \left(\frac{V_R}{j\omega M}\right)^2 + r_R I_R^2} = \frac{Req I_R^2}{Req I_R^2 + r_T I_R^2 \frac{r_R^2 + Req^2 + 2r_R Req}{(\omega M)^2} + r_R I_R^2} = \\ &= \frac{Req}{Req + \frac{r_R^2 r_T + Req^2 r_T + 2r_R r_T Req}{(\omega M)^2} + r_R} = \\ &= \frac{Req}{r_R + Req} \left(\frac{\omega^2 M^2}{(r_R + Req) r_T + \omega^2 M^2} \right) \end{aligned} \quad (4.44)$$

Nelle tipiche applicazioni la resistenza r_R è trascurabile rispetto alla resistenza del carico Req per cui l'espressione (4.44) può essere semplificata come:

$$\eta_{SS} = PF = \frac{k^2 Q_T Q_R}{1 + k^2 Q_T Q_R} \quad (4.45)$$

in cui Q_T e Q_R sono i fattori di qualità delle bobine definiti nella Tabella 2.1.

Poiché, in condizioni di risonanza, le impedenze sono puramente resistive, la potenza trasferita al carico è solo potenza attiva quindi l'efficienza ed il fattore di potenza PF hanno la stessa espressione.

Allo stesso modo si può determinare il rapporto di trasferimento di potenza RTP, sostituendo le (3.15), (3.16), (4.40) in (2.40) e ottenendo:

$$RTP = \frac{1}{\frac{r_T}{(\omega M)^2} Req + \left(1 + \frac{r_T r_R}{(\omega M)^2}\right)} \quad (4.46)$$

Si può osservare che RTP dipende dalla mutua induttanza e dalle resistenze delle bobine mentre il suo valore massimo si ottiene per il valore minimo di Req .

Sono stati inoltre calcolati i valori della potenza P_L e della resistenza equivalente del carico Req che rendono massima l'efficienza. Nel primo caso è stata calcolata la derivata dell'efficienza scritta nella forma (4.43) in funzione di P_L che risulta:

$$\frac{d\eta_{SS}}{dP_L} = \frac{1}{P_L + \frac{P_L^2 r_R}{V_L^2} + \frac{V_L^2 r_T}{M^2 \omega^2}} - \frac{P_L \left(\frac{2P_L r_R}{V_L^2} + 1 \right)}{\left(P_L + \frac{P_L^2 r_R}{V_L^2} + \frac{V_L^2 r_T}{M^2 \omega^2} \right)^2} \quad (4.47)$$

Ponendo la derivata uguale a 0 si ricava il valore della potenza sul carico che massimizza l'efficienza:

$$P_{L,SS,max} = \frac{V_L s^2}{\omega M} \sqrt{\frac{r_T}{r_R}} \quad (4.48)$$

E l'efficienza corrispondente alla potenza massima risulta:

$$\eta_{SS,Pmax} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\omega M} \sqrt{r_R r_T}} \quad (4.49)$$

Invece per calcolare il valore della resistenza Req che massimizza l'efficienza è stata derivata la (4.44) in funzione di Req e si ha:

$$\frac{d\eta_{SS}}{dReq} = \frac{1}{\sigma} - \frac{Req \left(\frac{2Req r_T + 2r_R r_T}{M^2 \omega^2} + 1 \right)}{\sigma^2} \quad (4.50)$$

$$\text{In cui } \sigma = Req + r_R + \frac{r_R^2 r_T + Req^2 r_T + 2r_R r_T Req}{(\omega M)^2}$$

Ponendo la derivata uguale a 0 si ricava il valore della resistenza che massimizza l'efficienza:

$$Req, max = \sqrt{\frac{r_R (\omega^2 M^2 + r_T r_R)}{r_T}} \quad (4.51)$$

E l'efficienza massima risulta:

$$\eta_{SS,max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_T}{(\omega M)^2} \sqrt{\frac{r_R (\omega^2 M^2 + r_T r_R)}{r_T}} + \frac{2r_T r_R}{(\omega M)^2}} \quad (4.52)$$

Le equazioni (4.48), (4.49), (4.51), (4.52) mostrano che $P_{L,SS,max}$, Req, max e $\eta_{SS,max}$ dipendono dalla mutua induttanza M , e quindi dal coefficiente di accoppiamento k , oltre che dalle resistenze delle bobine.

4.2.3 Fattori di dimensionamento

Per analizzare i fattori di dimensionamento si possono trascurare le resistenze delle bobine, senza alterare considerevolmente i risultati. Le (4.41) possono essere semplificate nel modo seguente:

$$\begin{cases} \bar{V}_S \cong j\omega M \bar{I}_R \\ \bar{V}_R \cong \bar{V}_L \end{cases} \quad (4.53)$$

Quindi la corrente nel trasmettitore definita dalla (4.42) risulta:

$$\bar{I}_T \cong \frac{\bar{V}_L}{j\omega M} = \frac{Req}{j\omega M} \bar{I}_R \quad (4.54)$$

Di conseguenza si ha $A_S = P_N$, quindi il fattore di dimensionamento dell'alimentazione risulta: $FDA=1$

La tensione ai capi della bobina trasmittente V_{Tt} e della bobina ricevente V_{Rt} possono essere scritte come:

$$\bar{V}_{Tt} = -\frac{L_T}{M} \bar{V}_{L,S} + j\omega M \bar{I}_{L,S} \quad (4.55)$$

$$\bar{V}_{Rt} = \bar{V}_{L,S} - j\omega M L_R \bar{I}_{L,S} \quad (4.56)$$

Sostituendo la (4.54) e la (4.55) nella (2.37) si può ricavare la potenza apparente della bobina trasmittente:

$$A_T = P_N \sqrt{1 + \left(\frac{L_T V_{L,S}^2}{\omega M^2 P_N} \right)^2} \quad (4.57)$$

Analogamente, sostituendo la (4.56) e la (3.15) nella (2.38) si può ricavare la potenza apparente A_R della bobina ricevente:

$$A_R = P_N \sqrt{1 + \left(\frac{\omega P_N L_R}{V_{L,S}^2} \right)^2} \quad (4.58)$$

Si può quindi concludere ottenendo il fattore di dimensionamento delle bobine FDB, definito come il rapporto tra la somma delle potenze apparenti delle bobine e la potenza nominale. Dalle (4.57) e (4.58) si ha:

$$FDB \triangleq \frac{A_T + A_R}{P_N} = \sqrt{1 + \left(\frac{L_T V_{L,S}^2}{\omega M^2 P_N}\right)^2} + \sqrt{1 + \left(\frac{\omega P_N L_R}{V_{L,S}^2}\right)^2} \quad (4.59)$$

Si osserva che FDB è direttamente proporzionale alle induttanze delle bobine mentre è inversamente proporzionale alla mutua induttanza M e quindi al coefficiente di accoppiamento k. Per poter diminuire il costo e le dimensioni del caricabatteria è quindi fondamentale migliorare l'accoppiamento delle bobine, limitando il più possibile il flusso di dispersione

CAPITOLO 5

Funzioni di trasferimento, efficienza e figure di merito per la topologia SP

5.1 Funzioni di trasferimento

Anche nel caso della topologia con compensazione serie-parallelo è stata determinata la funzione di trasferimento del sistema. In questo modo si può legare l'uscita all'ingresso del sistema considerato, operando nel dominio della trasformata di Laplace.

5.1.1 Funzioni di trasferimento nel caso ideale

Se si considera il circuito in Figura 5.1, in cui sono state trascurate le resistenze delle bobine, si possono scrivere l'impedenza equivalente del trasmettitore e quella vista a valle della bobina ricevente, le quali risultano:

$$Z_T = \frac{1}{sC_T} + sL_T = \frac{1+s^2L_TC_T}{sC_T} \quad (5.1)$$

$$Z_{eq,p} = \frac{1}{sC_R} // Req = \frac{Req}{1+sC_RReq} \quad (5.2)$$

Z_T è l'impedenza equivalente del trasmettitore data dalla serie tra l'induttanza L_T e il condensatore C_T ed è equivalente a quella che si aveva nella topologia serie-serie.

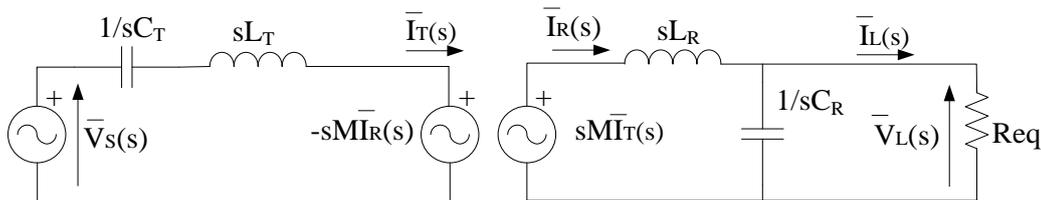


Figura 5.1: Compensazione serie-parallelo nel dominio delle trasformate

Dal momento che la compensazione al primario è rimasta invariata. $Z_{eq,p}$, invece, è l'impedenza data dal parallelo tra il condensatore C_R del ricevitore e la resistenza equivalente di carico. La serie di questa con l'induttanza L_R fornisce l'impedenza equivalente del ricevitore, che si può scrivere nel modo seguente:

$$Z_{R,p} = Z_{eq,p} + sL_R = \frac{Req+sL_R+s^2L_R C_R Req}{1+sC_R Req} \quad (5.3)$$

Si possono quindi scrivere le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} V_S(s) - I_T(s)Z_T s = -sMI_R(s) \\ sMI_T(s) - Z_{R,p}I_R(s) = 0 \end{cases} \quad (5.4)$$

Si ricava la corrente del ricevitore I_R da entrambe le relazioni ottenendo:

$$\begin{cases} I_R(s) = \frac{Z_T}{sM} I_T(s) - \frac{V_S(s)}{sM} \\ I_R(s) = \frac{sM}{Z_{R,p}} I_T(s) \end{cases} \quad (5.5)$$

Per semplicità si pone:

$$A_p = \frac{Z_T}{sM} = \frac{1+s^2C_T L_T}{s^2 M C_T} = A_s \quad (5.6)$$

$$B_p = \frac{sM}{Z_{R,p}} = \frac{sM(1+sC_R Req)}{Req+sL_R+s^2L_R C_R Req} \quad (5.7)$$

Si osserva che la costante A è equivalente a quella che si era ottenuta per la topologia SS poiché è riferita solo al primario mentre la costante B ha un'espressione differente per la presenza della compensazione parallelo nel ricevitore.

Uguagliando le due equazioni della (5.5) si ottiene:

$$A_p I_T(s) - \frac{V_S(s)}{sM} = B_p I_T(s) \quad (5.8)$$

Risolvendo si ottiene la funzione di trasferimento $FDT1_p$ che rappresenta la relazione tra la corrente $I_T(s)$ nel trasmettitore e la tensione di alimentazione $V_S(s)$ data da:

$$FDT1_p = \frac{I_T(s)}{V_S(s)} = \frac{1}{(A_p - B_p)sM} \quad (5.9)$$

La forma generale di questa equazione è equivalente a quella ottenuta per la topologia SS, anche se l'espressione finale della funzione di trasferimento risulta essere differente per la presenza della costante B_p . Ponendo i valori delle costanti A e B definite in (5.6) e (5.7) all'interno della relazione (5.9) si ottiene l'espressione della funzione di trasferimento:

$$FDT1_p = \frac{1}{sM \left(\frac{sM(1+sC_R Req)}{s^2 L_R C_R Req + Req + sL_R} - \frac{1+s^2 C_T L_T}{s^2 M C_T} \right)} \quad (5.10)$$

Per calcolare, invece, la relazione tra le tensioni di uscita e di ingresso si ricava la corrente I_T da entrambe le relazioni della (5.4) ottenendo:

$$\begin{cases} I_T(s) = \frac{V_S(s)}{Z_T} + I_R(s) \frac{sM}{Z_T} \\ I_T(s) = I_R(s) \frac{Z_{R,p}}{sM} \end{cases} \quad (5.11)$$

Considerando le costanti definite dalle (5.6), (5.7) si può scrivere:

$$\begin{cases} I_T(s) = \frac{V_S(s)}{Z_T} + \frac{I_R(s)}{A_p} \\ I_T(s) = \frac{I_R(s)}{B_p} \end{cases} \quad (5.12)$$

Uguagliando le due equazioni della (5.11) si ottiene:

$$\frac{V_S(s)}{Z_T} + \frac{I_R(s)}{A_p} - \frac{I_R(s)}{B_p} = 0 \quad (5.13)$$

Risolvendo risulta:

$$\frac{I_R(s)}{V_S(s)} = \frac{A_p B_p}{(A_p - B_p) Z_T} \quad (5.14)$$

Ponendo

$$C_p = \frac{A_p B_p}{(A_p - B_p) Z_T} \quad (5.15)$$

Si ottiene: $I_R(s) = C_p V_S(s)$.

La tensione $V_L(s)$ sul carico, in questo caso, è data dal prodotto tra la corrente $I_R(s)$ e l'impedenza $Z_{eq,p}$. Si può quindi ottenere la funzione di trasferimento $FDT2_p$ che rappresenta la relazione tra la tensione sul carico $V_L(s)$ e la tensione di alimentazione $V_S(s)$ data da:

$$FDT2_p = \frac{V_L(s)}{V_S(s)} = Z_{eq,p} * C_p \quad (5.16)$$

Ponendo i valori della costante C_p , definita in (5.15), all'interno della relazione (5.16) si ottiene l'espressione della funzione di trasferimento:

$$FDT2_p = \frac{sM(1+sC_RReq)}{sM\left(\frac{sM(1+sC_RReq)}{s^2L_R C_R Req + Req + sL_R} - \frac{1+s^2C_T L_T}{s^2 M C_T}\right)(s^2L_R C_R Req + Req + sL_R)} \quad (5.17)$$

Inoltre si può considerare la (5.14) come la funzione di trasferimento $FDT3_p$ che rappresenta la relazione tra la corrente sulla bobina ricevente $I_R(s)$ e la tensione di alimentazione $V_S(s)$. Questa risulta:

$$FDT3_p = \frac{I_R(s)}{V_S(s)} = \frac{sM(1+sC_RReq)}{sM\left(\frac{sM(1+sC_RReq)}{s^2L_R C_R Req + Req + sL_R} - \frac{1+s^2C_T L_T}{s^2M C_T}\right)(1+sC_RReq)} \quad (5.18)$$

Poiché, nella topologia SP, la corrente nel ricevitore è differente da quella entrante nel carico è importante analizzare anche il comportamento di quest'ultima. Infatti la corrente nel ricevitore è necessaria per il dimensionamento del sistema mentre quella sul carico è fondamentale per ottenere una ricarica ottimale della batteria. Le funzioni di trasferimento $FDT4_p$ e $FDT5_p$ mostrano il comportamento della corrente I_L in funzione, rispettivamente, della tensione in ingresso e della corrente nel trasmettitore. La corrente entrante nel carico si può ottenere a partire dalla relazione che lega la tensione sul carico e la resistenza equivalente, ovvero:

$$V_L(s) = Req I_L(s) \quad (5.19)$$

Sostituendola nella (5.16) si può scrivere:

$$FDT4_p = \frac{I_L(s)}{V_S(s)} = \frac{C_p}{1+sC_RReq} \quad (5.20)$$

Dalla (5.9) si può ricavare la relazione tra la tensione in ingresso e la corrente nel trasmettitore, che risulta essere:

$$V_S(s) = (A_p - B_p)sM I_T(s) \quad (5.21)$$

Sostituendola nella (5.20) si ottiene:

$$FDT5_p = \frac{I_L(s)}{I_T(s)} = \frac{sM(A_p - B_p)C_p}{1+sC_RReq} = \frac{sM}{Req + sL_R + s^2L_R C_R Req} \quad (5.22)$$

5.1.2 Funzioni di trasferimento nel caso non ideale

Nel il circuito in Figura 5.2 sono state prese in considerazione anche le resistenze delle bobine r_T e r_R . Ora l'impedenza equivalente del trasmettitore diventa:

$$Z'_T = \frac{1}{sC_T} + sL_T + r_T = \frac{1+s^2L_T C_T + sr_T C_T}{sC_T} \quad (5.23)$$

Mentre l'impedenza vista a valle della bobina ricevente rimane immutata.

$$Z_{eq,p} = \frac{1}{sC_R} // Req = \frac{Req}{1+sC_RReq} \quad (5.24)$$

Di conseguenza, l'impedenza equivalente del ricevitore data dalla serie tra l'induttanza L_R , la resistenza r_R e l'impedenza $Z_{eq,p}$ risulta:

$$Z'_{R,p} = Z_{eq,p} + sL_R + r_T = \frac{Req + sL_R + s^2 L_R C_R Req + r_R + sr_R C_R Req}{1 + sC_R Req} \quad (5.25)$$

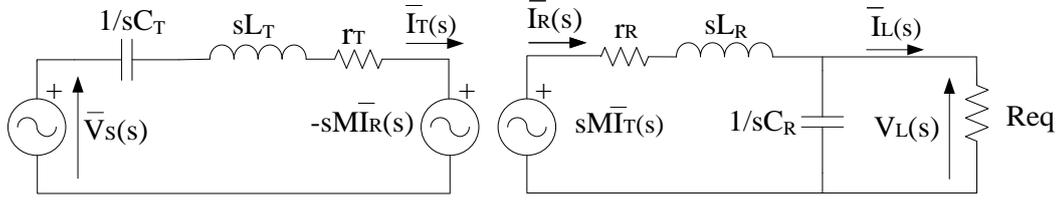


Figura 5.2: Compensazione serie-parallelo nel dominio delle trasformate con resistenze delle bobine

Le relazioni generali che rappresentano il circuito hanno la stessa forma di quelle definite dalla (5.4). Ciò che cambia sono i valori delle impedenze e delle correnti. Per cui si ha:

$$\begin{cases} V_S(s) - I'_T(s)Z'_T s = -sMI'_R(s) \\ sMI'_T(s) - Z'_{R,p}I'_R(s) = 0 \end{cases} \quad (5.26)$$

Anche in questo caso si possono introdurre delle costanti per semplificare i calcoli ma A, B e C ora hanno un'espressione più complessa a causa della presenza delle resistenze, e diventano:

$$A'_p = \frac{Z'_T}{sM} = \frac{1 + s^2 L_T C_T + sr_T C_T}{s^2 M C_T} = A'_s \quad (5.27)$$

$$B'_p = \frac{sM}{Z'_{R,p}} = \frac{sM(1 + sC_R Req)}{Req + sL_R + s^2 L_R C_R Req + r_R + sr_R C_R Req} \quad (5.28)$$

$$C'_p = \frac{A_p B_p}{(A_p - B_p)Z'_{T,p}} \quad (5.29)$$

Seguendo un procedimento analogo a quello utilizzato in precedenza si possono ricavare le funzioni di trasferimento nel caso non ideale, le quali hanno la stessa forma generale delle precedenti e risultano:

$$FDT1'_p = \frac{I'_T(s)}{V_S(s)} = \frac{1}{(A'_p - B'_p)sM} \quad (5.30)$$

$$FDT2'_p = \frac{V'_L(s)}{V_S(s)} = Z_{eq,p} C'_p \quad (5.31)$$

$$FDT3'_p = \frac{I'_R(s)}{V_S(s)} = \frac{A'_p B'_p}{(A'_p - B'_p)Z'_{T,p}} \quad (5.32)$$

$$FDT4'_p = \frac{I'_L(s)}{V_S(s)} = \frac{C'_p}{1 + sC_R Req} \quad (5.33)$$

$$FDT5'_p = \frac{I'_L(s)}{I'_T(s)} = \frac{sM(A'_p - B'_p)C'_p}{1 + sC_R Req} \quad (5.34)$$

Sostituendo le espressioni delle costanti si può scrivere:

$$FDT1'_p = \frac{I_T'(s)}{V_S(s)} = \frac{1}{\left(\frac{sM(1+sC_RReq)}{Req+sL_R+s^2L_R C_RReq+r_R+sr_R C_RReq} - \frac{1+s^2L_T C_T+sr_T C_T}{s^2 M C_T} \right) sM} \quad (5.35)$$

$$FDT2'_p = Z_{eq,p} * \frac{A'_p B'_p}{(A'_p - B'_p) Z'_{T,p}} = \frac{sM(1+sC_RReq)(s^2 L_R C_RReq + Req + sL_R)}{sM \left(\frac{sM(1+sC_RReq)}{\sigma} - \frac{1+sr_T C_T + s^2 L_T C_T}{s^2 M C_T} \right) (1+sC_RReq)\sigma} \quad (5.36)$$

$$FDT3'_p = \frac{A' B' C'}{(A' - B')} = \frac{sM(1+sC_RReq)}{sM \left(\frac{sM(1+sC_RReq)}{\sigma} - \frac{1+sr_T C_T + s^2 L_T C_T}{s^2 M C_T} \right) \sigma} \quad (5.37)$$

$$FDT4'_p = \frac{I_L'(s)}{V_S(s)} = \frac{C'_p}{1+sC_RReq} = \frac{sM}{\frac{\sigma(1+sr_T C_T + s^2 L_T C_T)}{s C_T (1+sC_RReq)} - s^3 M^3} \quad (5.38)$$

$$FDT5'_p = \frac{I_L'(s)}{I_T(s)} = \frac{sM(A'_p - B'_p)C'_p}{1+sC_RReq} = \frac{s^2 M^2 (A'_p - B'_p)}{\frac{\sigma(1+sr_T C_T + s^2 L_T C_T)}{s C_T (1+sC_RReq)} - s^3 M^3} \quad (5.39)$$

In cui $\sigma = Req + r_T + sL_R + sr_R C_RReq + s^2 L_R C_RReq$

5.2 Efficienza e figure di merito

5.2.1 Determinazione dell'efficienza in condizioni di non risonanza

Si consideri il circuito in Figura 5.3, in cui vengono anche considerate le resistenze delle bobine r_T e r_R .

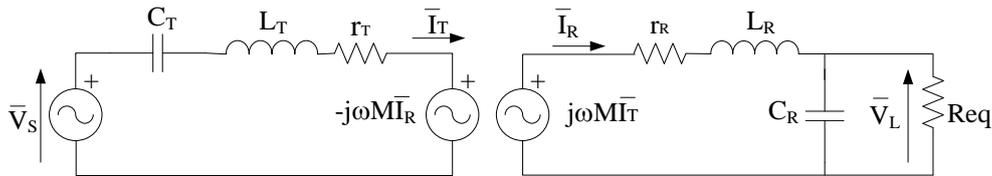


Figura 5.3: Compensazione serie-parallelo

Al fine di determinare l'impedenza equivalente del ricevitore è necessario calcolare l'impedenza equivalente data dal parallelo tra il condensatore C_R e la resistenza equivalente di carico che risulta:

$$\dot{Z}_{eq} = \frac{\frac{1}{j\omega C_R} Req}{\frac{1}{j\omega C_R} + Req} = \frac{Req}{1 + j\omega C_R Req} \quad (5.40)$$

L'impedenza equivalente della sezione ricevente è data dalla serie di r_R , L_R e $Z_{eq,p}$ ed è pari a:

$$\dot{Z}'_{R,p} = r_R + j\omega L_R + \frac{\frac{1}{j\omega C_R} R_{eq}}{\frac{1}{j\omega C_R} + R_{eq}} = \frac{j\omega L_R - \omega^2 L_R C_R R_{eq} + R_{eq} + r_R + j\omega C_R r_R R_{eq}}{1 + j\omega C_R R_{eq}} \quad (5.41)$$

L'impedenza del secondario riflessa al primario $Z'_{ref,p}$ risulta:

$$\dot{Z}'_{ref,p} = \frac{\omega^2 M^2}{Z'_{R,p}} = \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega C_R R_{eq})}{j\omega L_R - \omega^2 L_R C_R R_{eq} + R_{eq} + r_R + j\omega C_R r_R R_{eq}} \quad (5.42)$$

Per quanto riguarda il trasmettitore vale quanto detto per la topologia SS e l'impedenza equivalente è pari a:

$$\dot{Z}'_T = r_T + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} = r_T + j\left(\omega L_T - \frac{1}{\omega C_T}\right) = \frac{1 - \omega^2 L_T C_T + j\omega C_T r_T}{j\omega C_T} \quad (5.43)$$

Il circuito può essere semplificato come in Figura 5.4, considerando l'unica impedenza $\dot{Z}'_{tot,p}$ che è data dalla serie dell'impedenza equivalente del trasmettitore \dot{Z}'_T e dell'impedenza equivalente del ricevitore riflessa al primario $Z'_{ref,p}$.

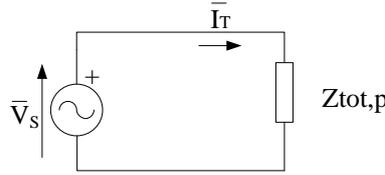


Figura 5.4: Circuito equivalente

$$\dot{Z}'_{tot,p} = Z'_T + Z'_{ref,p} = \frac{1 - \omega^2 L_T C_T + j\omega C_T r_T}{j\omega C_T} + \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega C_R R_{eq})}{j\omega L_R - \omega^2 L_R C_R R_{eq} + R_{eq} + r_R + j\omega C_R r_R R_{eq}} \quad (5.44)$$

Dalla figura si ha che la tensione di alimentazione è data dal prodotto tra l'impedenza $\dot{Z}'_{tot,p}$ e la corrente \bar{I}_T del trasmettitore; di conseguenza \bar{I}_T è pari a:

$$\bar{I}_T = \frac{\bar{V}_s}{\dot{Z}'_{tot,p}} = \frac{\bar{V}_s}{\frac{1 - \omega^2 L_T C_T + j\omega C_T r_T}{j\omega C_T} + \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega C_R R_{eq})}{j\omega L_R - \omega^2 L_R C_R R_{eq} + R_{eq} + r_R + j\omega C_R r_R R_{eq}}} \quad (5.45)$$

Dall'equazione (2.2) si può ricavare la tensione indotta ai capi della bobina ricevente come:

$$\begin{aligned}\bar{V}_R &= j\omega M \bar{I}_T = j\omega M \frac{\bar{V}_S}{Z_{tot,p}} = \\ &= \frac{j\omega M \bar{V}_S}{\frac{1-\omega^2 L_T C_T + j\omega C_T r_T}{j\omega C_T} + \frac{\omega^2 M^2 (1+j\omega C_R R_{eq})}{j\omega L_R - \omega^2 L_R C_R R_{eq} + R_{eq} + r_R + j\omega C_R r_R R_{eq}}}\end{aligned}\quad (5.46)$$

La corrente nella bobina ricevente, invece, è data da:

$$\bar{I}_R = \frac{\bar{V}_R}{Z'_{R,p}} = \frac{j\omega M \bar{V}_S}{\frac{j\omega L_R - \omega^2 L_R C_R R_{eq} + R_{eq} + r_R + j\omega C_R r_R R_{eq}}{1+j\omega C_R R_{eq}}}\quad (5.47)$$

Dall'equazione (2.1) si può ricavare la tensione ai capi della bobina trasmittente come:

$$\bar{V}_T = -j\omega M \bar{I}_R = \frac{(\omega M)^2 \bar{V}_S}{\frac{j\omega L_R - \omega^2 L_R C_R R_{eq} + R_{eq} + r_R + j\omega C_R r_R R_{eq}}{1+j\omega C_R R_{eq}}}\quad (5.48)$$

Al fine di determinare l'efficienza del sistema è necessario determinare la potenza in uscita e in ingresso e calcolare il rapporto tra esse. La potenza in uscita è data dall'impedenza equivalente Z_{eq} moltiplicata per il quadrato del modulo della corrente del trasmettitore \bar{I}_R , mentre la potenza in ingresso è data dalla parte reale del prodotto tra la tensione di ingresso \bar{V}_S e il fasore complesso coniugato della corrente che circola nel trasmettitore \bar{I}_T^* . Per cui si può scrivere:

$$P_{out} = \Re(Z_{eq}) |\bar{I}_R|^2 \quad (5.49)$$

$$P_{in} = \Re(\bar{V}_S \bar{I}_T^*) \quad (5.50)$$

Si può quindi concludere ricavando l'espressione dell'efficienza del sistema facendo il rapporto tra le potenze in uscita e in ingresso ottenendo [7]:

$$\eta_{SP} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\omega^2 M^2 R_{eq}}{|1+j\omega C_R R_{eq}|^2 [|\dot{Z}_R|^2 \Re(\dot{Z}_T) + \Re(\dot{Z}_R^*) \omega^2 M^2]}\quad (5.51)$$

L'espressione del fattore di potenza PF, invece, risulta:

$$PF = \frac{\omega^2 M^2 R_{eq}}{|1+j\omega C_R R_{eq}|^2 |\dot{Z}_R|^2 |\dot{Z}_T + \dot{Z}_R \omega^2 M^2|}\quad (5.52)$$

5.2.2 Efficienza e fattore di potenza in condizioni di risonanza

Al fine di determinare l'efficienza in condizioni di risonanza è necessario considerare la potenza assorbita dalla batteria P_L , definita dalla (4.40). Sostituendo le (3.23), (3.25), (4.40) in (2.39) si ottiene che l'efficienza, in condizioni di risonanza, è data da:

$$\eta_{SP} = \frac{P_L}{P_L + r_T \left(\frac{L_R P_L}{M V_{L,p}} \right)^2 + r_R \left[\left(\frac{P_L}{V_{L,p}} \right)^2 + \left(\frac{V_{L,p}}{\omega L_R} \right)^2 \right]} \quad (5.53)$$

Analogamente è possibile semplificare la relazione ottenuta in (5.51) considerando che il quadrato del modulo e la parte reale dell'impedenza del ricevitore in condizioni di risonanza sono:

$$|\dot{Z}_R|^2 = \frac{r_R^2 + \omega^2 (L_R + r_R C_{RReq})^2}{1 + \omega^2 C_{RReq}^2} \quad (5.54)$$

$$\Re(\dot{Z}_R) = \frac{r_R + \omega^2 (L_R + r_R C_{RReq}) C_{RReq}}{1 + \omega^2 C_{RReq}^2} \quad (5.55)$$

Di conseguenza l'espressione dell'efficienza risulta:

$$\eta_{SP} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\omega^2 M^2 Req}{(r_R^2 + \omega^2 (L_R + r_R C_{RReq})^2) r_R + (r_R + \omega^2 (L_R + r_R C_{RReq}) C_{RReq}) \omega^2 M^2} \quad (5.56)$$

Nelle tipiche applicazioni la resistenza r_R è trascurabile rispetto alla resistenza del carico Req per cui l'espressione (5.56) può essere semplificata come:

$$\eta_{SP} = \frac{k^2 Q_T}{Q_R + k^2 Q_T} \quad (5.57)$$

in cui Q_T e Q_R sono i fattori di qualità delle bobine definiti nella Tabella 2.1.

A differenza della topologia SS, in condizioni di risonanza l'impedenza del ricevitore non è puramente resistiva a causa del condensatore di compensazione posto in parallelo, per cui il fattore di potenza PF non ha la stessa espressione dell'efficienza e risulta:

$$PF = \frac{k^2 Q_T}{Q_R + k^2 Q_T + j Q_R Q_T} \quad (5.58)$$

Anche per questa topologia sono stati calcolati i valori della potenza P_L e della resistenza equivalente del carico Req che rendono massima l'efficienza.

Nel primo caso è stata calcolata la derivata dell'efficienza scritta nella forma (5.53) in funzione di P_L che risulta:

$$\frac{d\eta_{SP}}{dP_L} = \frac{1}{\sigma} - \frac{P_L \left(\frac{2P_L r_R}{V_L^2} + \frac{2L_R^2 P_L r_R + 1}{M^2 V_L^2} \right)}{\sigma^2} \quad (5.59)$$

$$\text{In cui: } \sigma = P_L + r_T \left(\frac{L_R P_L}{M V_{L,p}} \right)^2 + r_R \left[\left(\frac{P_L}{V_{L,p}} \right)^2 + \left(\frac{V_{L,p}}{\omega L_R} \right)^2 \right]$$

Ponendo la derivata uguale a 0 si ricava il valore della potenza sul carico che massimizza l'efficienza:

$$P_{L,SP,max} = \frac{V_{L,p}^2}{\omega L_R} \sqrt{\frac{r_R}{r_T \left(\frac{L_R}{M} \right)^2 + r_R}} \quad (5.60)$$

E l'efficienza corrispondente a tale potenza risulta:

$$\eta_{SP,Pmax} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\omega M} \sqrt{r_R r_T + r_R \left(\frac{M}{L_R} \right)^2}} \quad (5.61)$$

Invece per calcolare il valore della resistenza Req che massimizza l'efficienza è stata derivata la (5.56) in funzione di Req e si ha:

$$\frac{d\eta_{SS}}{dReq} = \frac{\omega^2 M^2}{\sigma} - \frac{\omega^2 M^2 Req \left(\omega^2 M^2 (\omega^2 C_R (L_R + r_R C_R Req) + \omega^2 r_R C_R^2 Req) + 2\omega^2 C_R r_R^2 (L_R + r_R C_R Req) \right)}{\sigma^2} \quad (5.62)$$

$$\text{In cui } \sigma = r_R (\omega^2 (L_R + r_R C_R Req)^2 + r_R^2) + \omega^2 M^2 (C_R Req (L_R + r_R C_R Req) \omega^2 + r_R$$

Ponendo la derivata uguale a 0 si ricava il valore della resistenza che massimizza l'efficienza:

$$Req, max = \sqrt{\frac{(\omega^2 M^2 + r_R^2)(\omega^2 L_R^2 + M^2 \omega^2 + r_R^2)}{C_R M^2 \omega^3 + r_R^2 C_R \omega}} \quad (5.63)$$

5.2.3 Fattori di dimensionamento

Per analizzare i fattori di dimensionamento si possono trascurare le resistenze delle bobine, senza alterare considerevolmente i risultati. A differenza della topologia SS, ora la potenza apparente dell'alimentazione è differente dalla potenza nominale.

La corrente nel trasmettitore risulta:

$$\bar{I}_T = -\frac{L_R}{M} \bar{I}_{L,p} \quad (5.64)$$

Derivando la tensione V_s dalle (3.24) e (3.26) e tenendo conto della corrente nel trasmettitore si può determinare la potenza apparente dell'alimentazione:

$$A_s = P_N \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_R P_N}{V_{L,p}^2}\right)^2} \quad (5.65)$$

Fattore di dimensionamento dell'alimentazione

$$FDA = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_R P_N}{V_{L,p}^2}\right)^2} \quad (5.66)$$

Sostituendo la (4.54) e la (4.55) nella (2.37) si può ricavare la potenza apparente della bobina trasmittente:

$$A_T = P_N \sqrt{1 + \left[\omega P_N L_R \frac{1}{V_{L,p}^2} \left(\frac{1-k^2}{k^2}\right)\right]^2} \quad (5.67)$$

Analogamente, sostituendo la (4.56) e la (3.23) nella (2.38) si può ricavare la potenza apparente A_R della bobina ricevente:

$$A_R = P_N \sqrt{1 + \left(\frac{V_{L,p}^2}{\omega L_R P_N}\right)^2} \quad (5.68)$$

Si può quindi concludere ottenendo il fattore di dimensionamento delle bobine FDB, definito come il rapporto tra la somma delle potenze apparenti delle bobine e la potenza nominale. Dalle (4.57) e (4.58) si ha:

$$FDB \triangleq \frac{A_T + A_R}{P_N} = \sqrt{1 + \left[\frac{\omega P_N L_R}{V_{L,p}^2} \left(\frac{1-k^2}{k^2}\right)\right]^2} + \sqrt{1 + \left(\frac{V_{L,p}^2}{\omega P_N L_R}\right)^2} \quad (5.69)$$

CAPITOLO 6

Analisi della topologia Serie-Serie

Si consideri il WPTBC (Wireless Power Transfer Battery Charger) descritto in Appendice. Al fine di analizzare la topologia con compensazione SS si può considerare il circuito equivalente in Figura 6.1, in cui, per semplicità, si sono trascurate le resistenze parassite delle bobine.

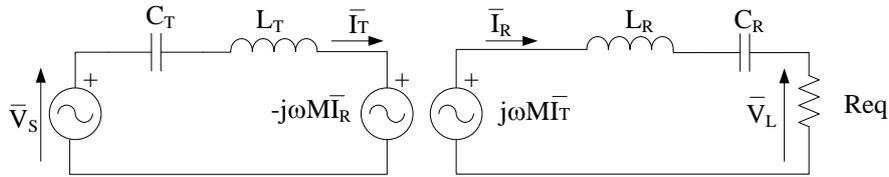


Figura 6.1: Circuito equivalente compensazione SS

Come tensione di alimentazione \bar{V}_S si è posta la prima armonica della tensione di uscita dell'inverter ad alta frequenza definita da:

$$V_s = \frac{4}{\pi} V_{DC} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) = 251 \text{ V} \quad (6.1)$$

L'angolo α è stato calcolato con la formula (3.19) e risulta: $\alpha=1.1446$, invece V_{DC} è la tensione all'ingresso dell'inverter ed è pari a 365 V.

Secondo la (2.32) l'impedenza del secondario riflessa al primario, in condizioni di risonanza, è pari a:

$$Z_{ref,s} = \frac{\omega^2 M^2}{R_{eq}} = 41,83 \Omega \quad (6.2)$$

Per la (2.2) la tensione indotta al ricevitore è direttamente proporzionale alla corrente del trasmettitore I_T , la quale è data da:

$$I_T = \frac{V_s}{Z_{ref,s}} = 6,02 \text{ A} \quad (6.3)$$

In condizioni di risonanza serie sia ha $\bar{V}_T = \bar{V}_S$ dunque la corrente del ricevitore è pari a:

$$\bar{I}_R = j \frac{\bar{V}_S}{\omega M} = 0 + j15.7 \text{ A} \quad (6.4)$$

Inoltre si ha anche $\bar{V}_L = \bar{V}_R$ dove \bar{V}_L è la tensione sulla resistenza equivalente Req.

$$V_L = V_R = j\omega M I_T = 96,41 V \quad (6.5)$$

La tensione V_L può essere ricondotta alla tensione V_0 all'uscita del raddrizzatore a diodi del circuito in figura 2.1 tramite la formula:

$$V_L = \frac{4V_0}{\pi} \quad (6.6)$$

Da (6.3) e (6.4) si osserva che, se la corrente primaria I_T è mantenuta costante, allora la tensione indotta al secondario e quindi la tensione sul carico ($\bar{V}_L = \bar{V}_R$) rimangono costanti. In queste condizioni la topologia SS si comporta come un generatore di tensione controllato.

Inoltre, in risonanza, la tensione indotta sulla sezione trasmittente \bar{V}_T è uguale alla tensione di alimentazione \bar{V}_S . Quindi se il primario è alimentato da una sorgente di tensione controllata, la corrente \bar{I}_R al secondario rimane costante

Perciò, da queste considerazioni, si può affermare che la topologia SS può operare sia come un generatore di tensione controllato sia come un generatore di corrente controllato a seconda della natura della sorgente. [5]

In Figura 6.2 sono rappresentate le forme d'onda delle correnti del trasmettitore e del ricevitore ricavate dalla simulazione del circuito in Figura 6.1 con il programma Simulink. Sono entrambe sinusoidali e la corrente I_R risulta sfasata di 90° in anticipo rispetto alla corrente I_T .

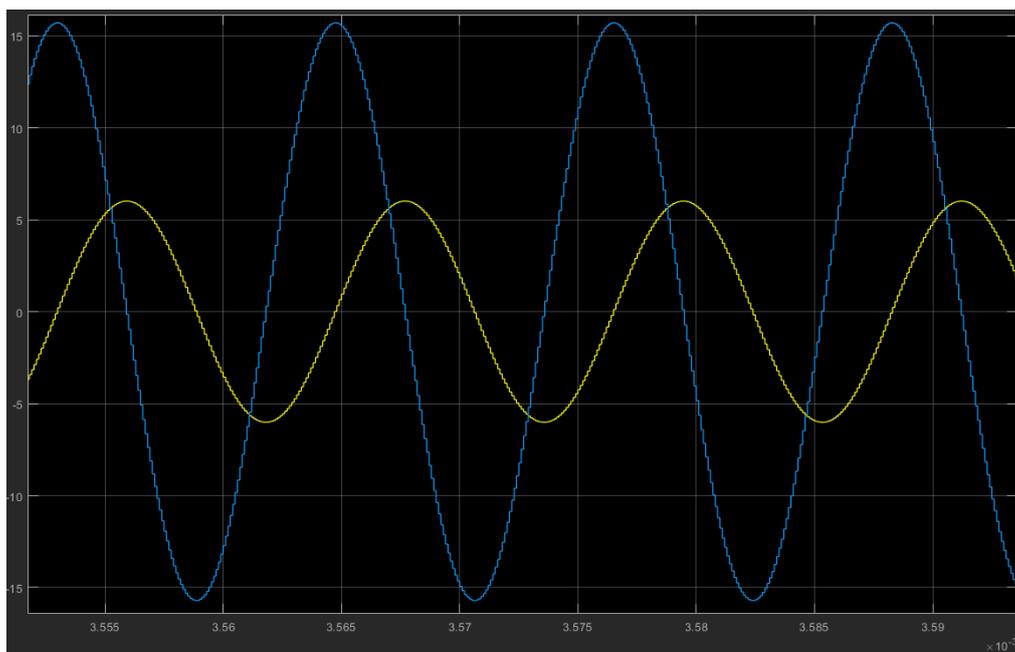


Figura 6.2: Corrente nel trasmettitore I_T (sinusoide gialla) e corrente nel ricevitore I_R (sinusoide blu)

In seguito è stato analizzato il circuito in Figura 2.3. Questo circuito equivalente è analogo a quello considerato in precedenza ma non trascura le resistenze parassite delle bobine r_T e r_R . Anche in questo caso la tensione di alimentazione \bar{V}_S è pari alla prima armonica della tensione di uscita dell'inverter ad alta frequenza definita dalla (6.1).

Nella tabella 6.1 sono indicati i valori delle grandezze del circuito calcolati con le formule esplicitate nel paragrafo (4.2.1).

Grandezza	Simbolo	Valore	Formula con cui è stata calcolata
Impedenza equivalente della sezione ricevente	$Z_{R,s}$	$6,6-j0,5 \Omega$	(4.29)
Impedenza $Z_{R,s}$ riflessa al primario	$Z_{ref,s}$	$38,5+2,8 \Omega$	(4.30)
Impedenza equivalente della sezione trasmittente	Z_T	$0,5-j0,5 \Omega$	(4.31)
Impedenza equivalente delle serie tra Z_T e $Z_{ref,s}$	$Z_{tot,s}$	$40+j2,3 \Omega$	(4.32)
Corrente trasmettitore	I_T	$6,4-j0,38 A$	(4.33)
Tensione bobina trasmittente	V_R	$6,06+103 V$	(4.34)
Corrente ricevitore	I_R	$-0,2+j15,5 A$	(4.35)
Tensione bobina ricevente	V_T	$248,7+j3,3 V$	(4.36)
Potenza in uscita	P_{out}	$739 W$	(4.37)
Potenza in ingresso	P_{in}	$810 W$	(4.38)

Tabella 6.1: Valori delle grandezze del circuito

Utilizzando i dati della tabella e tramite la formula (4.39) si ricava il valore dell'efficienza del caricabatteria wireless con la topologia serie-serie che risulta: $\eta_{ss}=0.913$

Si nota che la corrente nel trasmettitore I_T cresce con la presenza delle resistenze parassite. Questo perché l'impedenza del secondario riflessa al primario è minore. Mentre la corrente nel

ricevitore I_R diminuisce leggermente poiché l'impedenza equivalente del ricevitore è maggiore se si considerano anche le resistenze.

In figura 6.3 sono rappresentate le forme d'onda delle correnti del trasmettitore e del ricevitore ricavate dalla simulazione del circuito in Figura 2.3 con il programma Simulink. Sono entrambe sinusoidali e la corrente I_R risulta sfasata di circa 90° in ritardo rispetto alla corrente I_T .

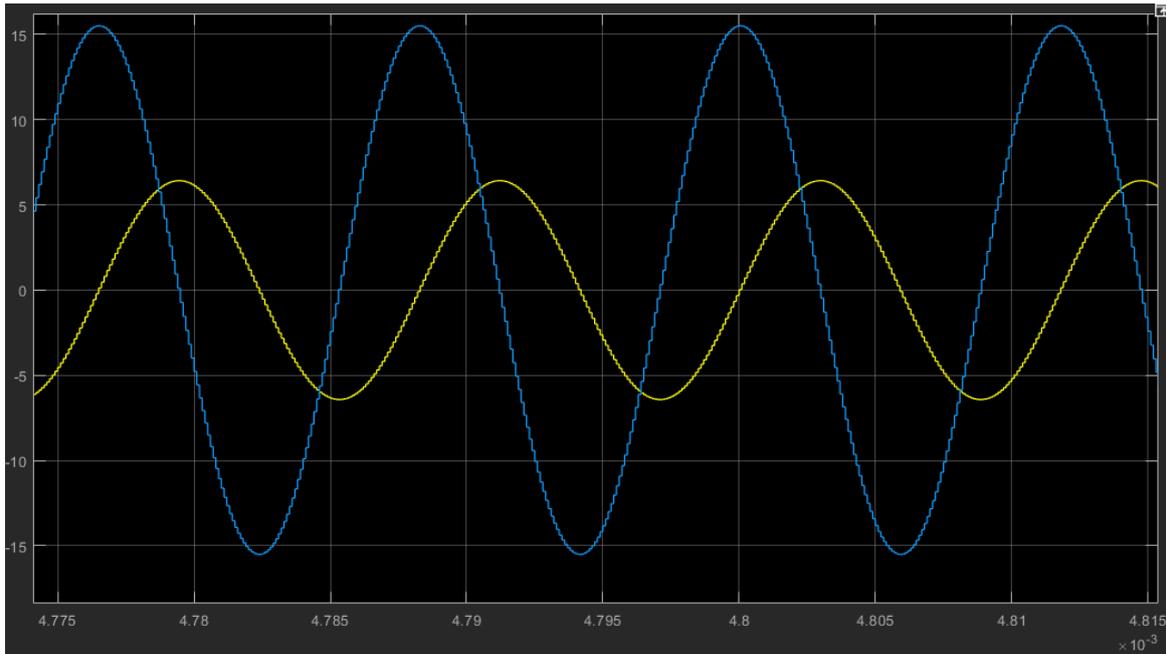


Figura 6.3: Corrente nel trasmettitore I_T (sinusoide gialla) e corrente nel ricevitore I_R (sinusoide blu)

6.1 Funzioni di trasferimento e rispettivi diagrammi di Bode

Si consideri il circuito ideale in Figura 4.1, in cui sono state trascurate le resistenze delle bobine. Per analizzare il comportamento della corrente I_T al variare della frequenza, viene presa in considerazione la funzione di trasferimento FDT che mette in relazione la corrente d'uscita dell'inverter e la sua tensione, definita come:

$$FDT = \frac{I_T(s)}{V_S(s)} \quad (6.7)$$

In condizioni di non accoppiamento, ovvero, quando la bobina primaria non vede nessun carico, l'impedenza del circuito trasmettitore è pari alla (2.8) e vale la relazione:

$$V_S - Z_T I_T = 0 \quad (6.8)$$

Si osserva, dalla (6.8), che l'impedenza equivalente è l'inverso della funzione di trasferimento FDT, ovvero la FDT è pari all'ammettenza equivalente del circuito primario ed è definita come:

$$FDT = \frac{I_T(j\omega)}{V_S(j\omega)} = \frac{j\omega C_T}{1 - \omega^2 L_T C_T} \quad (6.9)$$

Se si opera con la trasformata di Laplace, in cui $s=j\omega$, la (6.9) diventa:

$$FDT = \frac{I_T(s)}{V_S(s)} = \frac{sC_T}{1 + s^2 L_T C_T} \quad (6.10)$$

Si può osservare che la funzione di trasferimento ha uno zero semplice nell'origine e una coppia di poli alla pulsazione $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_T C_T}} = \omega_0$ che corrisponde alla frequenza di risonanza.

Il modo più significativo per raffigurare la risposta in frequenza di un sistema è la rappresentazione tramite i diagrammi di Bode. I diagrammi di Bode di una determinata risposta in frequenza $W(j\omega)$ sono due: uno per l'ampiezza (o modulo) e uno per la fase (o argomento). Il diagramma delle ampiezze riporta il logaritmo del modulo della risposta in frequenza in funzione del logaritmo della pulsazione, mentre il diagramma delle fasi riporta l'argomento sempre in funzione della pulsazione.

L'ampiezza e la fase dei diagrammi di Bode della FDT sono rappresentati in Figura 6.4.

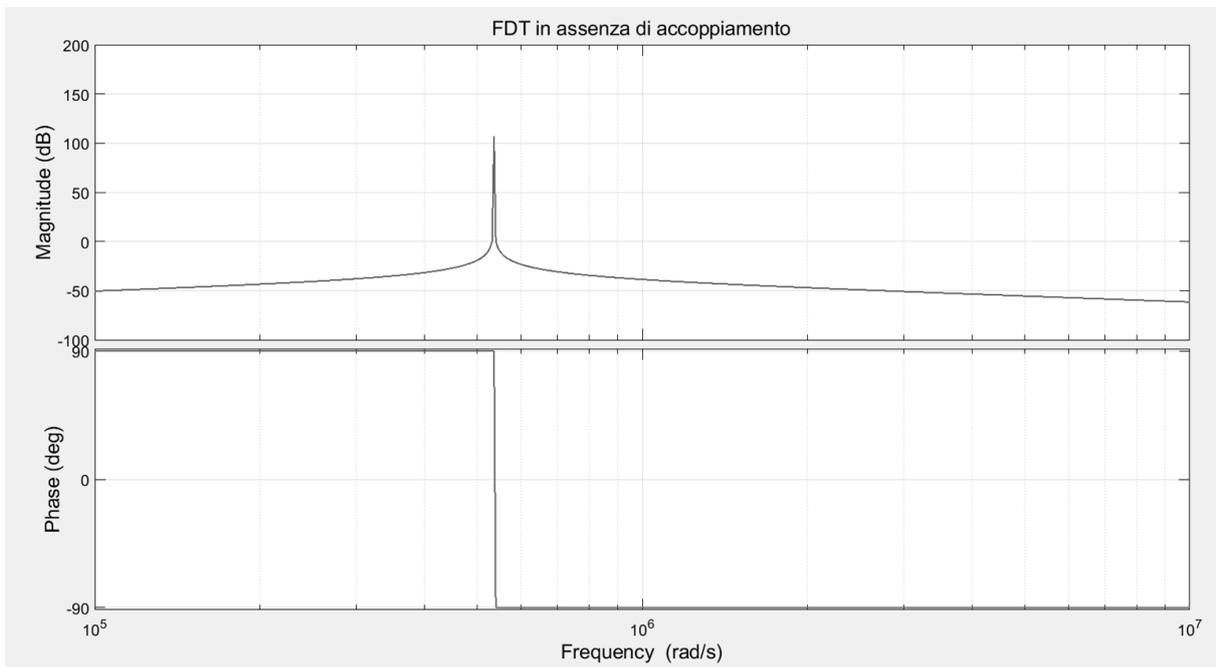


Figura 6.4: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_T(s)}{V_S(s)}$ in assenza di accoppiamento

Si può notare che, alla pulsazione di risonanza, lo sfasamento ϕ tra la corrente nel trasmettitore e la tensione di alimentazione è nullo. Il sistema viene progettato per lavorare con sfasamento

nullo in modo da poter trasmettere, a parità di corrente, una potenza maggiore. Infatti con $\varphi=0$ si ha $\cos\varphi=1$ e potenza massima.

Si consideri ora il caso in cui sia presente un carico e ci sia un accoppiamento tra primario e secondario. Questa situazione si può rappresentare in modo semplificato con il circuito equivalente in Figura 6.5, in cui il secondario viene riportato al primario.

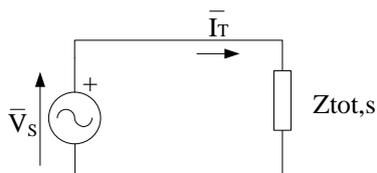


Figura 6.5: Circuito equivalente topologia SS

Da cui si può determinare la seguente equazione:

$$V_s - Z_{tot,s}I_T = 0 \quad (6.11)$$

L'impedenza equivalente $Z_{tot,s}$ è data dalla serie dell'impedenza equivalente del trasmettitore Z_T e dell'impedenza equivalente del ricevitore riflessa al primario $Z_{ref,s}$ e risulta:

$$\dot{Z}_{tot,s} = \dot{Z}_T + \dot{Z}_{ref,s} = \frac{1-\omega^2 L_T C_T}{j\omega C_T} + \frac{\omega^2 M^2 j\omega C_R}{(1-\omega^2 L_R C_R) + j\omega C_R R_{eq}} \quad (6.12)$$

Nel capitolo 2 è stato illustrato come l'impedenza riflessa del secondario sul primario corrisponda ad una resistenza. In questo caso però si sta analizzando il comportamento del circuito a diverse frequenze e la pulsazione del primario e del secondario non è uguale alla pulsazione di risonanza. Quindi l'impedenza d'ingresso non è la resistenza di carico vista all'ingresso del raddrizzatore R_{eq} , definita dalla (2.32), ma varia al variare della frequenza ed è pari alla (6.12).

Se si opera con la trasformata di Laplace, in cui $s=j\omega$, l'impedenza equivalente in (6.12) diventa:

$$Z_{eq,s}(s) = Z_{Ts} + Z_{refserie} = \frac{1+s^2 L_T C_T}{s C_T} - \frac{s^3 M^2 C_R}{(1+s^2 L_R C_R) + s C_R R_{eq}} \quad (6.13)$$

Si osserva, dalla (6.11), che l'impedenza equivalente è l'inverso della funzione di trasferimento FDT_{1s} , ovvero la FDT_{1s} è pari all'ammettenza equivalente del circuito con compensazione di tipo SS.

Considerando i parametri utilizzati nel caricabatteria da 560 W preso in considerazione in questa tesi e inserendoli nell'equazione (4.8), si può determinare la funzione di trasferimento calcolata con i valori numerici, la quale risulta:

$$FDT1_s = \frac{3,028 \cdot 10^{-24} s^4 + 1,548 \cdot 10^{-19} s^3 + 8,7 \cdot 10^{-13} s^2}{3,406 \cdot 10^{-28} s^5 + 1,858 \cdot 10^{-23} s^4 + 2,088 \cdot 10^{-16} s^3 + 5,339 \cdot 10^{-12} s^2 + 3 \cdot 10^{-5} s} \quad (6.15)$$

Si possono ora rendere monici i due polinomi al numeratore e al denominatore di $FDT1_s$ e scomponendoli in fattori elementari di grado unitario, ottenendo in tal modo la cosiddetta rappresentazione di Evans [8], in cui si evidenziano gli zeri, i poli e il guadagno della funzione di trasferimento:

$$FDT1_s = \frac{8888,9s(s^2 + 5,114 \cdot 10^4 s + 2,874 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 2,046 \cdot 10^4 s + 2,309 \cdot 10^{11})(s^2 + 3,41 \cdot 10^4 s + 3,818 \cdot 10^{11})} \quad (6.16)$$

L'ampiezza e la fase del diagramma di Bode della funzione di trasferimento con i valori numerici sono rappresentate in Figura 6.6.

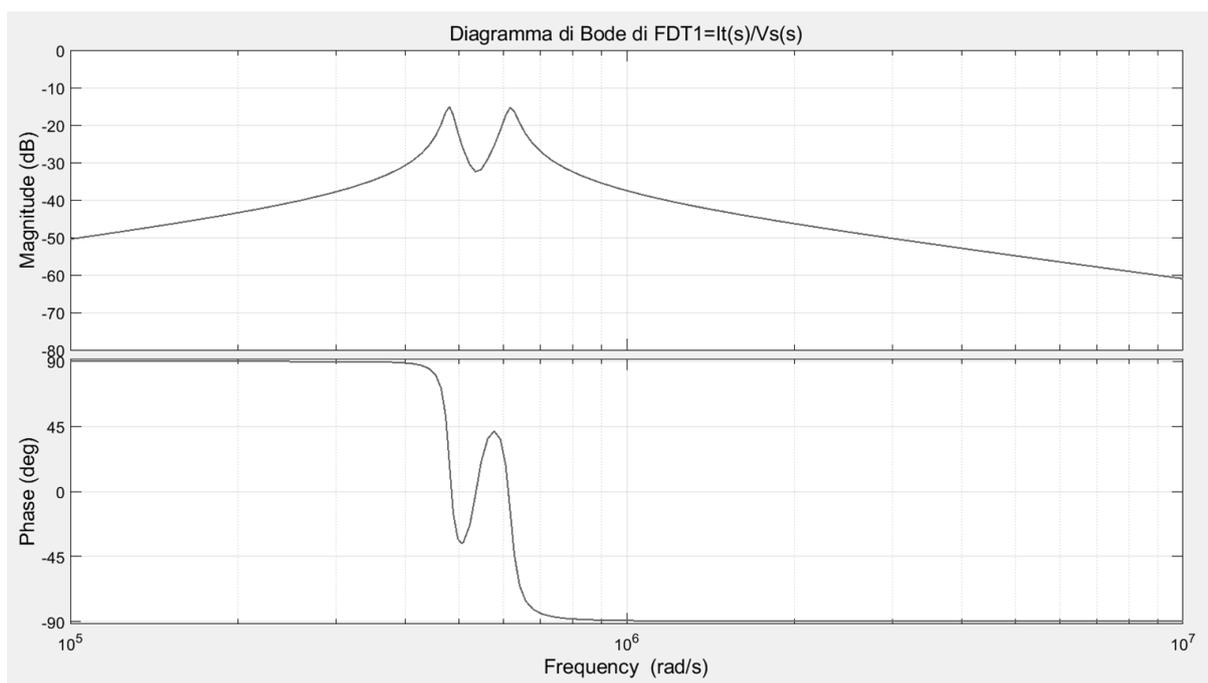


Figura 6.6: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_T(s)}{V_S(s)}$

Si può osservare che la funzione di trasferimento ha uno zero semplice nell'origine e una coppia di zeri alla pulsazione di risonanza, che corrisponde alla frequenza di 85 kHz. Lo zero semplice sta a significare che con una tensione V_S costante la corrente I_T sarebbe nulla, per la presenza del condensatore in serie all'induttanza. Inoltre sono presenti due coppie di poli rispettivamente

alle pulsazioni $4,8 \cdot 10^5$ (rad/s) e $6,1 \cdot 10^5$ (rad/s), che corrispondono alle frequenze 76 kHz e 98 kHz. A queste due frequenze ed alla frequenza di risonanza lo sfasamento tra la corrente nel trasmettitore e la tensione di alimentazione è nullo. Dunque, per trasmettere potenza con minori perdite, sarebbe preferibile lavorare in uno di questi punti. Quello più conveniente è quello centrale in cui la corrente nel trasmettitore è minore, come si può notare dal diagramma dell'ampiezza. Di conseguenza, per non sovraccaricare il trasmettitore, è conveniente lavorare a 85 kHz. Il sistema viene progettato affinché tensione e corrente siano in fase. Per fare ciò è necessario eseguire un controllo in modo che vada a lavorare alla frequenza di risonanza e non alle altre due frequenze, al fine di ottenere una I_T inferiore.

Per analizzare ulteriormente il comportamento del circuito viene presa in considerazione la funzione di trasferimento FDT_{2s}, definita dalla (4.15), che mette in relazione le tensioni in uscita e in ingresso del sistema.

Inserendo i parametri nell'equazione (4.16) si ottiene la funzione di trasferimento FDT_{2s} espressa con i valori numerici, che risulta:

$$FDT_{2s} = \frac{13638s^3}{s^4 + 5,455 \cdot 10^4 s^3 + 6,13 \cdot 10^{11} s^2 + 1,568 \cdot 10^{16} s + 8.808 \cdot 10^{22}} \quad (6.17)$$

Mentre, la sua rappresentazione di Evans è:

$$FDT_{2s} = \frac{13638s^3}{(s^2 + 2,046 \cdot 10^4 s + 2,309 \cdot 10^{11})(s^2 + 3,41 \cdot 10^4 s + 3,814 \cdot 10^{11})} \quad (6.18)$$

L'ampiezza e la fase del diagramma di Bode della funzione di trasferimento con i valori numerici sono rappresentate in Figura 6.7. Si può osservare che, anche in questo caso, si ha una coppia di zeri alla pulsazione di risonanza e due coppie di poli rispettivamente alle frequenze 76kHz e 98kHz. Lo sfasamento tra la tensione sul carico e la tensione di alimentazione è pari a 90° in corrispondenza degli 85 kHz. Infatti, in condizioni di risonanza, la tensione \bar{V}_L è pari a \bar{V}_R e quest'ultima è sfasata di 90° in anticipo rispetto alla corrente \bar{I}_T , come indicato dalla (2.2). Poiché \bar{I}_T e \bar{V}_S sono in fase si ha che \bar{V}_S e \bar{V}_L sono sfasate di 90°. La curva che rappresenta l'ampiezza ha lo stesso andamento della FDT_{1s}, effettivamente la tensione diminuisce in corrispondenza della coppia di zeri. Però, come si può notare in Figura 6.8, la diminuzione di tensione è minore rispetto a quella di corrente. Di conseguenza è preferibile lavorare in corrispondenza di questo punto anche se la tensione sul carico è leggermente minore.

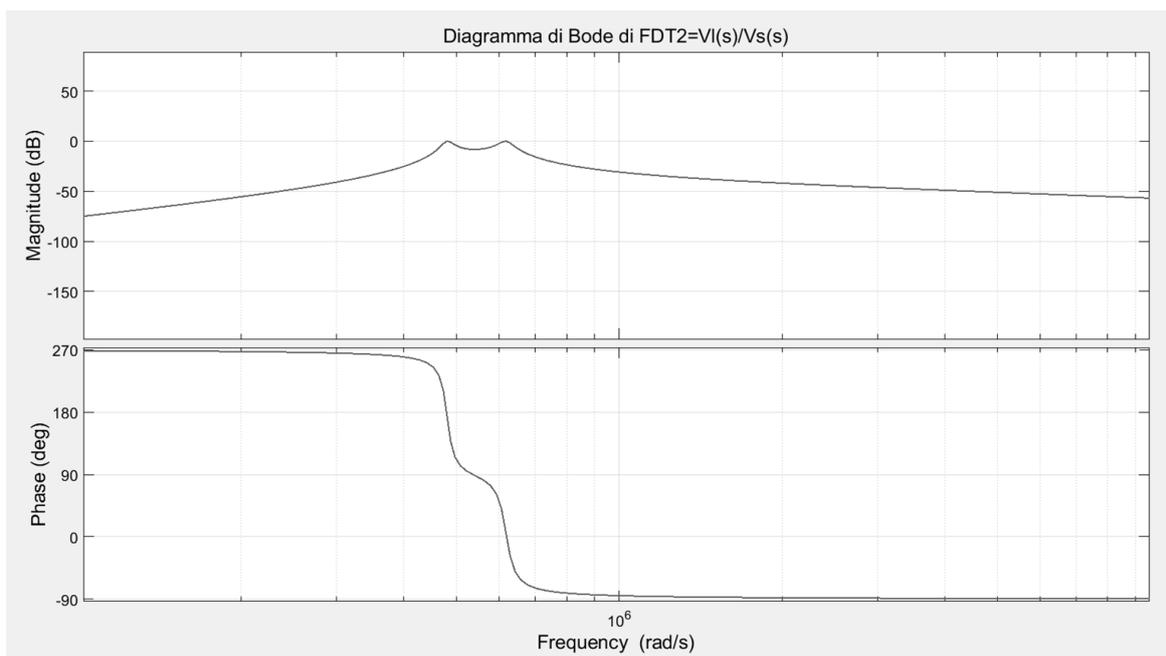


Figura 6.7: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{V_L(s)}{V_S(s)}$

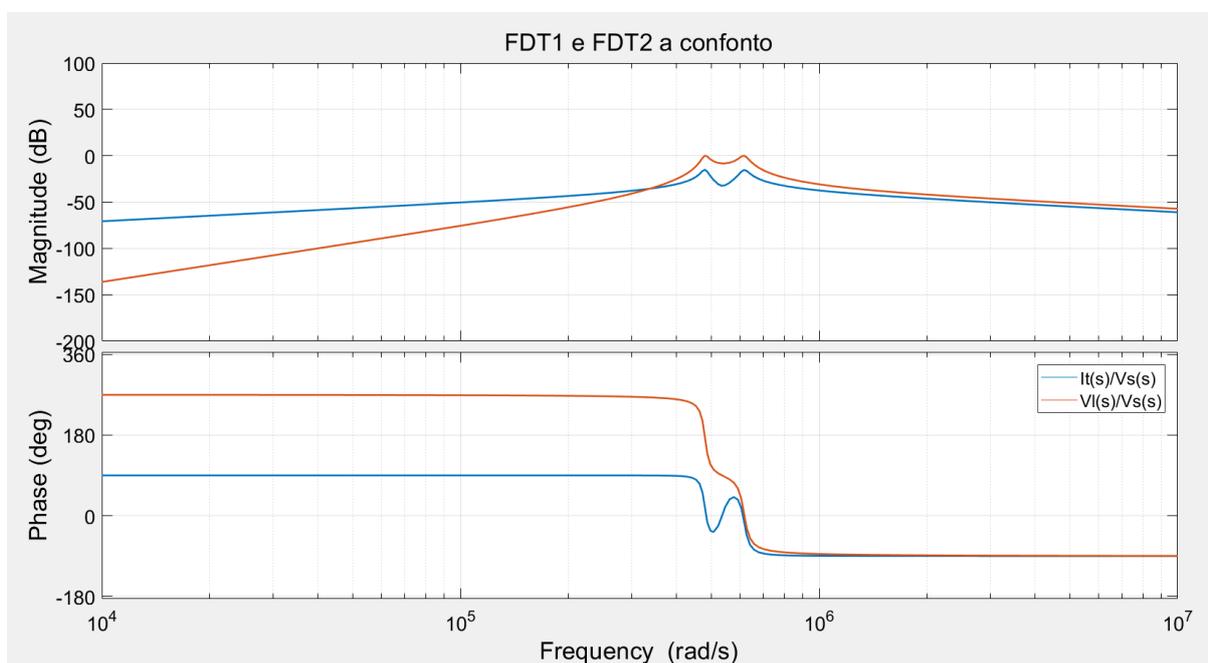


Figura 6.8: Confronto tra FDT1_s e FDT2_s

Analogamente si può prendere in considerazione la funzione di trasferimento FDT3_s, definita dalla (4.17), che mette in relazione la corrente sul ricevitore e la tensione di alimentazione.

Inserendo i parametri nell'equazione (4.17) si ottiene la funzione di trasferimento $FDT3_S$ espressa con i valori numerici, che risulta:

$$FDT3_S = \frac{2222s^3}{s^4 + 5,455 \cdot 10^4 s^3 + 6,13 \cdot 10^{11} s^2 + 1,568 \cdot 10^{16} s + 8,808 \cdot 10^{22}} \quad (6.19)$$

Mentre, la sua rappresentazione di Evans è:

$$FDT3_S = \frac{2222s^3}{(s^2 + 2,046 \cdot 10^4 s + 2,309 \cdot 10^{11})(s^2 + 3,41 \cdot 10^4 s + 3,814 \cdot 10^{11})} \quad (6.20)$$

L'ampiezza e la fase del diagramma di Bode della funzione di trasferimento con i valori numerici sono rappresentate in Figura 6.9. Si può osservare che, anche in questo caso, si ha una coppia di zeri alla pulsazione di risonanza e due coppie di poli rispettivamente alle frequenze 76kHz e 98kHz. In corrispondenza di queste due frequenze lo sfasamento tra la corrente I_R e la tensione di alimentazione è, rispettivamente, pari a 180° oppure nullo. Lo sfasamento, a 85 kHz, è invece pari a 90° . Infatti, in condizioni di risonanza, la tensione \bar{V}_S è pari a \bar{V}_T e quest'ultima è sfasata di 90° rispetto alla corrente \bar{I}_R , come indicato dalla (2.1).

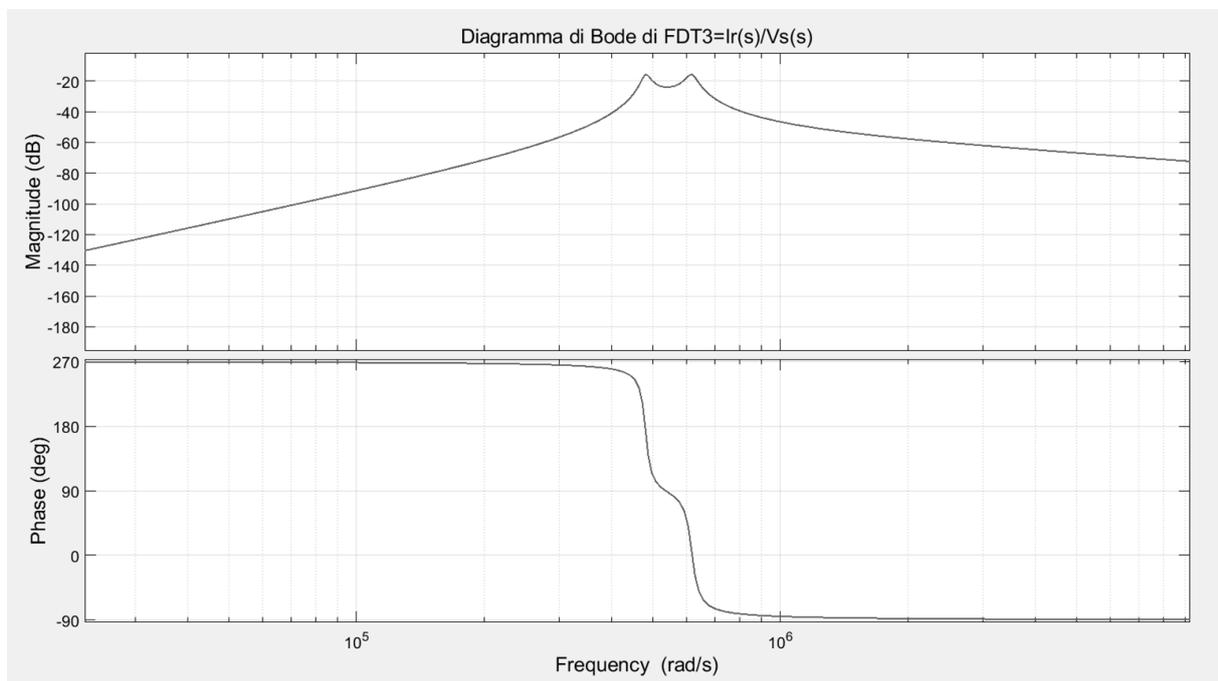


Figura 6.9: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_R(s)}{V_S(s)}$

Si consideri ora il sistema non più ideale, rappresentato dal circuito in Figura 4.2, in cui sono rappresentate anche le resistenze delle bobine.

In condizioni di non accoppiamento la funzione di trasferimento FDT in (6.9) diventa:

$$FDT' = \frac{I_T'(s)}{V_S(s)} = \frac{j\omega C_T}{1 - \omega^2 L_T C_T + j\omega C_T r_T} \quad (6.21)$$

Se si opera con la trasformata di Laplace, in cui $s=j\omega$, la (6.21) diventa:

$$FDT' = \frac{I_T'(s)}{V_S(s)} = \frac{sC_T}{1 + s^2 L_T C_T + sC_T r_T} \quad (6.22)$$

Si può osservare che la funzione di trasferimento ha uno zero semplice nell'origine e una coppia di poli alla pulsazione $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_T C_T}} = \omega_0$ che corrisponde alla frequenza di risonanza. L'ampiezza e la fase dei diagrammi di Bode della FDT sono rappresentati in Figura 6.10. L'andamento rispecchia quello del comportamento ideale rappresentato in Figura 6.4, ma l'ampiezza risulta essere minore nel caso non ideale a causa della presenza delle resistenze delle bobine.

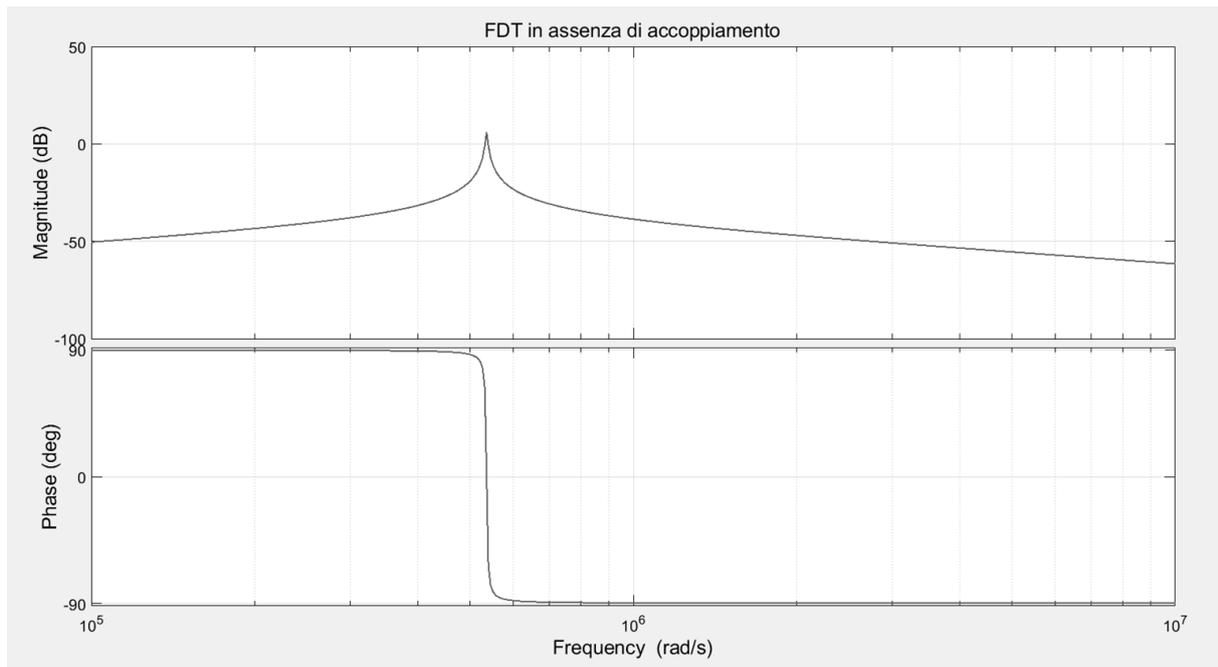


Figura 6.10: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_T(s)}{V_S(s)}$ in assenza di accoppiamento nel caso non ideale

In seguito si sono calcolate le funzioni di trasferimento FDT1_s e FDT2_s nel caso non ideale e sono state espresse in modo numerico nella rappresentazione di Evans.

$$FDT1'_s = \frac{I'_T(s)}{V_S(s)} = \frac{8888,9s(s^2 + 5,531 \cdot 10^4 s + 2,874 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 2,379 \cdot 10^4 s + 2,309 \cdot 10^{11})(s^2 + 3,965 \cdot 10^4 s + 3,814 \cdot 10^{11})} \quad (6.23)$$

$$FDT2'_s = \frac{V_L'(s)}{V_S(s)} = \frac{13638s^3}{(s^2+2,379*10^4s+2,309*10^{11})(s^2+3,965*10^4s+3,814*10^{11})} \quad (6.24)$$

Nelle Figure 6.11 e 6.12 è rappresentato un confronto tra i diagrammi di Bode delle FDT1_s e FDT2_s nel caso ideale e nel caso non ideale. Si può notare che gli andamenti corrispondono ma, nel caso non ideale, le ampiezze sono leggermente minori a causa della presenza delle resistenze.

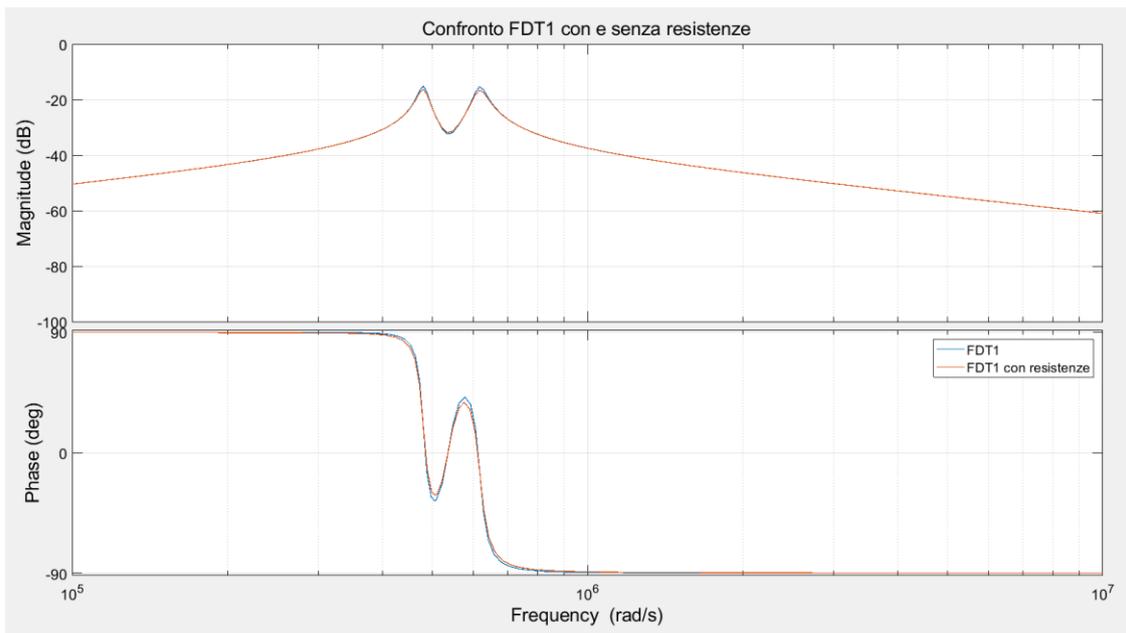


Figura 6.11: Confronto diagrammi di Bode della funzione di trasferimento FDT1_s con e senza resistenze

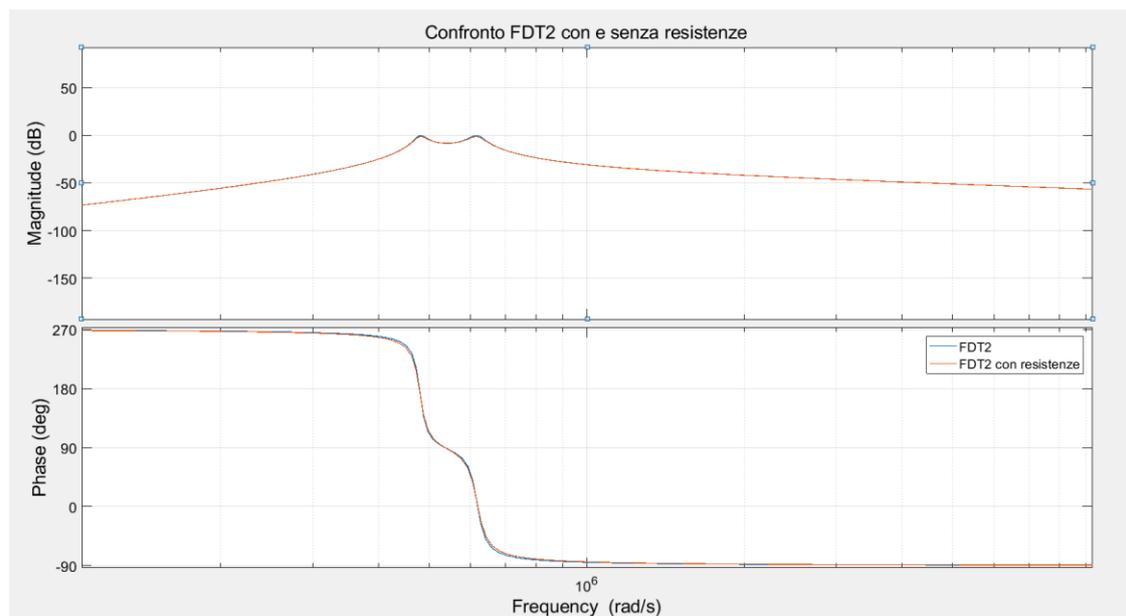


Figura 6.12: Confronto diagrammi di Bode della funzione di trasferimento FDT2_s con e senza resistenze

Successivamente è stato analizzato il comportamento del sistema al variare della resistenza equivalente R_{eq} e quindi del carico. In Figura 6.13 sono rappresentati i diagrammi di Bode della funzione di trasferimento F_{DT1s} , al variare della frequenza, per diversi valori del carico. Si può osservare che con una resistenza di carico ridotta, corrispondente a $R_{eq}=6,137 \Omega$ per la (A.2), il diagramma di Bode della corrente nel trasmettitore ha lo stesso andamento che aveva in Figura 6.6 e ci sono tre frequenze per cui la corrente è in fase con la tensione di alimentazione. All'aumentare della resistenza di carico, però, tensione e corrente sono in fase solo se il sistema opera alla frequenza di risonanza in cui la corrente ha un valore più elevato. A una R_{eq} piccola corrisponde un'impedenza riflessa al primario grande, per la (2.32), e, di conseguenza, la corrente nel trasmettitore è ridotta. Al contrario, aumentando R_{eq} si riduce l'impedenza riflessa e la corrente I_T aumenta. Dunque, più il carico è piccolo, maggiore è la corrente I_T nel trasmettitore.

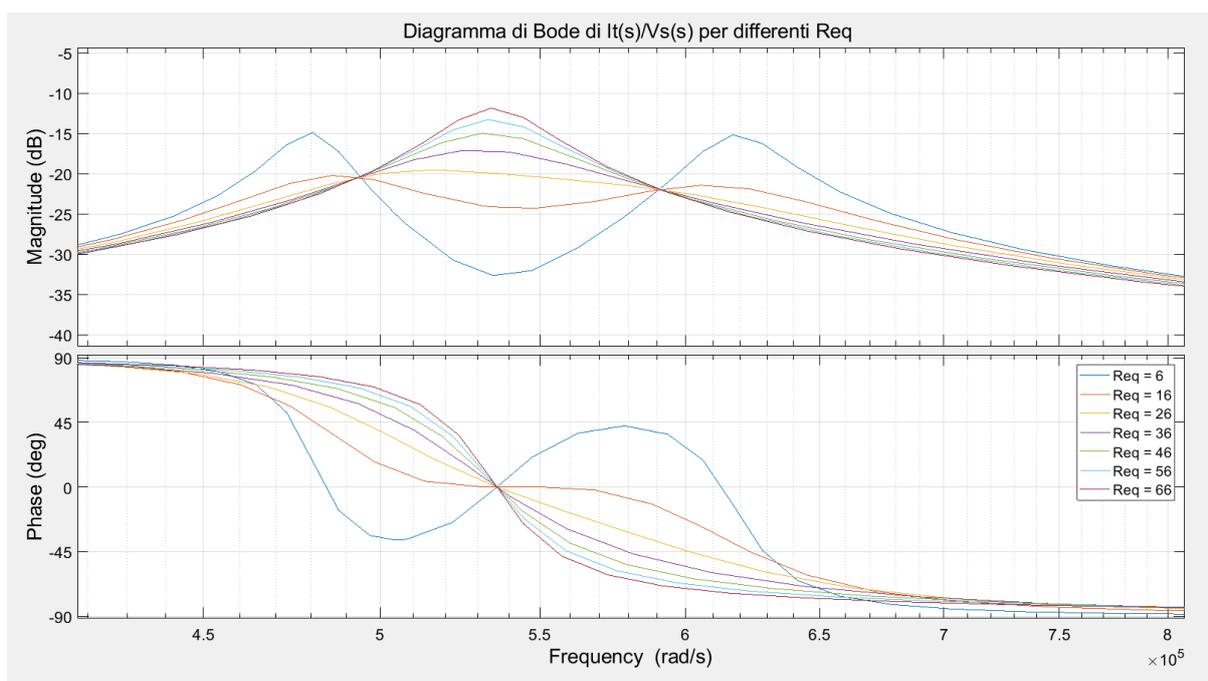


Figura 6.13: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_T(s)}{V_S(s)}$ per differenti R_{eq}

Per avere il massimo trasferimento di potenza il sistema viene progettato per operare con sfasamento nullo alla frequenza di risonanza del secondario. Un sistema di trasferimento di potenza wireless può funzionare sia a frequenza fissa che a frequenza variabile. Nel primo caso il sistema funziona alla frequenza definita da progetto, la quale corrisponde alla frequenza di risonanza del secondario. Ma, per esempio a causa di un aumento di temperatura, si può avere un cambiamento della capacità di compensazione del secondario e, di conseguenza, la frequenza di risonanza del secondario verrà modificata. Questo significa che la frequenza di

operazione sarà diversa dalla frequenza di risonanza e ci sarà un effetto negativo sulla capacità di trasferimento di potenza, poiché lo sfasamento tra la corrente e la tensione di alimentazione non sarà più nullo. Si avranno quindi perdite maggiori sugli interruttori dell'inverter ad alta frequenza del circuito primario e sulle resistenze parassite delle bobine.

Per minimizzare il trasferimento di potenza reattiva è possibile eseguire un controllo di frequenza affinché l'angolo di sfasamento tra corrente e tensione risulti sempre pari a zero. Uno studio più approfondito del sistema, però, come già annunciato in precedenza, mette in evidenza la presenza di più frequenze a sfasamento nullo, diverse dalla frequenza di risonanza. Il fenomeno dell'esistenza di più di una frequenza in cui lo sfasamento è nullo è detto, in letteratura, *biforcazione* [9]. È possibile determinare un criterio affinché il funzionamento sia libero dalla biforcazione e questo dipende dal fattore di qualità della sezione ricevente e dal fattore di accoppiamento del sistema. Si può scrivere:

$$Q_R < \sqrt{\frac{1}{2(1-\sqrt{1-k^2})}} \quad (6.25)$$

Considerando la definizione del fattore di qualità della sezione ricevente riportata nella Tabella 2.1 si può rendere esplicita la resistenza equivalente di carico:

$$Req_{bif} > \omega_0 L_R \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - k^2})} \quad (6.26)$$

Ovvero, affinché il funzionamento sia libero dal fenomeno della biforcazione la Req deve avere un valore maggiore di quello indicato nella (6.26). Nel sistema preso in considerazione questo valore è: $Req_{bif}=16,1 \Omega$.

Poiché all'inizio della carica la batteria del sistema ha un valore inferiore a quello della (6.26) è necessario progettare il sistema di controllo affinché vada a lavorare al punto a sfasamento nullo corrispondente alla frequenza di risonanza e non alle altre due frequenze. In questo modo si potrà ottenere un algoritmo di controllo intrinsecamente protetto dal problema della biforcazione.

Lo stesso risultato può essere visualizzato in Figura 6.14 in cui è rappresentato l'andamento della corrente nel trasmettitore in funzione di ω per diversi valori della resistenza equivalente di carico. In questo caso sono state prese in considerazione anche le resistenze delle bobine r_T e r_R . Si può anche osservare che esistono due frequenze di funzionamento in cui la corrente nel trasmettitore è indipendente dal carico e queste sono rispettivamente: 78 kHz e 93 kHz.

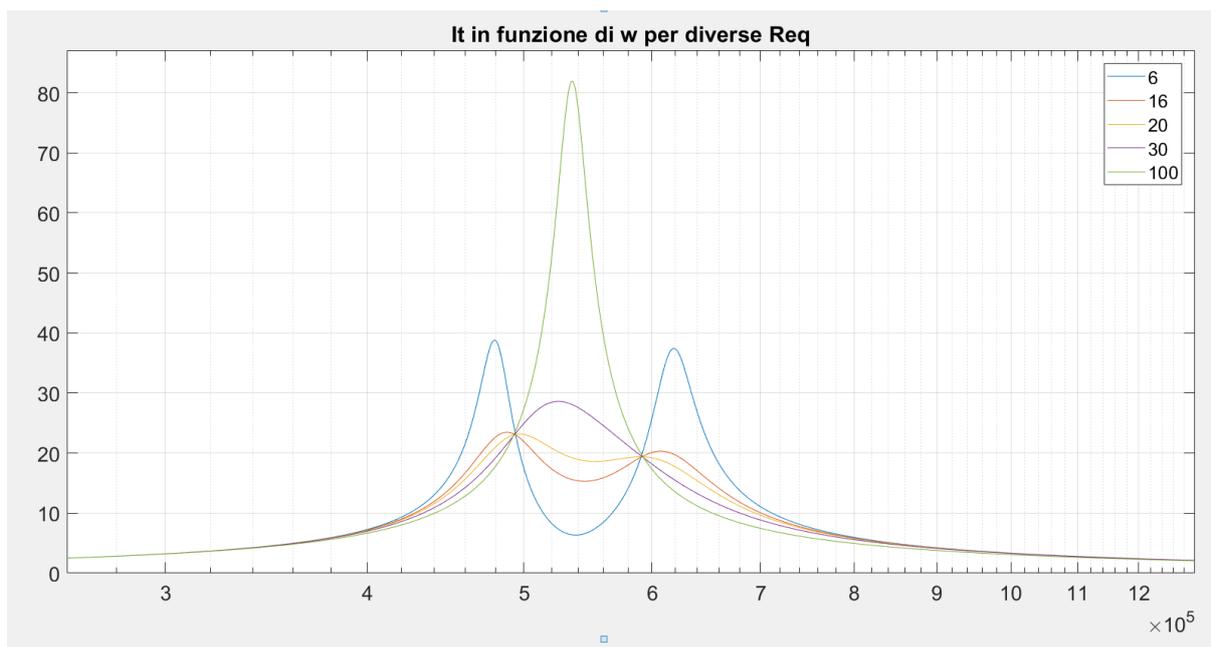


Figura 6.14: Andamento corrente nel trasmettitore in funzione di ω per diversi valori di R_{eq}

In figura 6.15 sono rappresentati i diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $FDT3_s$, al variare della frequenza, per diverse dimensioni del carico.

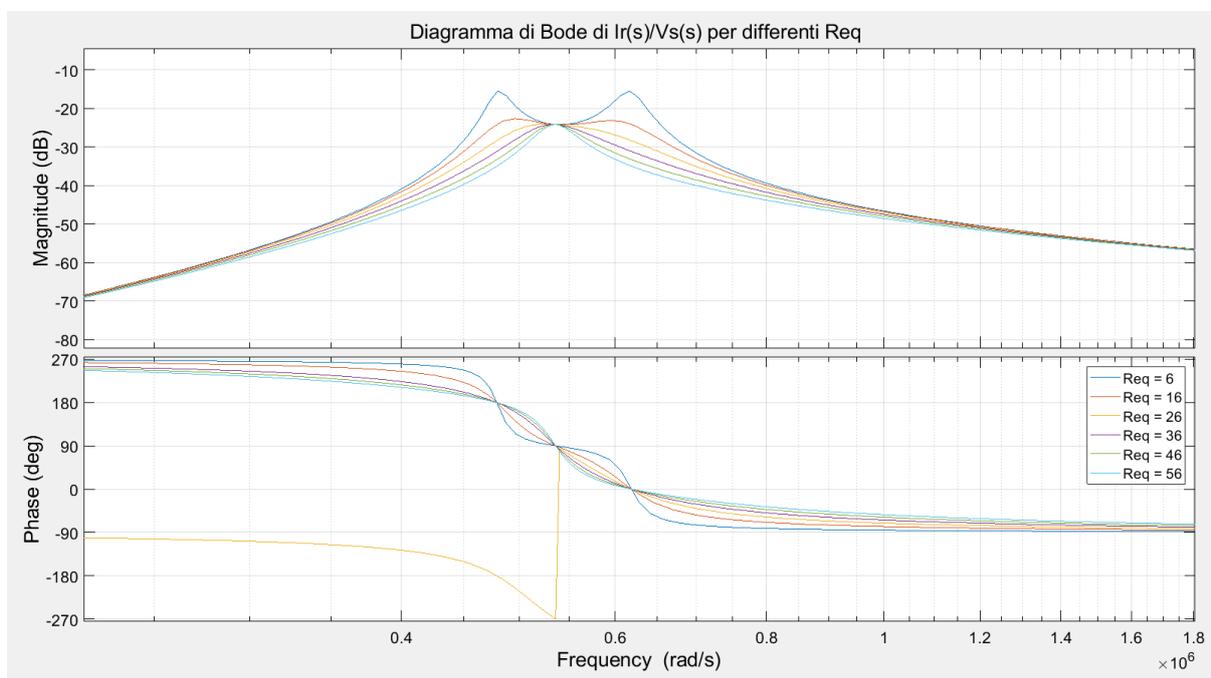


Figura 6.15: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_R(s)}{V_S(s)}$ per differenti R_{eq}

Si può osservare che per valore ridotto di R_{eq} la corrente nel trasmettitore ha due picchi alle frequenze corrispondenti alle due coppie di poli, rispettivamente a 76kHz e 98kHz, mentre all'aumentare della R_{eq} il picco diventa solamente uno in corrispondenza della frequenza di risonanza. Il valore limite di R_{eq} per cui non si hanno più in due picchi corrisponde a quello calcolato nella (6.26). Dal grafico si nota che, alla frequenza di risonanza, la funzione di trasferimento è indipendente dal carico ed ha lo stesso valore per qualsiasi dimensione della R_{eq} . Ciò significa che, fissata una certa tensione di ingresso, la corrente I_R del ricevitore non cambia al variare della resistenza di carico. Infatti, per la (2.1), si ha che:

$$\bar{I}_R = j \frac{\bar{V}_S}{\omega_0 M} \quad (6.27)$$

Dunque, in corrispondenza di ω_0 ($f_0 = 85$ kHz), la topologia SS opera come una sorgente di corrente costante per il carico e la corrente nel ricevitore dipende solo dalla mutua induttanza tra primario e secondario, da ω_0 e dalla tensione di alimentazione. È evidente il vantaggio di usare questa topologia nella fase di ricarica a corrente costante; inoltre essa è anche intrinsecamente a prova di cortocircuito.

Lo stesso risultato può essere visualizzato in Figura 6.16 in cui è rappresentato l'andamento della corrente nel ricevitore in funzione di ω per diversi valori della resistenza equivalente di carico. In questo caso sono state prese in considerazione anche le resistenze delle bobine r_T e r_R . Infatti si può notare che si ha una leggera variazione della corrente in corrispondenza della frequenza di risonanza a causa della non idealità del sistema.

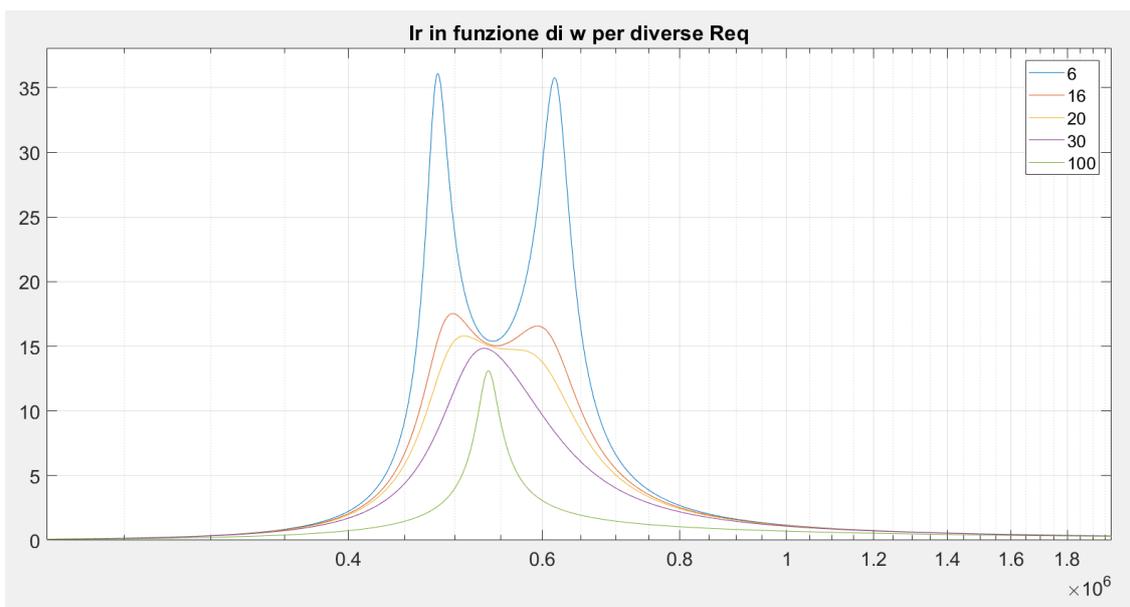


Figura 6.16: Andamento corrente nel ricevitore in funzione di ω per diversi valori di R_{eq}

In Figura 6.17, invece, sono rappresentati i diagrammi di Bode della funzione di trasferimento FDT_{2s} , al variare della frequenza, per diverse dimensioni del carico.

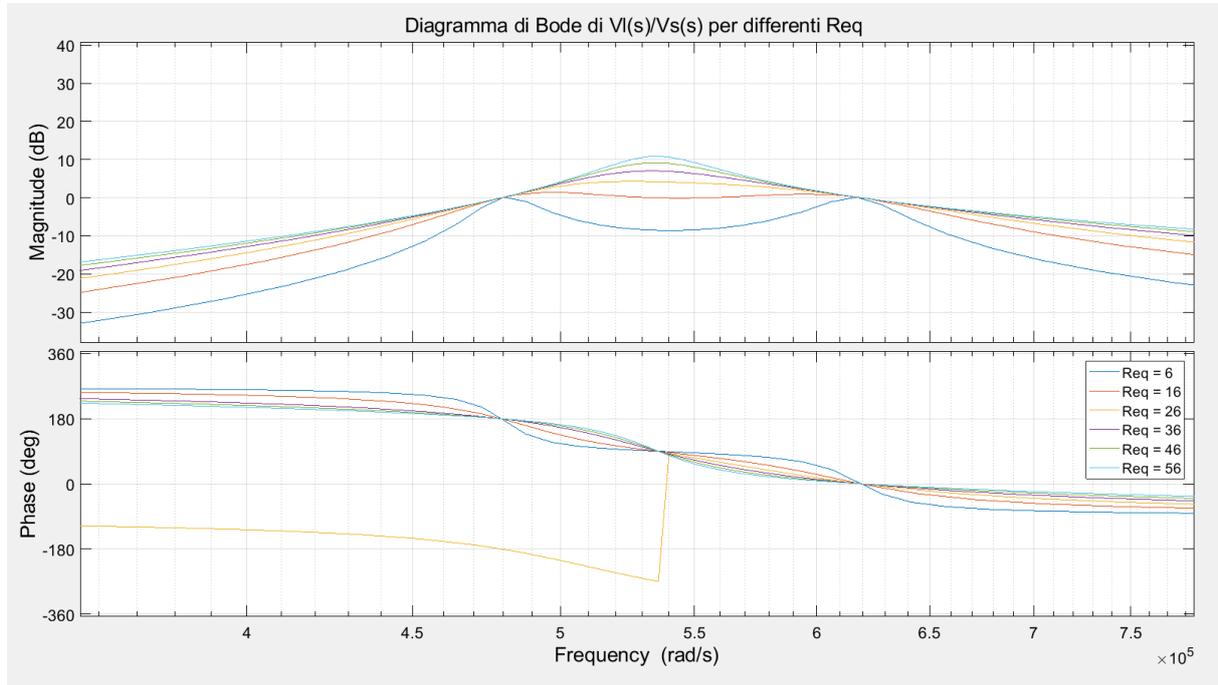


Figura 6.17: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{V_L(s)}{V_S(s)}$ per differenti Req

Anche in questo caso l'ampiezza della funzione di trasferimento alla frequenza di risonanza cresce all'aumentare del carico. Inoltre, si può notare che ci sono due frequenze di operazione in cui la funzione di trasferimento è indipendente dal carico ed ha lo stesso valore per qualsiasi dimensione della Req. Ovvero la tensione V_L sul carico dipende solo dalle autoinduttanze delle bobine e dalla tensione di alimentazione. In queste condizioni il sistema opera come una sorgente di tensione costante per il carico e ciò potrebbe essere un vantaggio nella seconda fase di carica della batteria. Queste frequenze sono corrispondenti alle due coppie di poli rispettivamente a $f_1=76\text{kHz}$ e $f_2=98\text{kHz}$ e non coincidono con la frequenza di risonanza. Ciò potrebbe avere un effetto sulla capacità di trasferimento di potenza. Le due frequenze in questione possono essere determinate usando le formule seguenti [9]:

$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}} \quad (6.28)$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} \quad (6.29)$$

Si nota che sono entrambe dipendenti dalla frequenza di risonanza e dal coefficiente di accoppiamento k . All'aumentare di k e quindi della mutua induttanza le pulsazioni ω_1 e ω_2 si allontanano dalla frequenza di risonanza, mentre al diminuire di k esse si avvicinano.

Alla frequenza di risonanza le due tensioni risultano sfasate di 90° e ciò è coerente con quanto visto in Figura 6.7.

Si può anche osservare che, per una resistenza equivalente pari a 16Ω , la tensione sul carico rimane pressoché costante durante l'intervallo di frequenza tra ω_1 e ω_2 . Questo valore della resistenza è quello corrispondente alla $R_{eq_{bif}}$ calcolato nella (6.22), valore limite che rende il sistema libero dalla biforcazione.

6.2 Considerazioni sui risultati ottenuti nei Diagrammi di Bode

A seguito dell'analisi svolta sui diagrammi di Bode e sugli andamenti di tensioni e correnti al variare del carico e della frequenza è possibile fare alcune considerazioni.

La frequenza che corrisponde alla pulsazione $\omega_1=4,8*10^5$ (rad/s), ($f_1=76$ kHz), non viene analizzata a causa della sua scarsa efficienza, come mostrato in Figura 6.19. Questo perché gli interruttori dell'inverter sono sottoposti a sollecitazioni elevate ed a notevoli perdite di commutazione poiché non funzionano eseguendo il cosiddetto *soft switching*, ovvero l'apertura o la chiusura in corrispondenza del passaggio per lo zero di tensione o corrente.

Si è esaminato che, durante il funzionamento alla frequenza di risonanza, la topologia SS opera come una sorgente di corrente costante per il carico e la corrente nel ricevitore è indipendente dal carico. Pertanto è preferibile operare in queste condizioni nella fase di ricarica a corrente costante della batteria. In questa fase la resistenza della batteria non è elevata quindi, per quanto visto in Figura 6.13, la corrente nel trasmettitore non raggiunge valori troppo elevati.

Per quanto riguarda il funzionamento alla frequenza $f_2 = 98$ kHz si è osservato che la tensione sul carico è indipendente dal carico stesso ed il sistema opera come una sorgente di tensione costante per il carico. Questo fatto potrebbe essere un vantaggio nella seconda fase di carica della batteria. Inoltre, durante questa fase di carica, la resistenza della batteria cresce e può raggiungere valori anche molto elevati (700Ω). Osservando la Figura 6.15 si può notare che la corrente nel ricevitore, che coincide con quella del carico, diminuisce. Ciò rispecchia l'andamento della corrente nella batteria durante la carica analizzato in Figura A.1 dell'Appendice. La corrente nel trasmettitore ha un valore ridotto per carichi più elevati e ciò permette di lavorare con una corrente nel sistema non troppo elevata.

Si potrebbe quindi pensare ad un sistema che lavori con un controllo di frequenza variabile, in particolare che permetta di operare a ω_0 durante la prima fase di carica e a ω_2 durante la seconda fase di carica, in cui si ha un elevato aumento della resistenza della batteria. Occorre però considerare che la frequenza che permette di lavorare a tensione costante non garantisce uno sfasamento nullo tra la corrente e la tensione dell'alimentazione, per carichi maggiori della Req_{bif} definita nella (6.26). Questo potrebbe causare perdite negli interruttori dell'inverter.

Per comprendere quale sia la frequenza ottimale di operazione del sistema è necessario condurre un'analisi più approfondita che tenga anche conto dell'efficienza.

6.3 Analisi dell'efficienza

Se si considera il valore della resistenza di carico costante, si può affermare che non esiste una frequenza che permetta di raggiungere contemporaneamente una massima efficienza ed anche una tensione di uscita indipendente dal carico [10]. È dunque necessario trovare un compromesso tra le due condizioni.

Nel grafico in Figura 6.18 è rappresentato l'andamento dell'efficienza in funzione del valore della resistenza equivalente di carico per tre differenti frequenze di operazione.

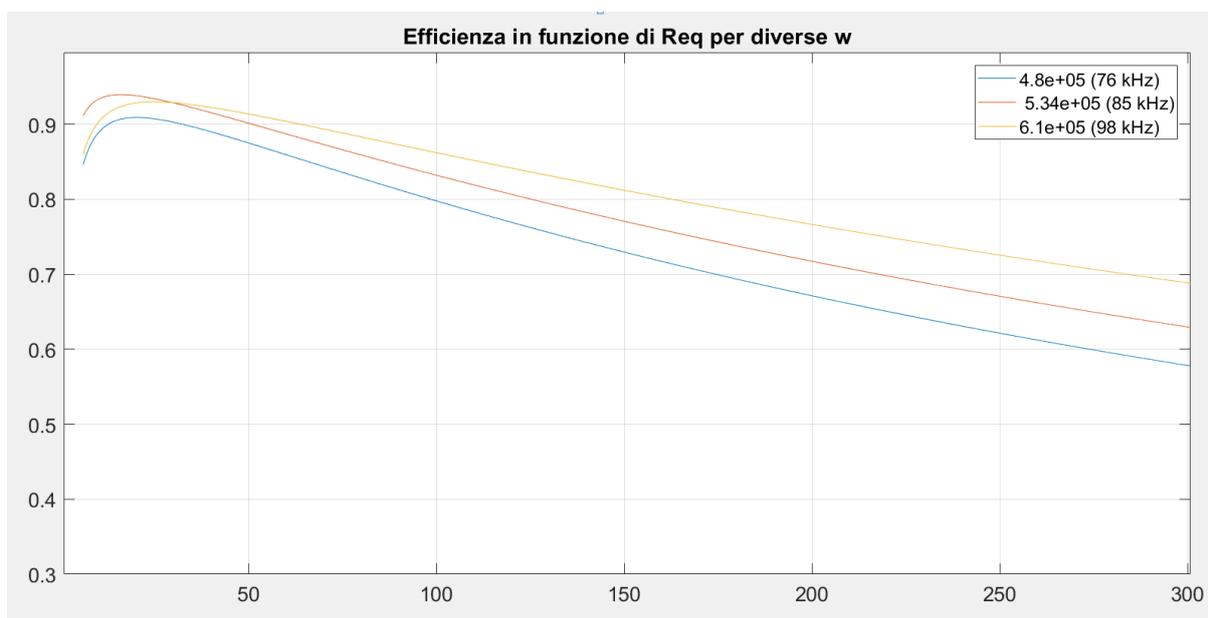


Figura 6.18: Andamento dell'efficienza in funzione della resistenza equivalente di carico per diversi valori della frequenza di funzionamento

Come già indicato in precedenza, l'efficienza alla frequenza che corrisponde alla pulsazione $\omega_1=4,8*10^5$ (rad/s), ($f_1=76$ kHz), è quella minore per qualsiasi valore del carico. Per questo motivo non viene presa in considerazione. L'efficienza alla frequenza di risonanza, corrispondente alla curva di colore rosso, risulta essere la più elevata solo fino a un determinato valore di R_{eq} ($R_{eq}=30 \Omega$). Ovvero il funzionamento alla frequenza di risonanza appare essere il più efficiente per valori ridotti del valore della resistenza di carico. Al contrario, considerando la curva di colore giallo, si può notare che l'efficienza alla frequenza f_2 è maggiore per R_{eq} maggiore di 30Ω .

Come è stato affermato in precedenza, si può pensare ad un sistema che lavori con un controllo di frequenza variabile, in particolare che permetta di operare a ω_0 durante la prima fase di carica e a ω_2 durante la seconda fase di carica. Poiché il criterio che si è deciso di adottare è quello di mantenere sempre un'efficienza elevata, il valore di R_{eq} che determina il cambio di frequenza è $R_{eq}=30 \Omega$.

Per un'analisi più approfondita dell'efficienza si può osservare il grafico in Figura 6.19 in cui è presentato l'andamento dell'efficienza in funzione della frequenza di funzionamento del sistema per diversi valori della resistenza equivalente di carico.

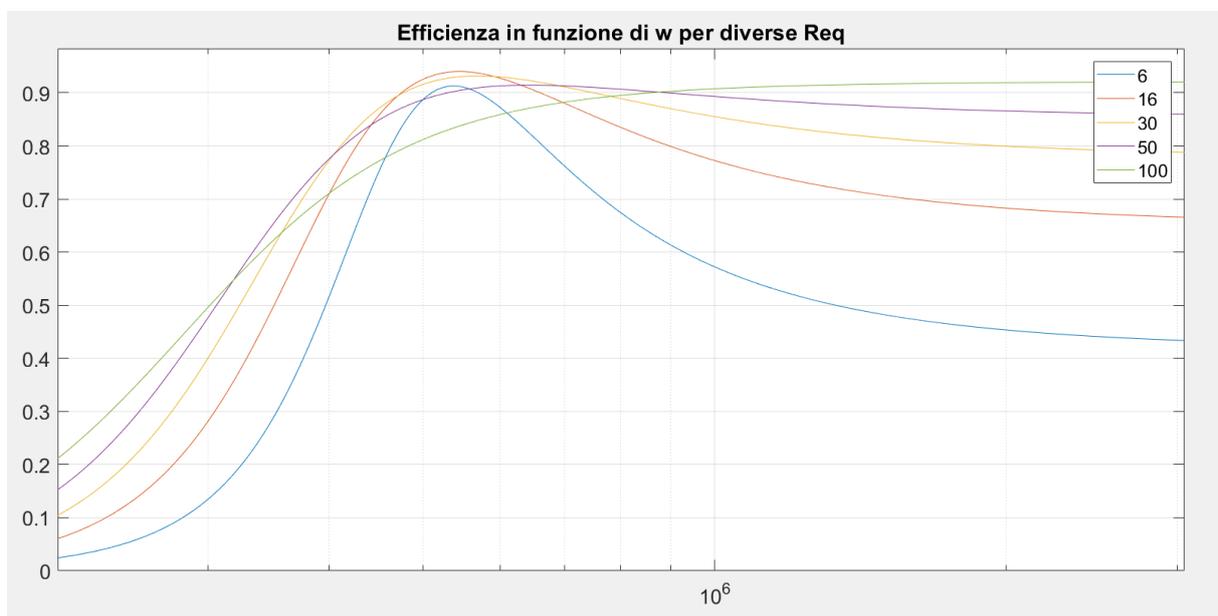


Figura 6.19: Andamento dell'efficienza in funzione della frequenza di funzionamento per diversi valori della resistenza equivalente di carico

Per valori di R_{eq} minori di 30Ω l'efficienza massima è raggiunta alla frequenza di risonanza mentre per valori maggiori l'efficienza alla frequenza f_2 è maggiore rispetto a quella in risonanza. Inoltre, per la formula (4.51) è possibile determinare il valore della resistenza che massimizza l'efficienza. Per la frequenza di risonanza il suo valore è $R_{eq_{max}}=16 \Omega$. Di conseguenza, per la formula (4.52), l'efficienza massima è pari $\eta_{max}= 0,935$. Si può notare che il valore della $R_{eq_{max}}$ è molto simile a quello della $R_{eq_{bif}}$ definito nella (6.24). Poiché la $R_{eq_{max}}$ e la $R_{eq_{bif}}$ dipendono entrambe dal coefficiente di accoppiamento delle bobine, all'aumentare di k i due valori si allontanano e non sono più coincidenti.

Nel caso in cui il sistema stia funzionando alla frequenza f_2 , il valore della resistenza che massimizza l'efficienza è pari a $R_{eq_{max}}=25 \Omega$. Il valore dell'efficienza massima, in questo caso, deve essere calcolato con la formula (4.39), poiché il sistema non funziona più alla frequenza di risonanza, ed è dato da: $\eta_{max}= 0,93$.

In Figura 6.20 è mostrato l'andamento dell'efficienza in funzione del coefficiente di accoppiamento k .

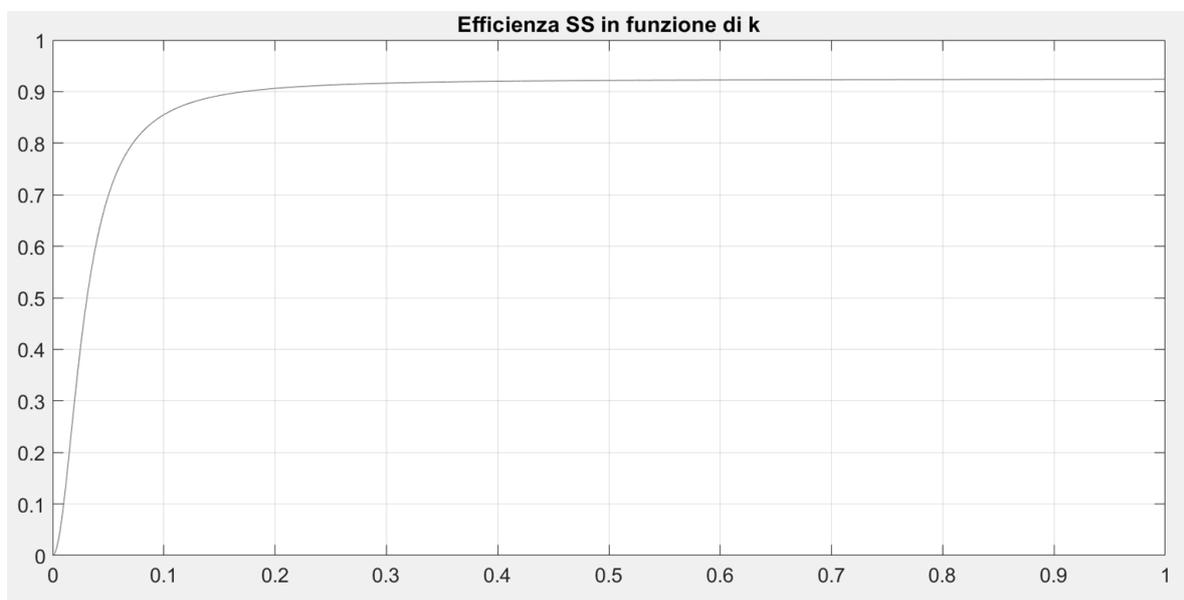


Figura 6.20: Andamento dell'efficienza in funzione del coefficiente di accoppiamento

Affinché l'efficienza abbia un valore superiore al 90% è necessario che il coefficiente di accoppiamento sia maggiore di 0,17. Ovvero, dalla definizione di k , si può scrivere:

$$M > 0,17\sqrt{L_T L_R} \quad (6.30)$$

Da cui deriva che la mutua induttanza deve superare i $20 \mu\text{H}$. Il sistema che si sta analizzando presenta una mutua induttanza pari a $30 \mu\text{H}$, come indicato nella Tabella A.2, per cui sarà possibile ottenere un'efficienza elevata anche sperimentalmente.

Come si è discusso in precedenza, il funzionamento alla frequenza f_2 comporta che il sistema non lavori con sfasamento nullo tra la corrente e la tensione in ingresso, nel caso in cui la resistenza equivalente di carico superi la $R_{eq\text{bif}}$. Da ciò consegue che la potenza in uscita risulta essere molto inferiore rispetto a quella ottenibile nel funzionamento in risonanza. Questo si può osservare in Figura 6.21 in cui è rappresentato l'andamento della potenza in uscita, definita nella (4.37), in funzione della frequenza di funzionamento per diversi valori della resistenza equivalente di carico. La potenza in uscita dipende dal quadrato del modulo della corrente I_R che, come rappresentato in Figura 6.16, diminuisce all'aumentare della resistenza equivalente di carico. La potenza richiesta dalla batteria ha un andamento che cresce linearmente durante la carica a corrente costante e diminuisce durante la carica a tensione costante. Quindi, anche se la potenza erogata dal sistema diminuisce, si riuscirà comunque ad alimentare la batteria dal momento in cui anche la potenza richiesta da quest'ultima diminuisce. È necessario, però, che la resistenza della batteria non raggiunga valori troppo elevati per ottenere un trasferimento di potenza tale da far funzionare il sistema. Per questo motivo si è deciso di caricare la batteria fino al punto in cui la corrente di fine carica abbia un valore di 1 A e, quindi, la sua resistenza risulta: $R_B = 56 \Omega$. Attraverso la formula definita da A.2 si può determinare il corrispondente valore della resistenza equivalente di carico, ovvero $R_{eq} = 60 \Omega$.

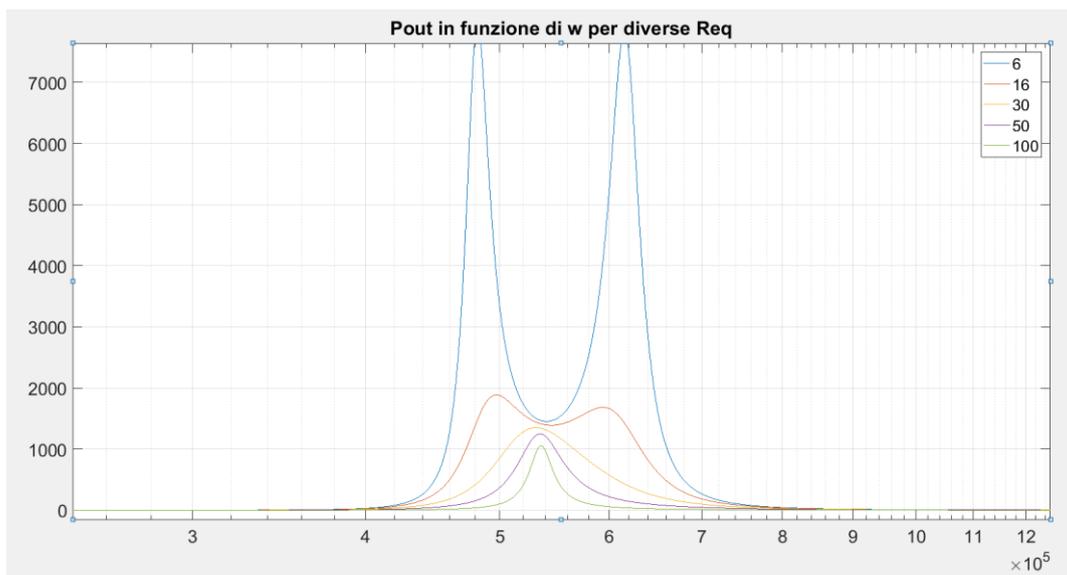


Figura 6.21: Andamento della potenza in funzione della frequenza di funzionamento per diversi valori della resistenza equivalente di carico

6.4 Considerazioni in funzione dei fattori di qualità

La topologia SS ha due vantaggi principali che la rendono candidata ad essere la migliore topologia di compensazione per un sistema di ricarica wireless. Il primo riguarda l'impedenza secondaria riflessa al primario, la quale, in condizioni di risonanza, è puramente resistiva. Questo significa che non ci sarà trasferimento di potenza reattiva. Il secondo vantaggio è che la scelta del condensatore di compensazione sia del primario che del secondario è indipendente dalla mutua induttanza e dal carico, ma dipende solo dall'autoinduttanza delle bobine, come indicato nelle (2.12) e (2.34). In ogni caso, al fine di determinare quale sia la miglior topologia di compensazione del caricabatteria wireless, è necessario considerare le differenti performance in base alla sua applicazione nella ricarica della batteria del veicolo elettrico. Nell'applicazione che si sta analizzando la corrente assorbita dalla batteria è mantenuta quasi costante durante la prima fase del processo di carica e successivamente decresce quando la batteria è caricata a tensione costante (come spiegato in Appendice). La batteria viene considerata come un carico resistivo e la resistenza equivalente R_{eq} varia durante il processo di carica, partendo da un valore basso quando la tensione è ridotta e la corrente è elevata, per poi raggiungere il valore massimo alla fine della carica. Se si considerano i fattori di qualità definiti nella Tabella 2.1 si può osservare che Q_T rimane costante durante la carica mentre Q_R varia in modo opposto rispetto alla variazione della resistenza. In Figura 6.22 è rappresentato l'andamento dell'efficienza in funzione di Q_R per tre differenti valori di Q_T .

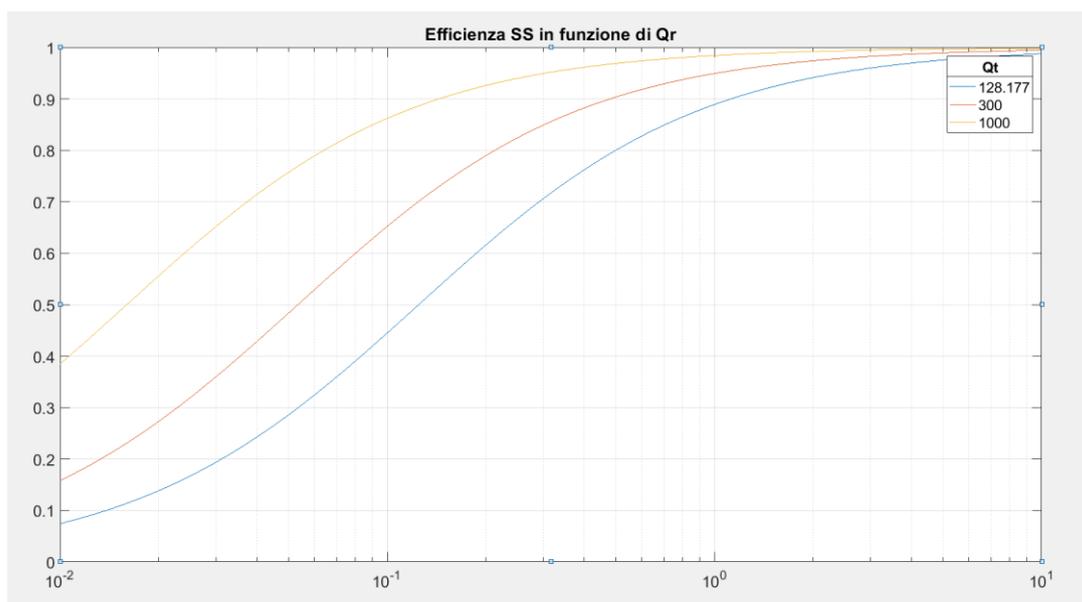


Figura 6.22: Andamento dell'efficienza della topologia SS in funzione dei fattori di qualità

Si nota che l'efficienza è maggiore per valori maggiori di Q_T . Infatti il fattore di qualità del trasmettitore è inversamente proporzionale alla resistenza r_T della bobina, quindi per valori inferiori della resistenza si ottengono maggiori valori del fattore di qualità. Inoltre l'efficienza aumenta all'aumentare di Q_R e quindi al diminuire della resistenza equivalente R_{eq} . Quindi un valore ottimale dell'efficienza si ottiene con R_{eq} ridotta, condizione per cui si ha una corrente nel ricevitore elevata.

In Figura 6.23 è rappresentata la corrente sul carico normalizzata, in funzione del fattore di qualità Q_R per tre differenti valori di Q_T . La corrente sul carico può essere espressa come:

$$I_{load} = \frac{\bar{V}_S}{j\omega M} \left(\frac{k^2 Q_T Q_R}{1 + k^2 Q_T Q_R} \right) = \frac{\bar{V}_S}{j\omega M} \eta_{SS} \quad (6.31)$$

Si osserva che la corrente aumenta al crescere di entrambi i fattori di qualità e può essere regolata controllando la tensione di alimentazione.

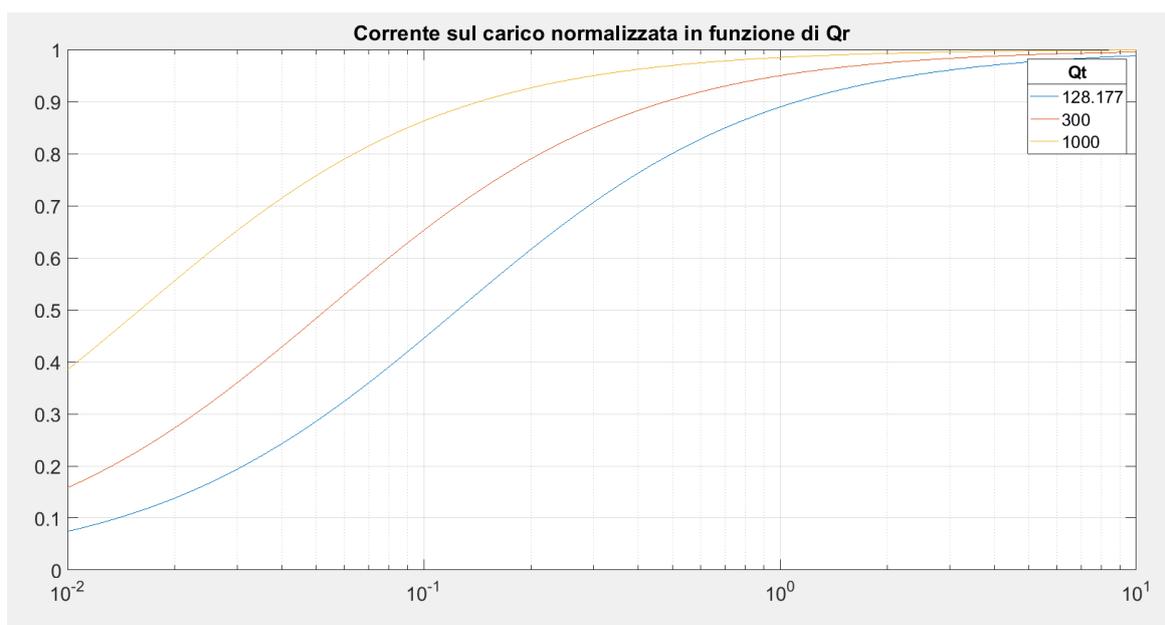


Figura 6.23: Corrente sul carico normalizzata in funzione dei fattori di qualità

CAPITOLO 7

Analisi della topologia Serie-Parallelo

Per la topologia SP si è svolta un'analisi analoga a quella realizzata per la topologia SS. Si è considerato il WPTBC descritto in Appendice anche nel caso della topologia con compensazione parallelo al secondario. In questo caso però si è considerato il circuito equivalente in Figura 7.1, in cui, per semplicità, si sono trascurate le resistenze parassite delle bobine.

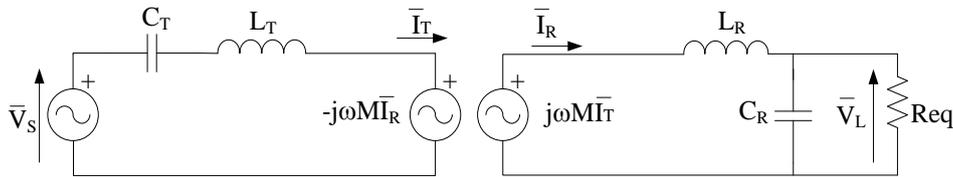


Figura 7.1: Circuito equivalente compensazione SS

Come tensione di alimentazione \bar{V}_S si è posta la prima armonica della tensione di uscita dell'inverter ad alta frequenza definita da:

$$V_S = \frac{4}{\pi} V_{DC} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) = 379 \text{ V} \quad (7.1)$$

L'angolo α è stato calcolato con la formula (3.27) e risulta: $\alpha=1.9$, invece V_{DC} è la tensione all'ingresso dell'inverter ed è pari a 365 V.

Come già analizzato nel Capitolo 2, l'impedenza equivalente del ricevitore è data dal parallelo tra la capacità di compensazione e la resistenza equivalente di carico, in serie con bobina ricevente. In condizioni di risonanza è data dalla formula (2.31) e vale:

$$\dot{Z}_{Rparallelo} = \frac{R_{eq}}{1+(\omega R_{eq} C_R)^2} + j \frac{\omega L_R}{1+(\omega R_{eq} C_R)^2} = 9,1 + j62,8\Omega \quad (7.2)$$

Rispetto al caso SS l'impedenza equivalente del ricevitore ha anche una componente reattiva, la quale verrà anche riflessa al primario. Infatti, secondo la (2.33), l'impedenza del secondario riflessa al primario, in condizioni di risonanza, è pari a:

$$\dot{Z}_{refparallelo} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{Rp}} = \frac{M^2 R_{eq}}{L_R^2} - j \frac{\omega M^2}{L_R} = 0,61 - j3,9 \Omega \quad (7.3)$$

Di conseguenza anche la corrente nel trasmettitore I_T ha una componente reattiva e, per la (2.2) è direttamente proporzionale alla tensione indotta nel ricevitore, la quale è pari alla tensione di alimentazione. Si può scrivere:

$$\bar{I}_T = \frac{\bar{V}_S}{\dot{Z}_{refparallelo}} = 652 - j0,5 A \quad (7.4)$$

Poiché il primario ha una compensazione serie, in condizioni di risonanza sia ha $\bar{V}_T = \bar{V}_S$ dunque la corrente del ricevitore è pari a:

$$\bar{I}_R = j \frac{\bar{V}_S}{\omega M} = 163 + j23 A \quad (7.5)$$

La tensione V_L , sulla resistenza equivalente Req , in questo caso, non è più coincidente con la tensione indotta sulla bobina ricevente perché la caduta di tensione sull'induttanza non è più compensata dal condensatore, come quando questo era in serie. È pari, invece, alla tensione ai capi dell'impedenza Z_{eq} data dal parallelo tra la Req e C_R e risulta:

$$\bar{V}_L = \dot{Z}_{eq} * \bar{I}_R = \frac{Req}{1+j\omega C_R Req} \bar{I}_R \quad (7.6)$$

Per comprendere meglio il comportamento della topologia SP è possibile considerare il circuito equivalente mostrato in Figura 7.2, semplificato utilizzando il Teorema di Norton.

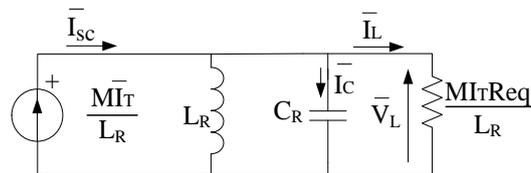


Figura 7.2: Circuito equivalente secondo il Teorema di Norton

La corrente uscente dal generatore di corrente è la corrente di corto circuito che fluisce nel secondario quando il carico è in corto circuito ed è data da:

$$I_{sc} = \frac{M I_T}{L_R} \quad (7.7)$$

Quando il sistema opera in condizioni di risonanza l'induttanza L_R e il condensatore C_R si comportano come un circuito aperto per cui la corrente I_{sc} è uguale alla corrente I_L che entra nella resistenza equivalente di carico. Dalla formula (7.7) si può osservare che la corrente I_{sc} è indipendente dal carico. Se la corrente nel trasmettitore è mantenuta costante, ossia il primario è alimentato da una corrente costante, allora la corrente I_{sc} , e quindi la corrente nel carico,

rimarranno costanti indipendentemente dal carico. Ciò significa che il secondario si comporta come una sorgente di corrente costante.

La tensione sul carico è quindi:

$$V_L = \frac{MI_T}{L_T} Req \quad (7.8)$$

Dal circuito in Figura 7.1 si può scrivere:

$$I_T = \frac{V_T}{Z_{Tot}} \quad (7.9)$$

In cui Z_{tot} è l'impedenza totale vista dalla sorgente in condizioni di risonanza. Quindi si può scrivere la tensione sul carico come:

$$V_L = \frac{V_T L_R}{M} \quad (7.10)$$

Dall'equazione (7.10) si osserva che la tensione sul carico è indipendente dal carico stesso e rimarrà costante finché la tensione sulla bobina trasmittente rimarrà costante. Quindi il sistema si comporta come una sorgente di tensione costante.

Quindi si può affermare che la topologia SP può operare sia come sorgente di corrente costante sia come sorgente di tensione costante. Ciò però è valido solo nel caso in cui l'accoppiamento tra primario e secondario non venga disturbato, ossia deve rimanere costante la mutua induttanza.

Il circuito in Figura 7.1 è stato simulato con il programma Simulink da cui è stato possibile ricavare le forme d'onda delle varie grandezze.

In Figura 7.3 sono rappresentate le forme d'onda delle correnti del trasmettitore e del ricevitore. Queste sono entrambe sinusoidali e sono in fase tra loro, come si può anche notare dalla (7.7). Ciò è differente rispetto a quanto ottenuto nella topologia SS in cui la corrente I_R risultava sfasata di 90° in ritardo rispetto alla corrente I_T . Inoltre la corrente nel trasmettitore risulta essere più elevata di quella nel ricevitore a causa del ridotto valore dell'impedenza del secondario riflessa al primario.

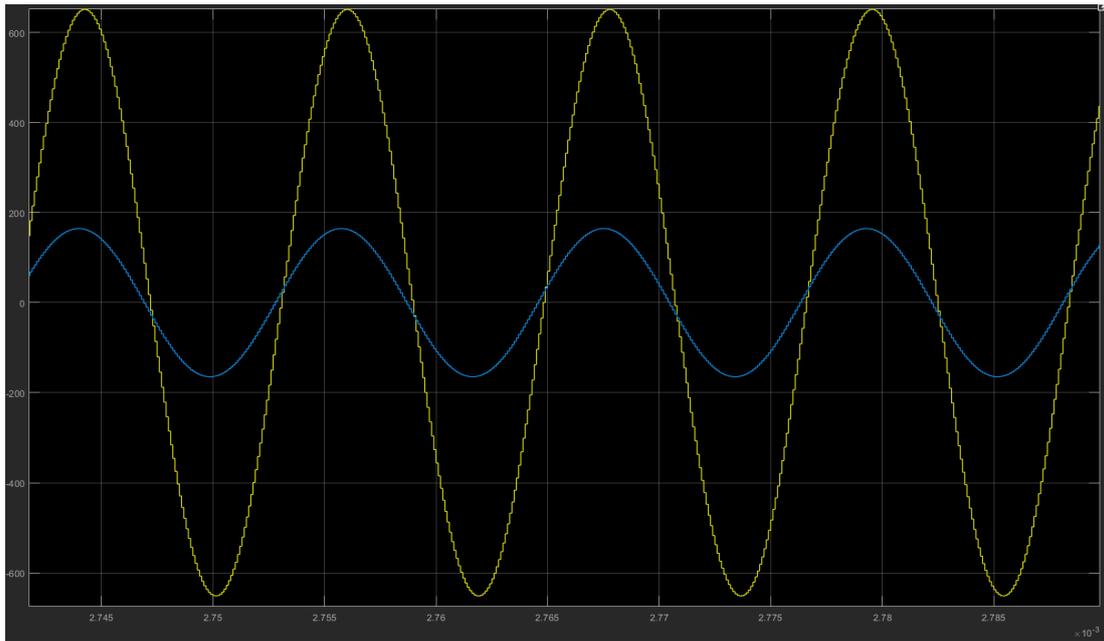


Figura 7.3: Corrente nel trasmettitore I_T (sinusoide gialla) e corrente nel ricevitore I_R (sinusoide blu)

Inoltre, dalla (7.8), si nota che la tensione sul carico e la corrente nel trasmettitore sono in fase e, poiché I_T è in fase con la tensione di alimentazione, anche le tensioni V_S e V_L sono in fase tra di loro, come verrà mostrato dal Diagramma di Bode in Figura 7.9. Anche in questo caso il sistema lavora in modo che tensione e corrente di alimentazione abbiano angolo di sfasamento nullo per ottenere il massimo trasferimento di potenza attiva. In Figura 7.4 sono rappresentate le forme d'onda delle tensioni V_S e V_L ottenute con la simulazione.

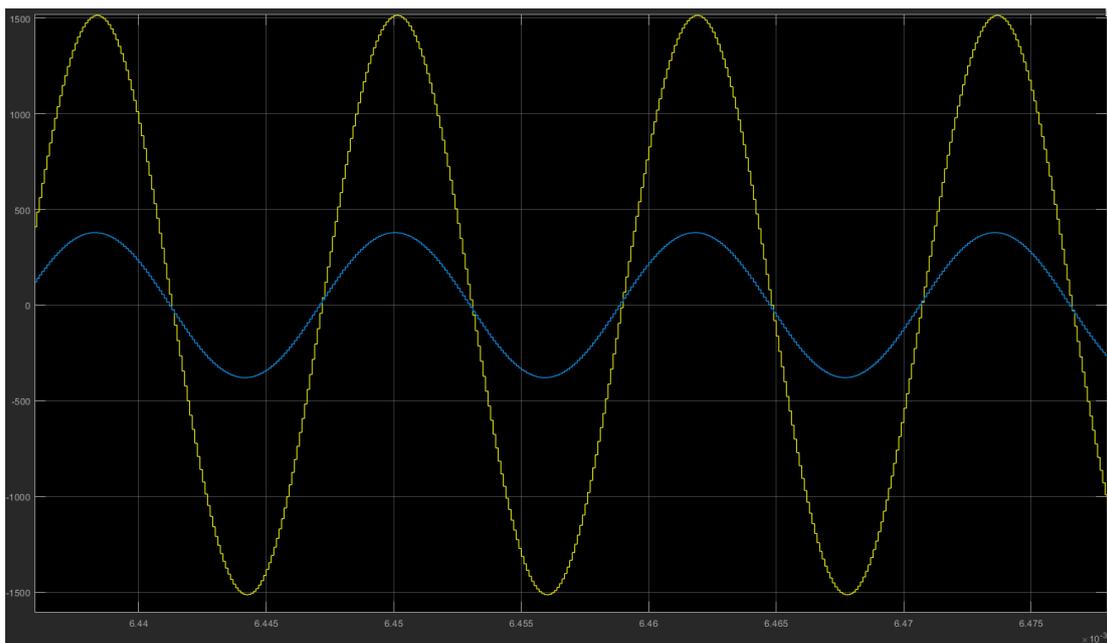


Figura 7.4: Tensione V_L sul carico (sinusoide gialla) e tensione di alimentazione V_S (sinusoide blu)

Per analizzare al meglio la topologia SP è necessario distinguere la corrente che circola nel ricevitore da quella che effettivamente entra nel carico e va a caricare la batteria. In Figura 7.5 sono rappresentate le forme d'onda delle correnti e si può notare che la I_L è leggermente in ritardo rispetto alla I_R a causa della presenza del condensatore di compensazione.

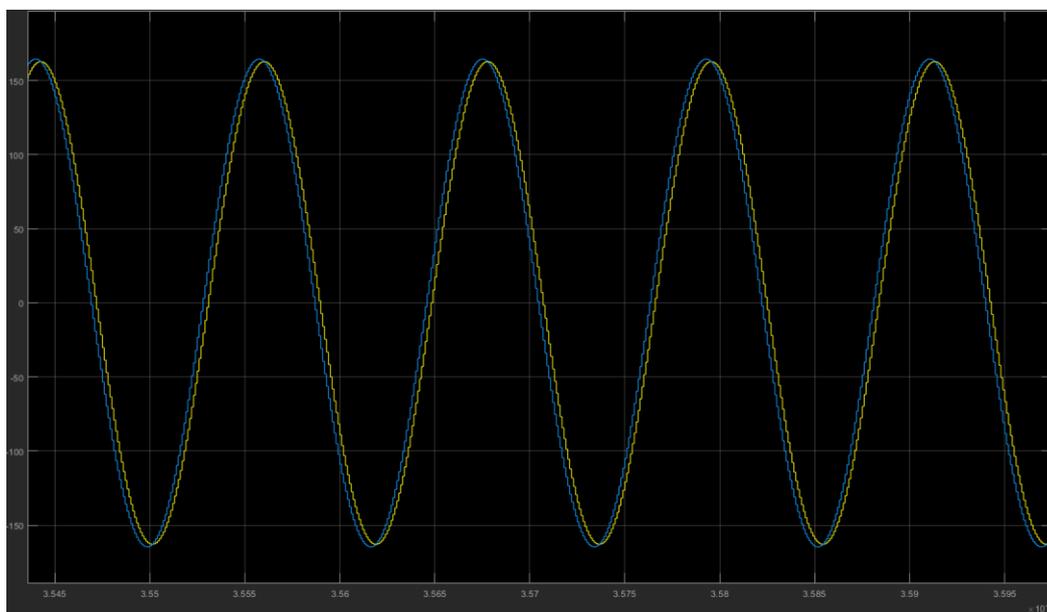


Figura 7.5: Corrente che entra nel carico I_L (sinusoide gialla) e corrente nel ricevitore I_R (sinusoide blu)

In seguito è stato analizzato il circuito in Figura 2.4. Questo circuito equivalente è analogo a quello considerato in precedenza, senza però trascurare le resistenze parassite delle bobine, r_T e r_R . Anche in questo caso la tensione di alimentazione \bar{V}_S è pari alla prima armonica della tensione di uscita dell'inverter ad alta frequenza definita dalla (7.1).

Nella Tabella 7.1 sono indicati i valori delle grandezze del circuito calcolati con le formule esplicitate nel paragrafo (5.2.1). Utilizzando i dati della tabella e tramite la formula (5.51) si ricava il valore dell'efficienza del caricabatteria wireless con la topologia serie-parallelo che risulta: $\eta_{sp}=0.5215$. Questa efficienza risulta essere minore rispetto a quella ottenuta nella topologia SS. I valori riportati in tabella sono stati ottenuti considerando il sistema funzionante alla frequenza di risonanza e una resistenza equivalente pari a $9,3 \Omega$. Queste grandezze sono dipendenti da quest'ultima e possono cambiare il loro valore, anche in modo considerevole, durante il processo di carica. Infatti con un R_{eq} pari a 93Ω , corrispondente alla resistenza che si ha a fine carica, l'efficienza risulta: $\eta_{sp}=0.9052$. In questo capitolo verrà analizzato il comportamento del sistema in funzione della resistenza equivalente di carico e come variano tutte le varie grandezze.

Grandezza	Simbolo	Valore	Formula con cui è stata calcolata
Impedenza equivalente a valle della bobina ricevente	Z_{eq}	$9,1 - j 1,3 \Omega$	(5.40)
Impedenza equivalente della sezione ricevente	$Z_{R,p}$	$9,6 + j 62,8 \Omega$	(5.41)
Impedenza $Z_{R,p}$ riflessa al primario	$Z_{ref,p}$	$0,61 + j 3,9 \Omega$	(5.42)
Impedenza equivalente della sezione trasmittente	Z_T	$0,5 - j 4 \Omega$	(5.43)
Impedenza equivalente delle serie tra Z_T e $Z_{ref,p}$	$Z_{tot,p}$	$1,1 \Omega$	(5.44)
Corrente trasmettitore	I_T	$341 - j 2,9 A$	(5.45)
Tensione bobina trasmittente	V_R	$47,9 + j 546,3 V$	(5.46)
Corrente ricevitore	I_R	$85,2 + j 12,3 A$	(5.47)
Tensione bobina ricevente	V_T	$377 + j 261 V$	(5.48)

Tabella 7.1: Valori delle grandezze del circuito

Confrontando i risultati ottenuti con quelli della topologia SS si osserva come l'impedenza equivalente della sezione ricevente abbia una consistente parte reattiva, la quale si ritrova anche nell'impedenza riflessa al primario. Per questo motivo il condensatore del trasmettitore viene dimensionato per compensare anche la componente capacitiva del secondario, come già esplicitato nel Paragrafo 2.3.2.

In Figura 7.6 sono rappresentate le forme d'onda delle correnti del trasmettitore e del ricevitore ricavate dalla simulazione del circuito in Figura 2.4 con il programma Simulink. Come già visto in precedenza sono entrambe sinusoidali e in fase tra loro.

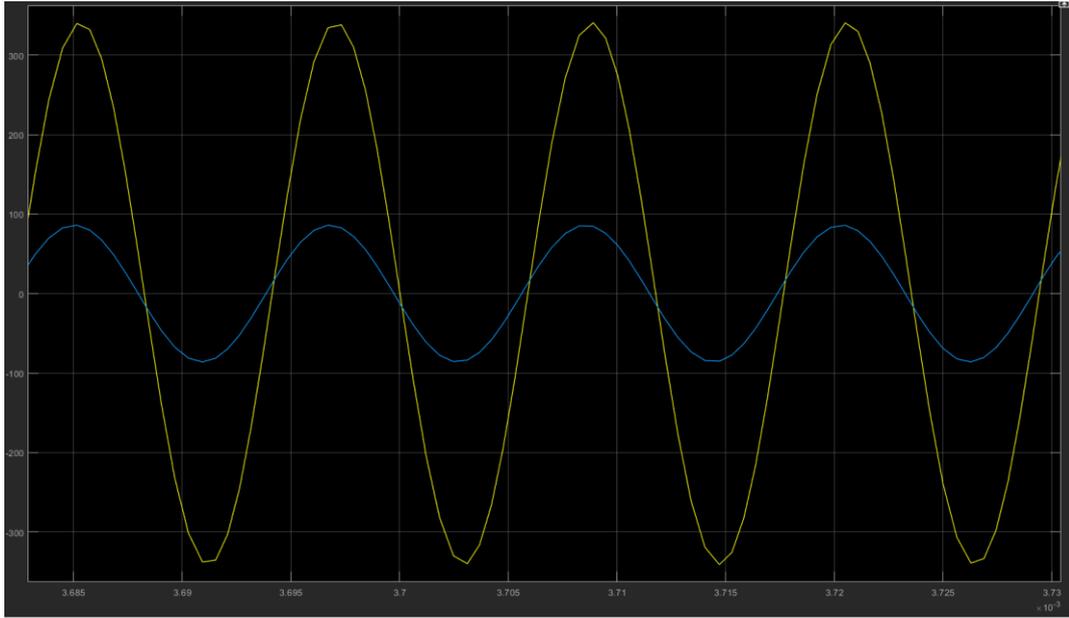


Figura 7.6: Corrente nel trasmettitore I_T (sinusoide gialla) e corrente nel ricevitore I_R (sinusoide blu)

7.1 Funzioni di trasferimento e rispettivi diagrammi di Bode

Si consideri il circuito ideale in Figura 5.1, in cui sono state trascurate le resistenze delle bobine. La situazione in cui è presente un carico e si ha un accoppiamento tra primario e secondario si può rappresentare in modo semplificato con il circuito equivalente in Figura 7.7, in cui il secondario viene riportato al primario.

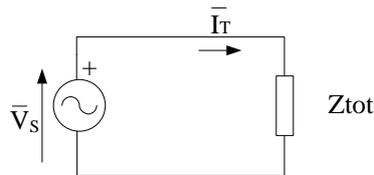


Figura 7.7: Circuito equivalente topologia SP

Da cui si può determinare la seguente equazione:

$$V_s - Z_{tot,p} I_T = 0 \quad (7.11)$$

L'impedenza totale $Z_{tot,p}$ è data dalla serie dell'impedenza equivalente del trasmettitore $Z_{T,p}$ e dell'impedenza equivalente del ricevitore riflessa al primario $Z_{ref,p}$ e risulta:

$$\dot{Z}_{tot,p} = \dot{Z}_T + \dot{Z}_{ref,p} = \frac{1 - \omega^2 L_T C_T}{j\omega C_T} + \frac{\omega^2 M^2 j\omega C_R}{Req - \omega^2 L_R C_R Req + j\omega L_R} \quad (7.12)$$

Se si opera con la trasformata di Laplace, in cui $s=j\omega$, l'impedenza equivalente in (7.12) diventa:

$$Z_{tot}(s) = Z_T + Z_{refparallelo} = \frac{1+s^2L_T C_T}{sC_T} - \frac{s^3 M^2 C_R}{Re q + s^2 L_R C_R Re q + s L_R} \quad (7.13)$$

Si osserva, dalla (7.11), che l'impedenza totale è l'inverso della funzione di trasferimento $FDT1_p$, ovvero la $FDT1_p$, data dalla (5.10) è pari all'ammettenza equivalente del circuito con compensazione di tipo SP.

Considerando i parametri utilizzati nel caricabatteria da 560 W preso in considerazione in questa tesi e inserendoli nell'equazione (5.10), si può determinare la funzione di trasferimento calcolata con i valori numerici, la quale, nella rappresentazione di Evans, risulta:

$$FDT1_p = \frac{8888(s+3.63 \cdot 10^6)(s+7.92 \cdot 10^4)}{(s+3.62 \cdot 10^6)(s+7.93 \cdot 10^4)(s^2 + 5172s + 2.8 \cdot 10^{11})} \quad (7.14)$$

Approssimando i valori ottenuti, la (7.14) può essere semplificata e si ottiene:

$$FDT1_p = \frac{8888s}{(s^2 + 5172s + 2.8 \cdot 10^{11})} \quad (7.15)$$

L'ampiezza e la fase del diagramma di Bode della funzione di trasferimento con i valori numerici sono rappresentate in Figura 7.8.

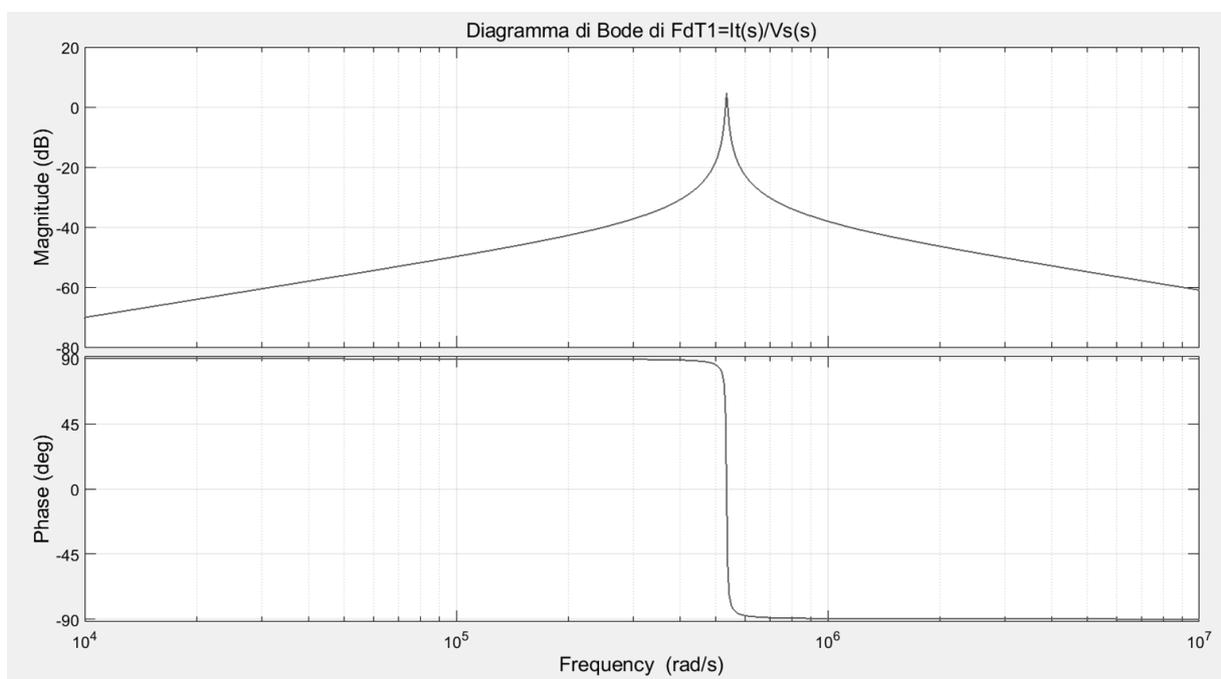


Figura 7.8: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_T(s)}{V_S(s)}$

Si può osservare che la funzione di trasferimento ha uno zero semplice nell'origine che sta a significare che con una tensione V_S costante la corrente I_T sarebbe nulla. Inoltre è presente una coppia di poli alla pulsazione di risonanza, che corrisponde alla frequenza di 85 kHz, in cui la corrente cresce in modo significativo. In corrispondenza di questa frequenza si ha che lo sfasamento tra la corrente nel trasmettitore e la tensione di alimentazione è nullo e ciò permette al sistema di trasmettere la massima potenza possibile.

Si consideri ora la funzione di trasferimento $FDT2_p$, definita dalla (5.17), che mette in relazione le tensioni in uscita e in ingresso del sistema.

Inserendo i parametri nell'equazione (5.17) si ottiene la funzione di trasferimento $FDT2$ espressa nella sua rappresentazione di Evans:

$$FDT2_p = \frac{7.6 \cdot 10s^2}{(s+3.6 \cdot 10^6)(s+7.9 \cdot 10^4)(s^2 + 5172s + 2.8 \cdot 10^4)} \quad (7.16)$$

L'ampiezza e la fase del diagramma di Bode della funzione di trasferimento con i valori numerici sono rappresentate in Figura 7.9. Si può osservare che, anche in questo caso, si ha una coppia di poli alla frequenza di risonanza e lo sfasamento tra la tensione sul carico e la tensione di alimentazione è nullo, al contrario della topologia SS in cui lo sfasamento tra le tensioni era pari a 90° .

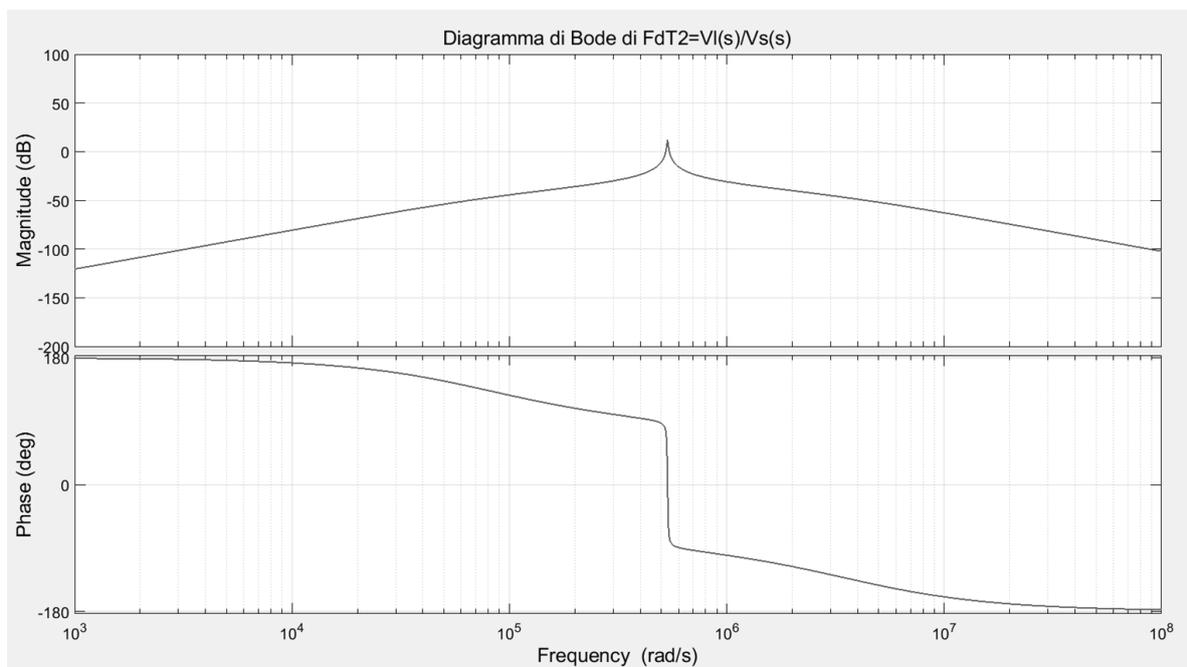


Figura 7.9: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{V_L(s)}{V_S(s)}$

Analogamente si può prendere in considerazione la funzione di trasferimento $FDT3_p$, definita dalla (5.18), che mette in relazione la corrente sul ricevitore e la tensione di alimentazione.

Inserendo i parametri nell'equazione (5.18) si ottiene la funzione di trasferimento $FDT3_p$ espressa con i valori numerici, che, nella sua rappresentazione di Evans risulta:

$$FDT3_p = \frac{2222s^2(s+3.7*10^6)}{(s+3.6*10^6)(s+7.9*10^4)(s^2 + 5172s + 2.8*10^{11})} \quad (7.17)$$

Approssimando i valori ottenuti, la (7.17) può essere semplificata e si ottiene:

$$FDT3_p = \frac{2222s^2}{(s+7.9*10^4)(s^2 + 5172s + 2.8*10^{11})} \quad (7.18)$$

L'ampiezza e la fase del diagramma di Bode della funzione di trasferimento con i valori numerici sono rappresentate in Figura 7.10. Si può osservare che, anche in questo caso, si ha una coppia di poli alla frequenza di risonanza.

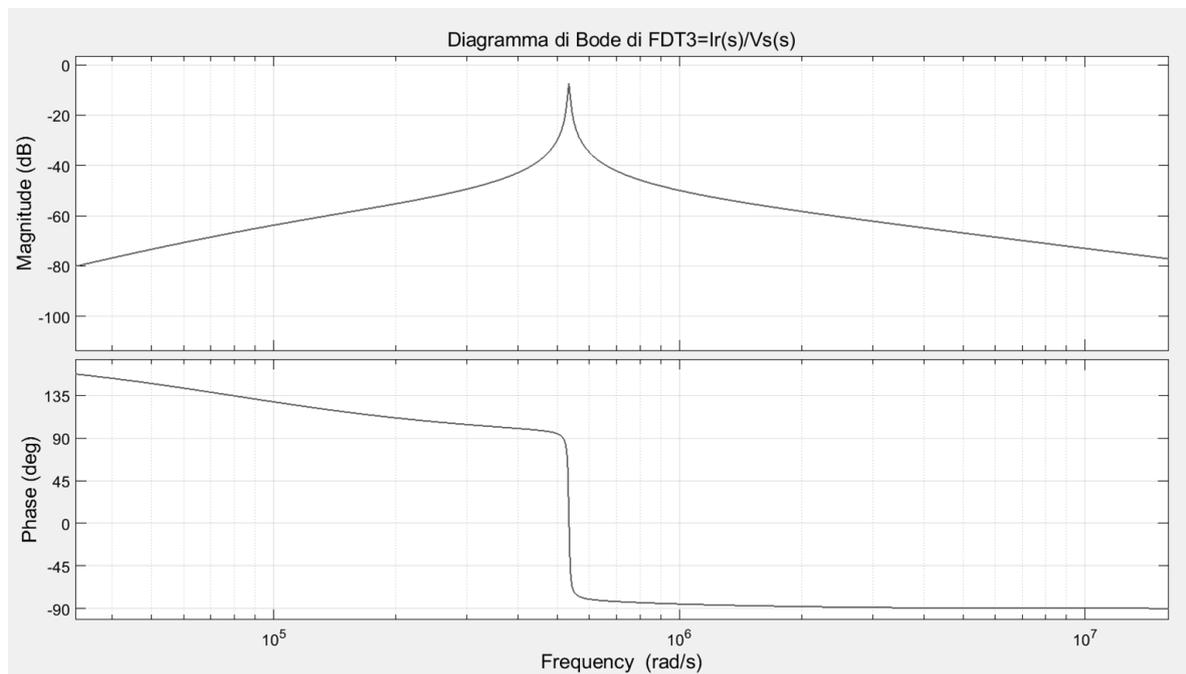


Figura 7.10: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_R(s)}{V_S(s)}$

Per analizzare la corrente che assorbita dal carico si può prendere in considerazione la funzione di trasferimento $FDT4_p$, definita dalla (5.20), che mette in relazione la corrente sul carico e la tensione di alimentazione.

Inserendo i parametri nell'equazione (5.20) si ottiene la funzione di trasferimento $FDT4_p$, espressa con i valori numerici, che, nella sua rappresentazione di Evans risulta:

$$FDT4_p = \frac{8.5 \cdot 10^9 s^2}{(s+3.7 \cdot 10^6)(s+7.6 \cdot 10^4)(s^2 + 5007s + 2.8 \cdot 10^{11})} \quad (7.19)$$

L'ampiezza e la fase del diagramma di Bode della funzione di trasferimento con i valori numerici sono rappresentate in Figura 7.11. Si può osservare che, anche in questo caso, si ha una coppia di poli alla frequenza di risonanza e lo sfasamento tra la corrente sul carico e la tensione di alimentazione è nullo.

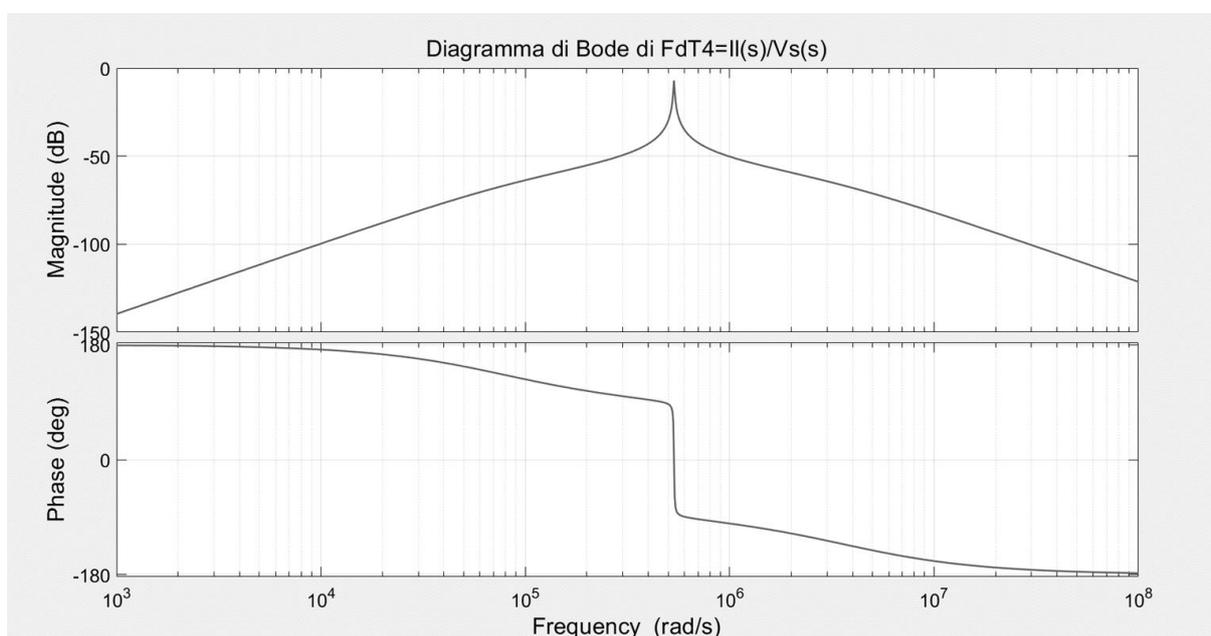


Figura 7.11: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_L(s)}{V_S(s)}$

Inoltre si è analizzata la funzione di trasferimento $FDT5_p$, definita dalla (5.22), che mette in relazione la corrente sul carico e la corrente di alimentazione.

Inserendo i parametri nell'equazione (5.22) si ottiene la funzione di trasferimento $FDT5_p$, espressa con i valori numerici, che, nella sua rappresentazione di Evans risulta:

$$FDT5_p = \frac{9.6 \cdot 10^5 s(s+3.7 \cdot 10^6)^2(s+7.6 \cdot 10^4)}{(s+3.7 \cdot 10^6)(s+7.6 \cdot 10^4)(s^2 + 7.5 \cdot 10^6 s + 1.4 \cdot 10^{13})} \quad (7.20)$$

L'ampiezza e la fase del diagramma di Bode della funzione di trasferimento con i valori numerici sono rappresentate in Figura 7.12. Si può osservare che l'andamento si mantiene abbastanza costante nell'intorno della frequenza di risonanza e lo sfasamento tra la corrente sul

carico e la corrente di alimentazione varia molto lentamente. Tuttavia, come si mostrerà in seguito, aumentando la resistenza equivalente di carico le variazioni di fase risulteranno essere più accentuate e la corrente raggiungerà il suo picco solo in corrispondenza della frequenza di risonanza.

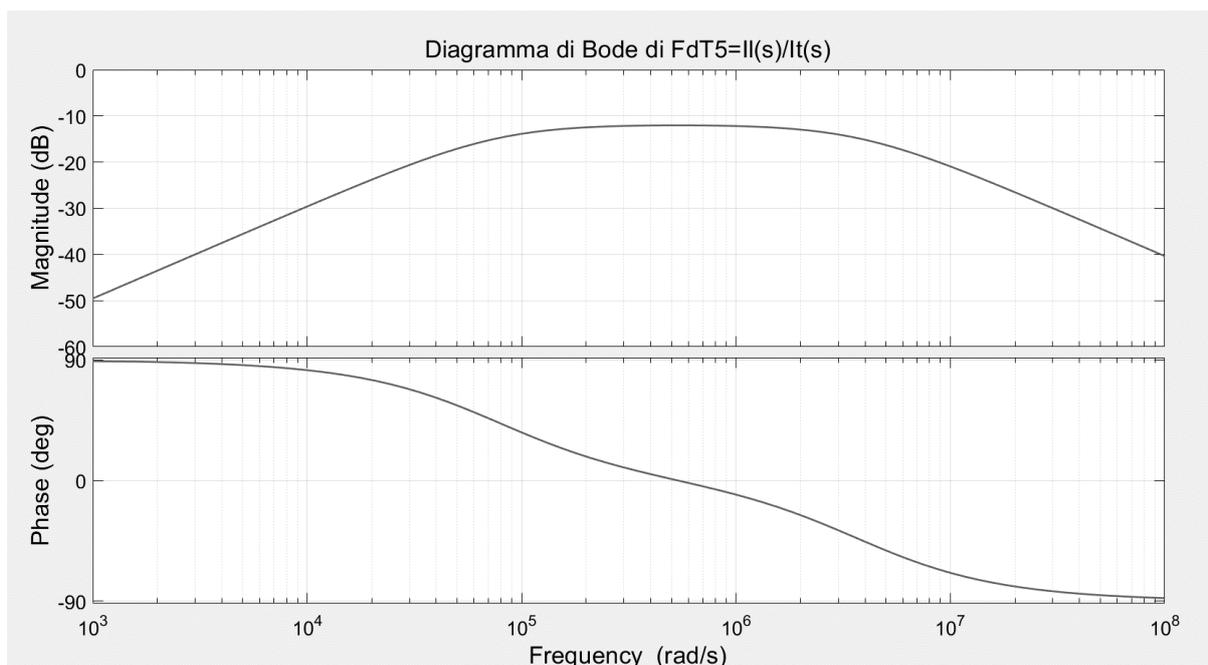


Figura 7.12: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_L(s)}{I_T(s)}$

Si consideri ora il sistema non più ideale, rappresentato dal circuito in Figura 4.2, in cui sono presenti anche le resistenze delle bobine.

In seguito si sono calcolate le funzioni di trasferimento $FDT1_p$ e $FDT2_p$ nel caso non ideale, definite dalle (5.35) e (5.36), e sono state espresse in modo numerico nella rappresentazione di Evans.

$$FDT1'_p = \frac{I'_T(s)}{V_S(s)} = \frac{8888s}{s^2 + 9728s + 2.8 \cdot 10^{11}} \quad (7.21)$$

$$FDT2'_p = \frac{V_{L'}(s)}{V_S(s)} = \frac{7.7s^2}{(s^2 + 9728s + 2.8 \cdot 10^{11})(s + 3.7 \cdot 10^6)(s + 8 \cdot 10^4)} \quad (7.22)$$

Nelle Figure 7.13 e 7.14 rappresentato un confronto tra i diagrammi di Bode delle $FDT1_s$ e $FDT2_s$ nel caso ideale e nel caso non ideale. Si può notare che, come nel caso SS, gli andamenti

corrispondono ma, nel caso non ideale, le ampiezze sono leggermente minori a causa della presenza delle resistenze.

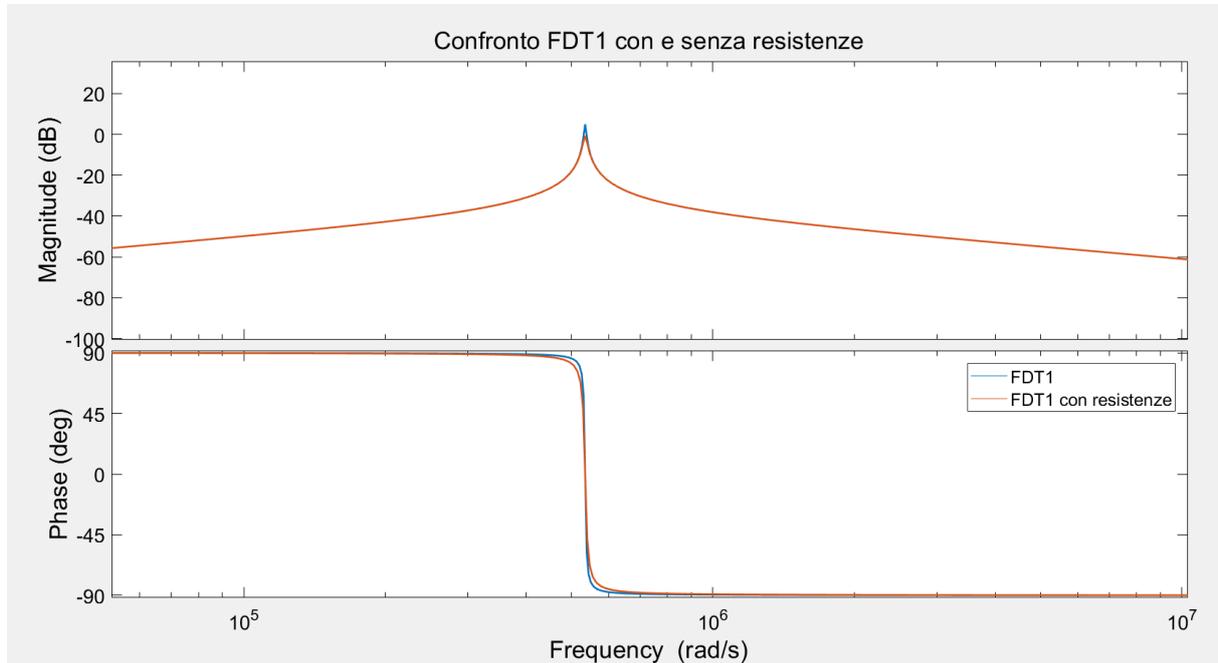


Figura 7.13: Confronto diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $FDT1_p$ con e senza resistenze

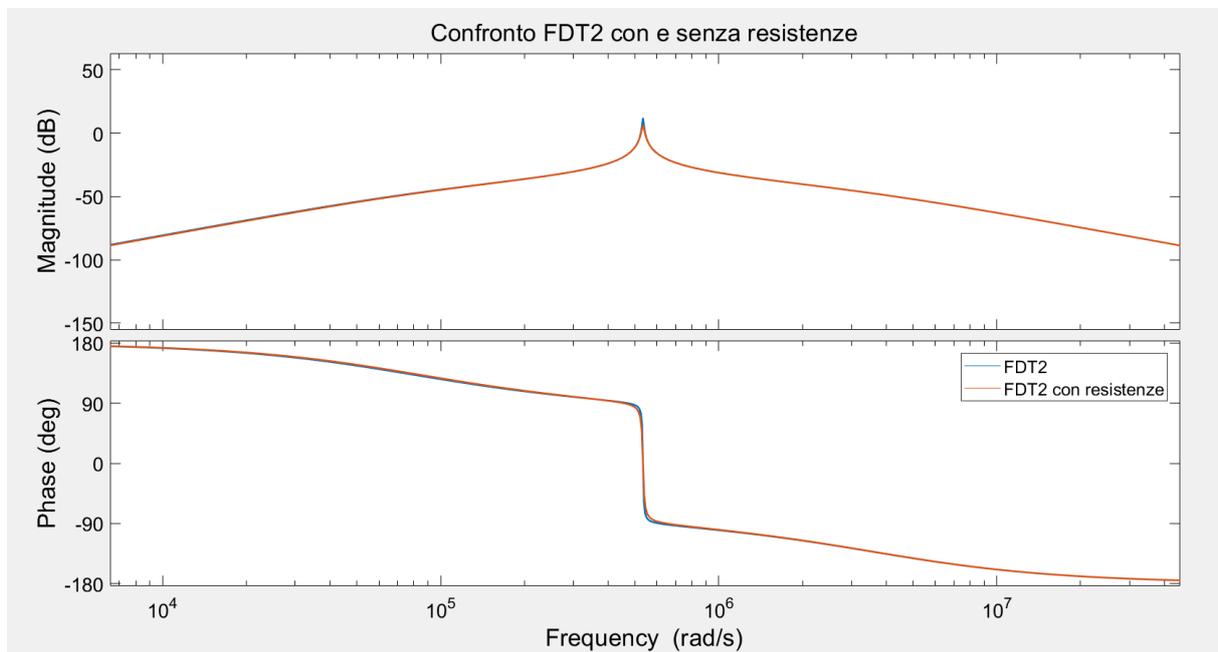


Figura 7.14: Confronto diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $FDT2_p$ con e senza resistenze

Anche per la topologia SP è stato analizzato il comportamento del sistema al variare della resistenza equivalente Req. In Figura 7.15 sono rappresentati i diagrammi di Bode della funzione di trasferimento FDT_{1P}, al variare della frequenza, per diverse dimensioni del carico. Si può osservare che la corrente nel trasmettitore, fino ad un determinato valore della resistenza equivalente, raggiunge il valore massimo in corrispondenza della frequenza di risonanza. Con un carico elevato, corrispondente ad una resistenza equivalente ridotta, pari a Req=9.30 Ω per la (A.3), la corrente raggiunge valori più elevati, mentre, aumentando la resistenza, la corrente si riduce. Alla frequenza di risonanza si ha anche uno sfasamento nullo tra tensione e corrente e ciò permette di avere il massimo trasferimento di potenza. Poiché sarebbe preferibile lavorare con una corrente non troppo elevata nel trasmettitore, il funzionamento ottimale si ha per valori elevati della resistenza di carico. Ciò è l'opposto di quello che avveniva nella topologia SS, in cui, alla frequenza di risonanza, aumentando la resistenza aumentava anche la corrente I_T. Per la (2.33), l'impedenza riflessa al primario è direttamente proporzionale alla Req, per questo la corrente I_T cresce al diminuire della resistenza equivalente.

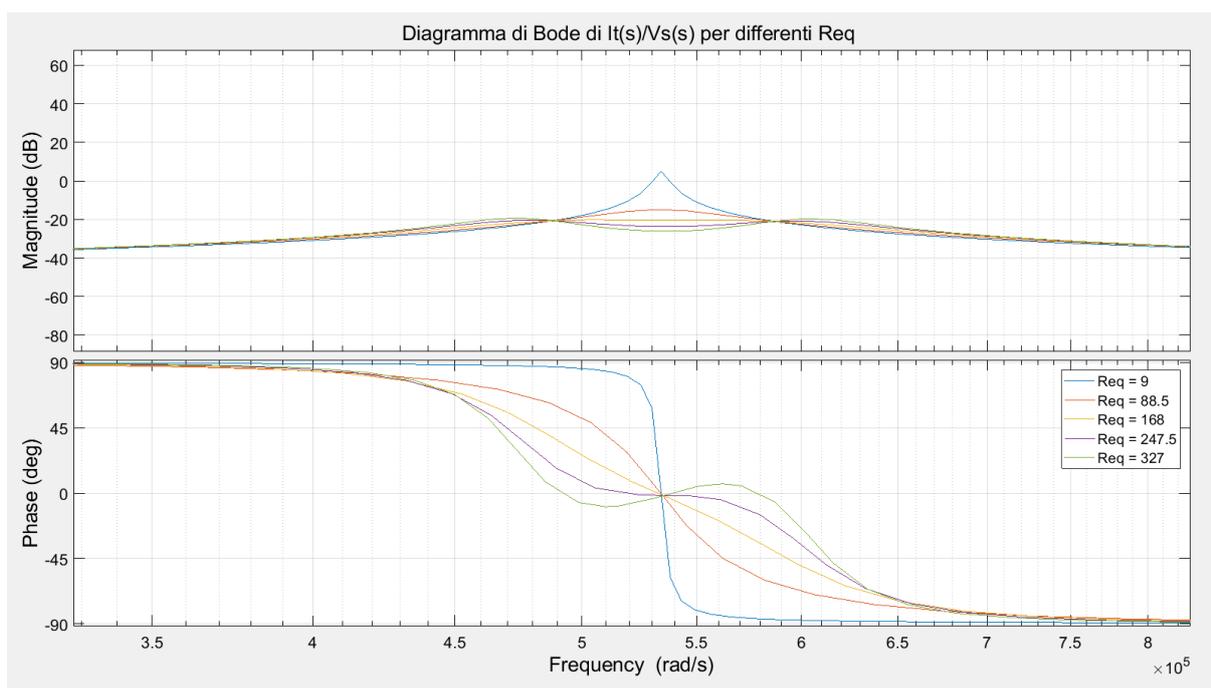


Figura 7.15: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_T(s)}{V_S(s)}$ per differenti Req

Anche in questo caso è possibile osservare la presenza di più frequenze a sfasamento nullo, diverse dalla frequenza di risonanza, ovvero il fenomeno della biforcazione. Il criterio affinché il funzionamento sia libero dalla biforcazione dipende nuovamente dal fattore di qualità della sezione ricevente e dal fattore di accoppiamento del sistema [8].

Per cui si può scrivere:

$$Q_R < \frac{1}{k} \sqrt{1 - k^2} \quad (7.23)$$

Per la topologia SP, però, il fattore di qualità è definito come:

$$Q_R = \frac{Req}{\omega L_R} \quad (7.24)$$

Rendendo esplicita la resistenza equivalente di carico si ottiene:

$$Req_{bif} < \frac{\omega_0 L_R \sqrt{1 - k^2}}{k} \quad (7.25)$$

Ovvero, affinché il funzionamento sia libero dal fenomeno della biforcazione la Req deve avere un valore minore di quello indicato nella (7.25). Nel sistema preso in considerazione questo valore è: $Req_{bif} = 248 \Omega$.

Come nella topologia analizzata in precedenza si è deciso di caricare la batteria fino al punto in cui la corrente di fine carica abbia un valore di 1 A e, quindi, la sua resistenza risulta: $R_B = 56 \Omega$. Attraverso la formula definita da A.3 si può determinare il corrispondente valore della resistenza equivalente di carico, ovvero $Req = 93 \Omega$. Per questo motivo la resistenza sarà sempre di un valore inferiore alla Req_{bif} e la procedura di fasatura automatica porterà il sistema a funzionare sempre alla frequenza di risonanza, in cui ho sfasamento nullo.

Lo stesso risultato può essere visualizzato in Figura 7.16 in cui è rappresentato l'andamento della corrente nel trasmettitore in funzione di ω per diversi valori della resistenza equivalente di carico e per V_S costante.

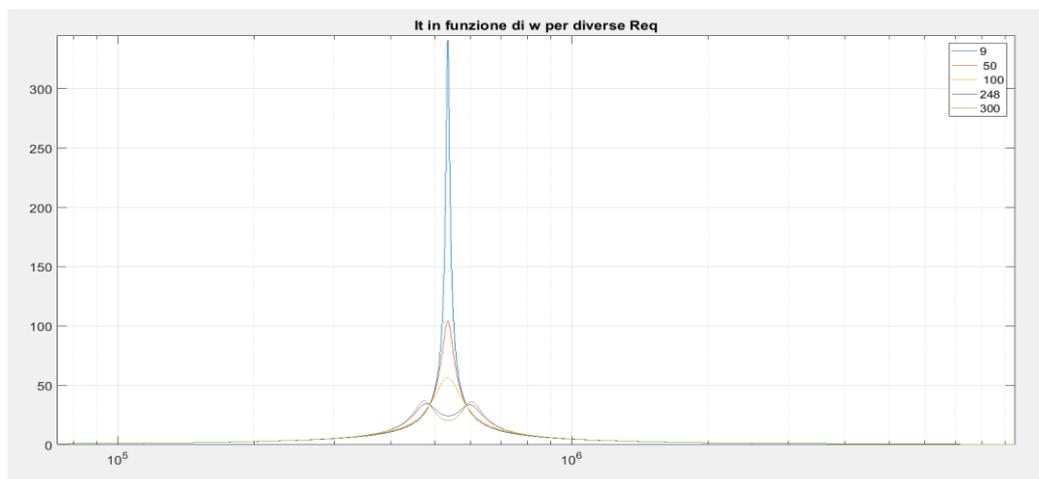


Figura 7.16: Andamento corrente nel trasmettitore in funzione di ω per diversi valori di Req

In questo caso sono state prese in considerazione anche le resistenze delle bobine r_T e r_R . Si può anche osservare che esistono due frequenze di funzionamento in cui la corrente nel trasmettitore è indipendente dal carico e queste sono rispettivamente 78 kHz e 93 kHz, le stesse che si avevano nella topologia SS. Si osserva che la corrente può raggiungere valori molto elevati, in particolare quando si ha una R_{eq} ridotta, e ciò potrebbe essere un limite nel funzionamento se il sistema non viene dimensionato per sopportare tali correnti. Come si vedrà in seguito, a queste correnti corrispondono anche potenze molto elevate per cui, se il carico le richiede, si possono trasferire grandi potenze.

In figura 7.17 sono rappresentati i diagrammi di Bode della funzione di trasferimento FDT_{3p} , al variare della frequenza, per diverse dimensioni del carico. Si può osservare che per un valore elevato di R_{eq} la corrente nel ricevitore ha due picchi alle frequenze corrispondenti alle due coppie di poli, rispettivamente a 76 kHz e 98 kHz, mentre al diminuire della R_{eq} il picco diventa solamente uno in corrispondenza della frequenza di risonanza. Il valore limite di R_{eq} per cui non si hanno più in due picchi corrisponde a quello calcolato nella (7.25). A differenza della topologia SS, non si ha un unico punto in cui la corrente nel ricevitore è indipendente dal carico ma due punti distinti nell'intorno della frequenza di risonanza. Questi punti si trovano a 82 kHz e a 87 kHz.

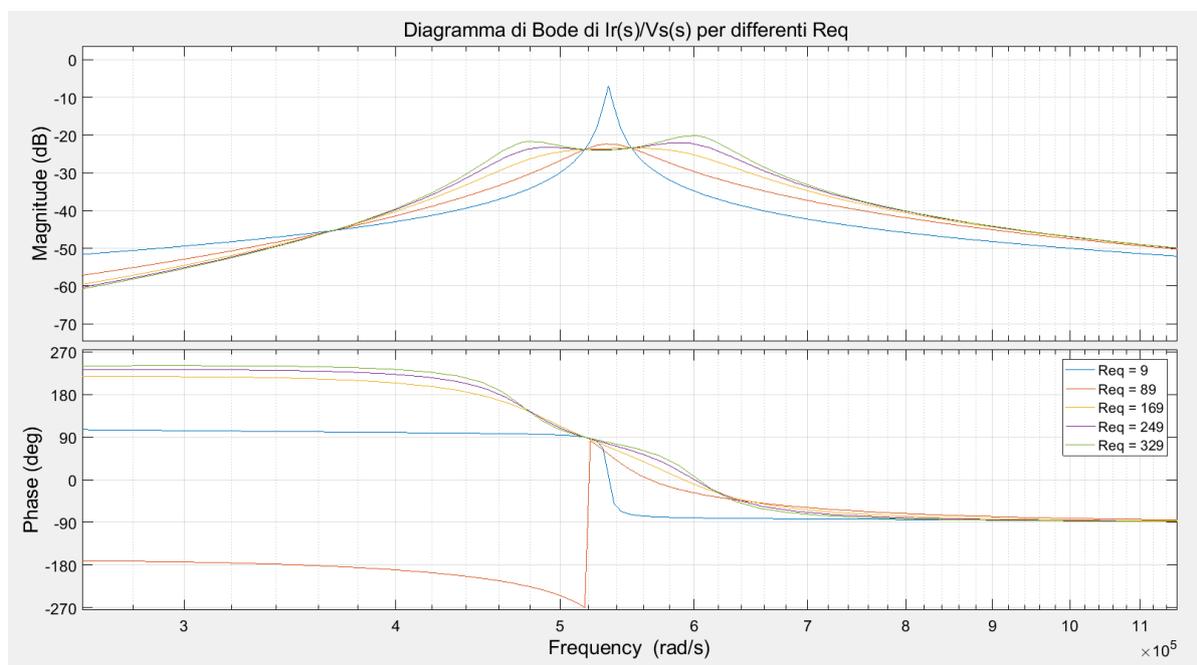


Figura 7.17: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_R(s)}{V_S(s)}$ per differenti R_{eq}

Lo stesso risultato può essere visualizzato in Figura 7.18 in cui è rappresentato l'andamento della corrente nel ricevitore in funzione di ω per diversi valori della resistenza equivalente di carico. In questo caso sono state prese in considerazione anche le resistenze delle bobine r_T e r_R . Infatti si può notare che si ha una differenza nella corrente in corrispondenza di 82 kHz e 87 kHz a causa della non idealità del sistema.

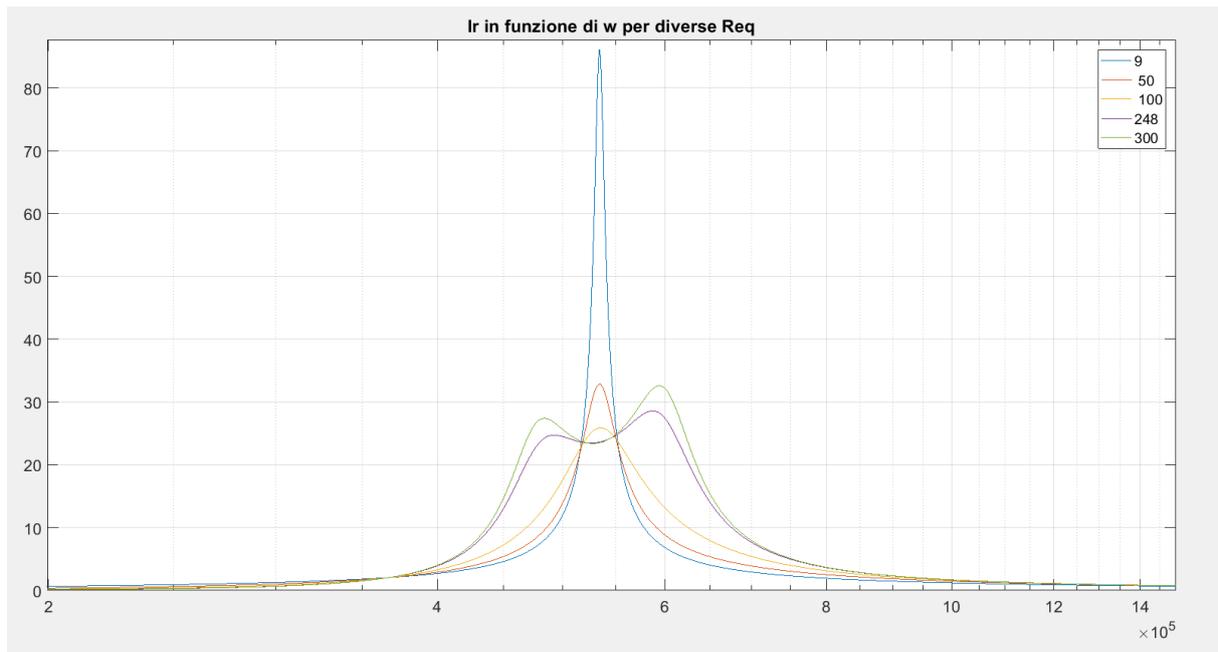


Figura 7.18: Andamento corrente nel ricevitore in funzione di ω per diversi valori di R_{eq}

In Figura 7.19, invece, sono rappresentati i diagrammi di Bode della funzione di trasferimento FDT_{2p} , al variare della frequenza, per diversi valori del carico. In questo caso si può notare che è presente una frequenza di lavoro in cui la funzione di trasferimento è indipendente dal carico ed ha lo stesso valore per qualsiasi valore della R_{eq} . Ovvero la tensione V_L sul carico dipende solo dalle autoinduttanze delle bobine e dalla tensione di alimentazione. Questa frequenza corrisponde alla frequenza di risonanza del sistema.

Per valori ridotti della resistenza equivalente il valore maggiore della tensione si ottiene in corrispondenza della frequenza di risonanza mentre, aumentando la R_{eq} , l'andamento della tensione presenta due picchi in corrispondenza delle due coppie di poli rispettivamente a $f_1=76\text{kHz}$ e $f_2=98\text{kHz}$ e non coincidono con la frequenza di risonanza.

Le due frequenze in questione possono essere determinate usando le formule seguenti, analoghe a quelle utilizzate nella topologia SS:

$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}} \quad (7.26)$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} \quad (7.27)$$

Si nota che sono entrambe dipendenti dalla frequenza di risonanza e dal coefficiente di accoppiamento k . All'aumentare di k e quindi della mutua induttanza le pulsazioni ω_1 e ω_2 si allontanano dalla frequenza di risonanza, mentre al diminuire di k esse si avvicinano. Il valore limite della R_{eq} per cui si ha un solo picco è quello corrispondente alla $R_{eq_{bif}}$ calcolato nella (7.25).

Il comportamento della tensione sul carico è opposto a quello che si aveva nella topologia SS in cui per valori ridotti della resistenza equivalente di carico si ottenevano due picchi e due punti in cui il funzionamento era indipendente dal carico, mentre per valori più elevati il picco era solamente uno in corrispondenza della frequenza di risonanza.

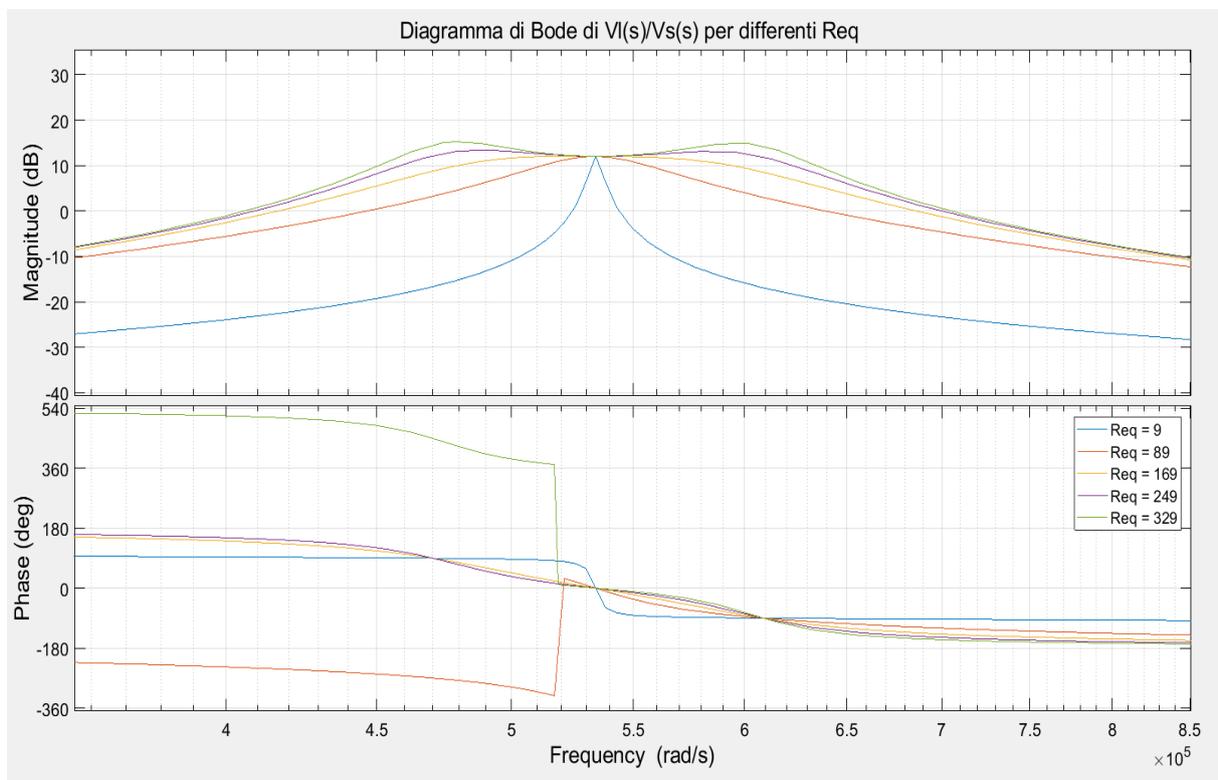


Figura 7.19: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{V_L(s)}{V_S(s)}$ per differenti R_{eq}

Per un'analisi più dettagliata del sistema e per poter caricare la batteria in modo ottimale si sono analizzati anche i diagrammi di Bode delle funzioni di trasferimento $FDT4_p$ e $FDT5_p$ che rappresentano il comportamento della corrente che entra nel carico.

In Figura 7.20 sono rappresentati i diagrammi di Bode della funzione di trasferimento della corrente I_L in funzione della tensione di alimentazione, al variare della frequenza, per diversi valori del carico. Dal grafico si può osservare che, mantenendo costante la tensione in ingresso, la corrente che carica la batteria, alla frequenza di risonanza, dipende dal carico e cresce al diminuire della resistenza equivalente. Più precisamente, la corrente aumenta per carichi elevati, come accade per la I_R e la I_T . Mentre, corrispondenza delle pulsazioni ω_1 e ω_2 essa è indipendente dal carico. Osservando il diagramma della fase si nota che, in corrispondenza della frequenza di risonanza la corrente sul carico e la tensione di alimentazione hanno sfasamento nullo. Infatti la tensione sul carico è in fase sia con la tensione di alimentazione che con la corrente sul carico e, di conseguenza, la corrente I_L è in fase con V_S .

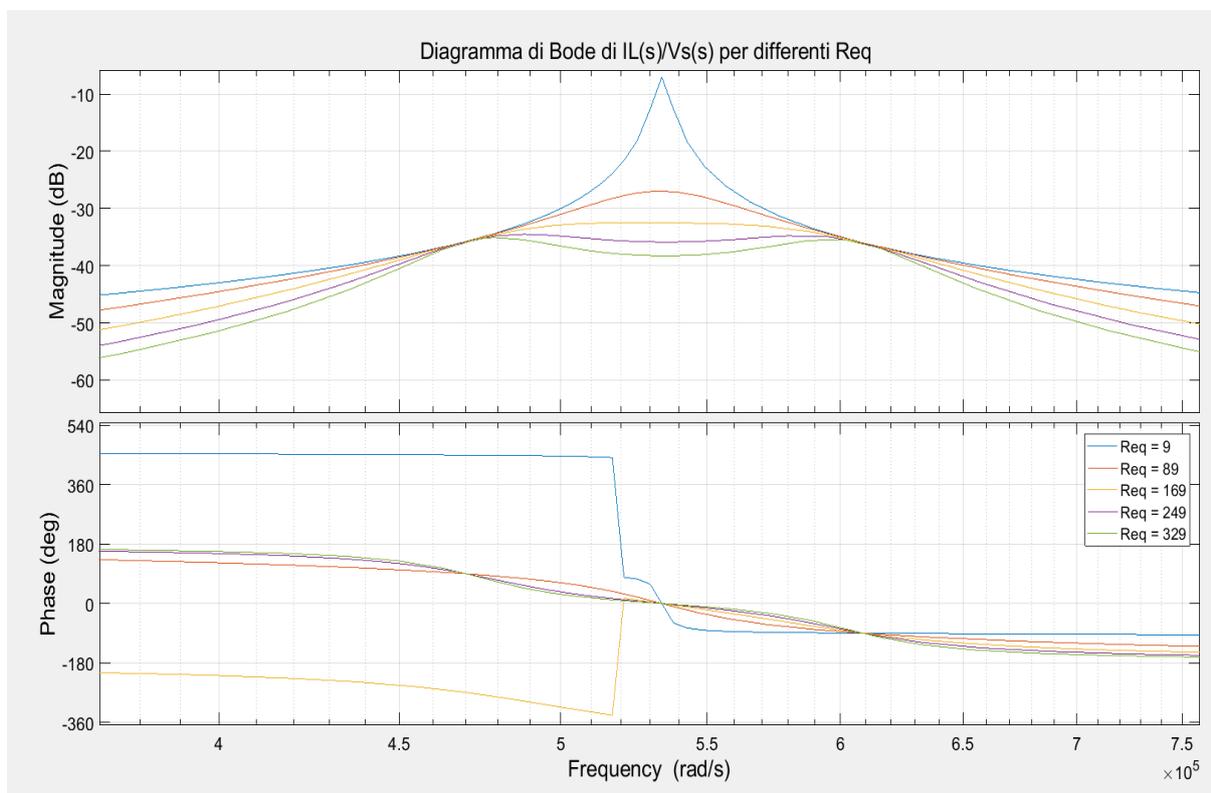


Figura 7.20: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_L(s)}{V_S(s)}$ per differenti Req

In Figura 7.21 sono rappresentati i diagrammi di Bode della funzione di trasferimento della corrente I_L in funzione della corrente nel trasmettitore, al variare della frequenza, per diverse dimensioni del carico. Si osserva che, mantenendo costante la corrente nel trasmettitore, la corrente che carica la batteria, alla frequenza di risonanza, è indipendente dal carico e lo sfasamento tra loro è nullo. Questo rispecchia ciò che è stato analizzato all'inizio di questo capitolo. Infatti, alla frequenza di risonanza, la corrente I_L è equivalente alla corrente I_{sc} definita dalla (7.7) e quest'ultima è indipendente dal carico.

Si ottiene che, se la corrente nel trasmettitore è mantenuta costante, ossia il primario è alimentato da una corrente costante, la corrente I_{sc} , e quindi la corrente nel carico, rimangono costanti indipendentemente dal carico. Ciò significa che il secondario si comporta come una sorgente di corrente costante.

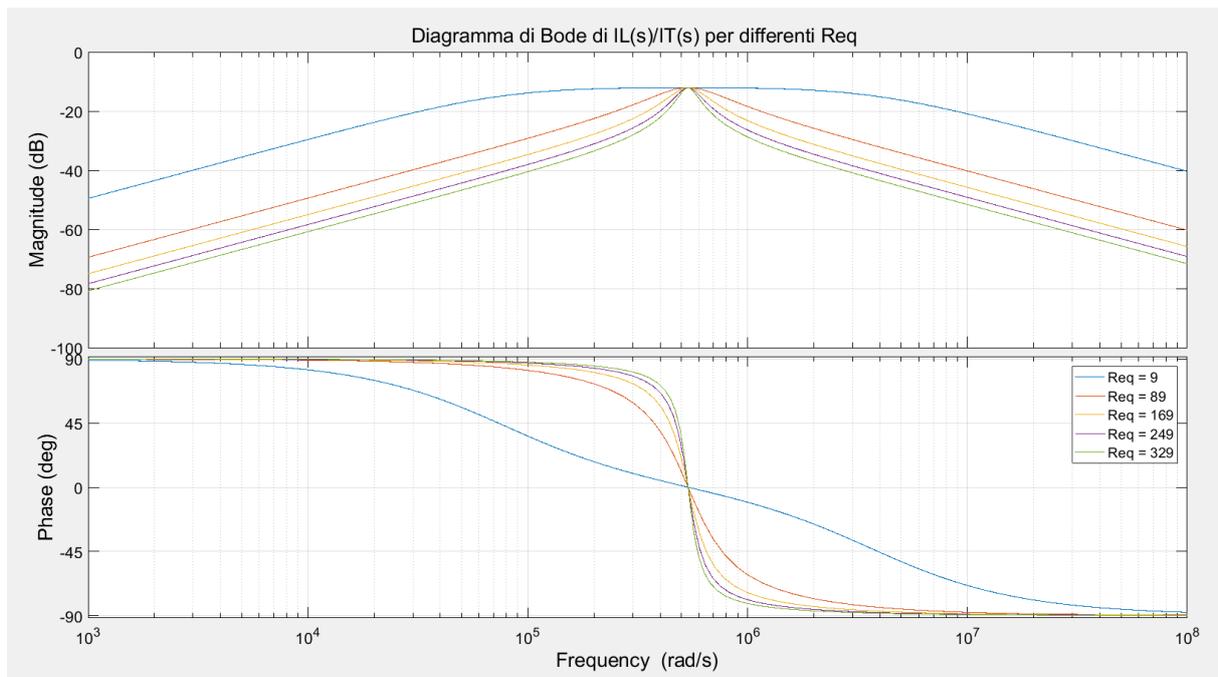


Figura 7.21: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento $\frac{I_L(s)}{I_T(s)}$ per differenti Req

7.2 Analisi dell'efficienza

In Figura 7.22 è rappresentato l'andamento dell'efficienza in funzione del valore della resistenza equivalente di carico per tre differenti frequenze di operazione. Si può osservare che, soprattutto quando la resistenza raggiunge valori elevati, la frequenza che permette di raggiungere un'efficienza più elevata è quella di risonanza. Infatti l'efficienza a 85 kHz, corrispondente alla curva di colore rosso, supera le altre due per qualsiasi valore della frequenza di risonanza.

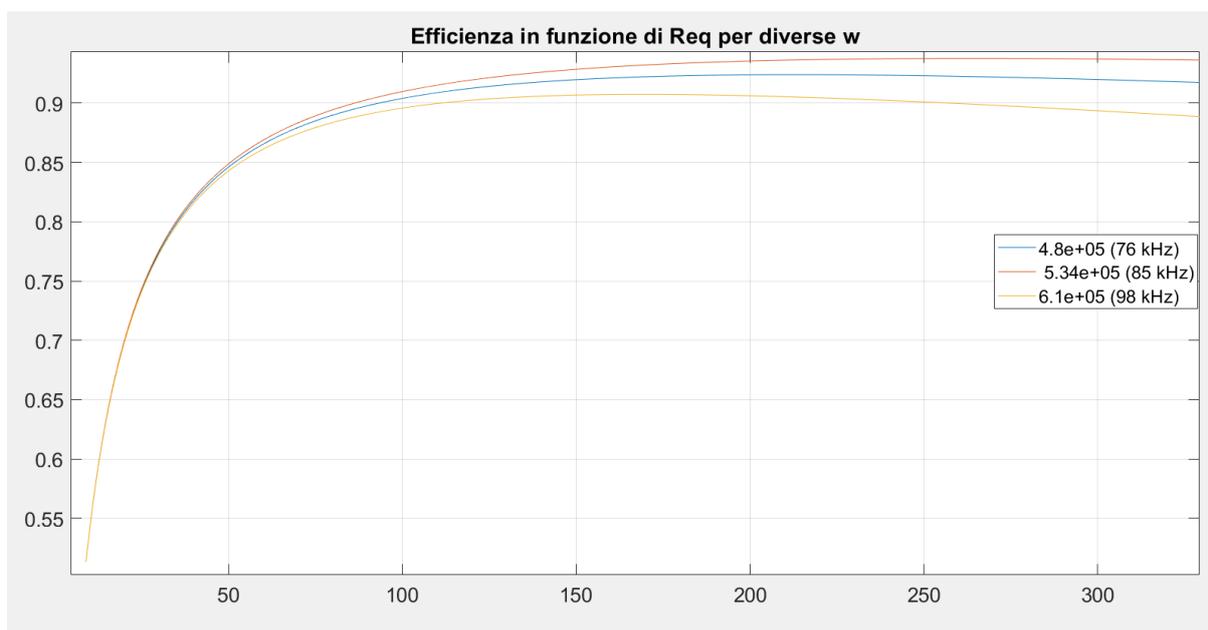


Figura 7.22: Andamento dell'efficienza in funzione della resistenza equivalente di carico per diversi valori della frequenza di funzionamento

Per un'analisi più approfondita dell'efficienza si può osservare il grafico in Figura 7.23 in cui è presentato l'andamento dell'efficienza in funzione della frequenza di funzionamento del sistema per diversi valori della resistenza equivalente di carico. L'efficienza massima è sempre raggiunta in corrispondenza della frequenza di risonanza, per qualsiasi valore di Req. Si nota che l'efficienza cresce al diminuire del carico ed è inferiore per valori ridotti della Req. Questa riduzione è causata dalle correnti elevate che circolano nel sistema, in particolare, come era stato mostrato in Figura 7.18, la corrente nel trasmettitore raggiunge valori molto elevati per una Req pari a 9Ω e ciò causa molte perdite dovute soprattutto alle correnti parassite ed all'effetto pelle.

A differenza della topologia SS, con compensazione SP non è conveniente cambiare la frequenza di operazione durante il processo di carica della batteria, in quanto non esiste un'altra frequenza che permetta di raggiungere un'efficienza maggiore di quella in risonanza.

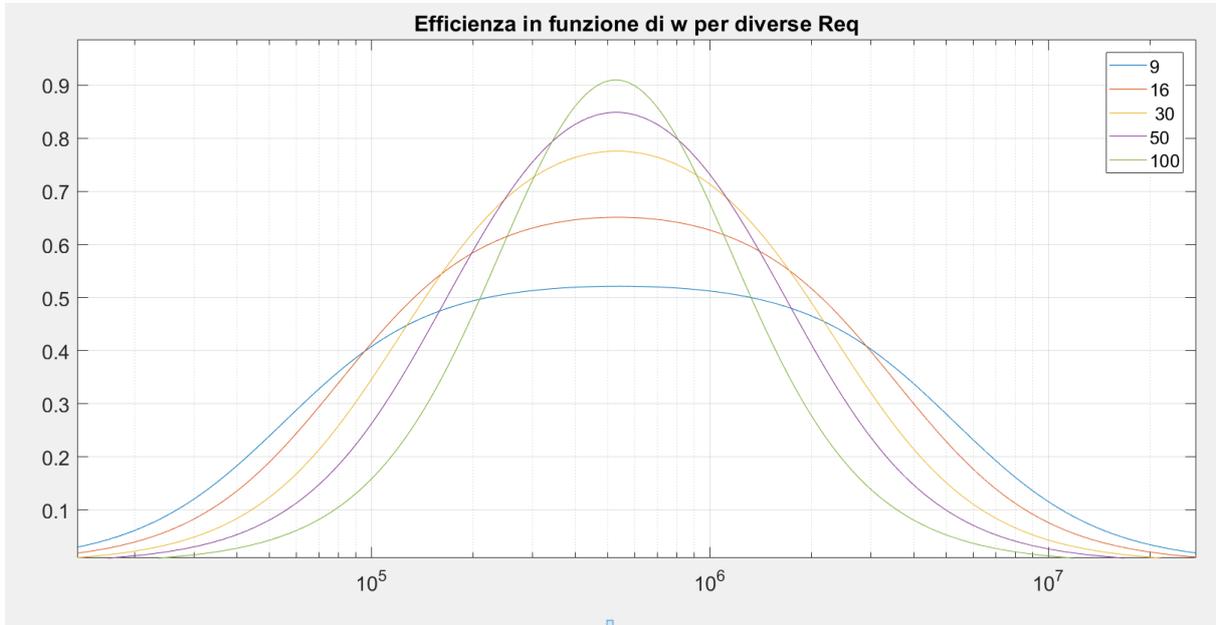


Figura 7.23: Andamento dell'efficienza in funzione della frequenza di funzionamento per diversi valori della resistenza equivalente di carico

In Figura 7.24 è mostrato l'andamento dell'efficienza in funzione del coefficiente di accoppiamento k . Per quanto riguarda la topologia SP è più difficile raggiungere un'efficienza pari al 90% a causa della limitazione del coefficiente di accoppiamento. Per ottenere un'efficienza maggiore del 80 %, invece, è necessario che il coefficiente di accoppiamento abbia un valore maggiore di 0,52. Ovvero, dalla definizione di k , si può scrivere:

$$M > 0,52 \sqrt{L_T L_R} \quad (7.28)$$

Da cui deriva che la mutua induttanza deve superare i 62 μH .

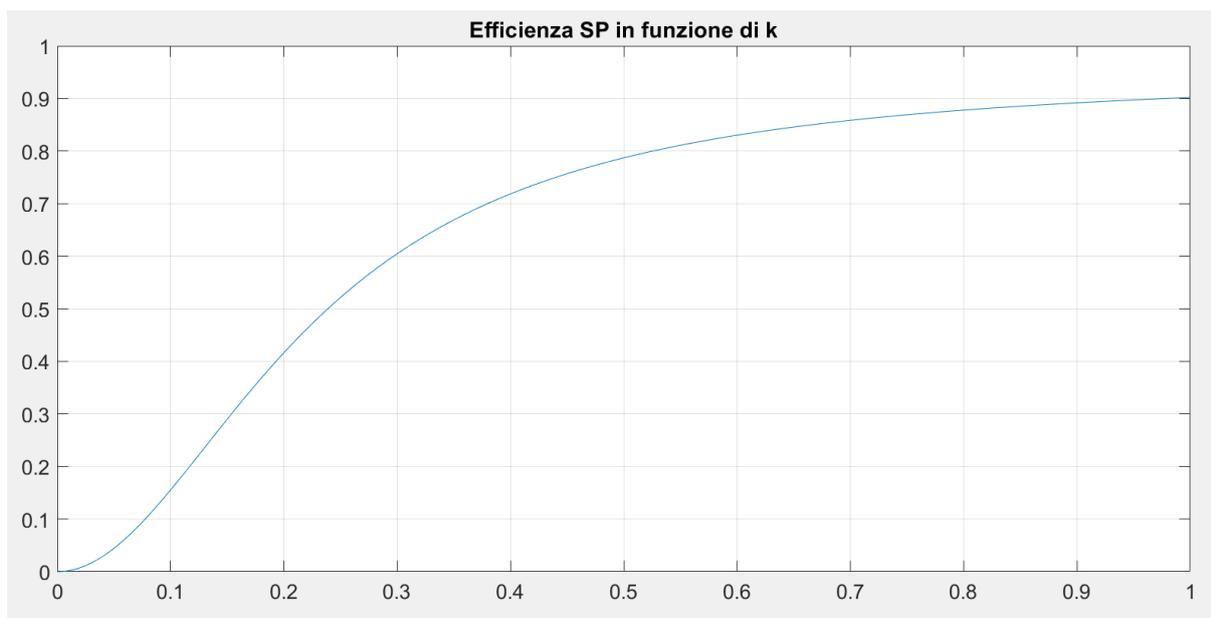


Figura 7.24: Andamento dell'efficienza in funzione del coefficiente di accoppiamento

Nel grafico raffigurato in Figura 7.25 è rappresentato l'andamento della potenza in uscita, definita nella (5.49), in funzione della frequenza di funzionamento per diversi valori della resistenza equivalente di carico. La potenza in uscita dipende dal quadrato del modulo della corrente I_R che diminuisce all'aumentare della resistenza equivalente di carico, in condizioni di risonanza.

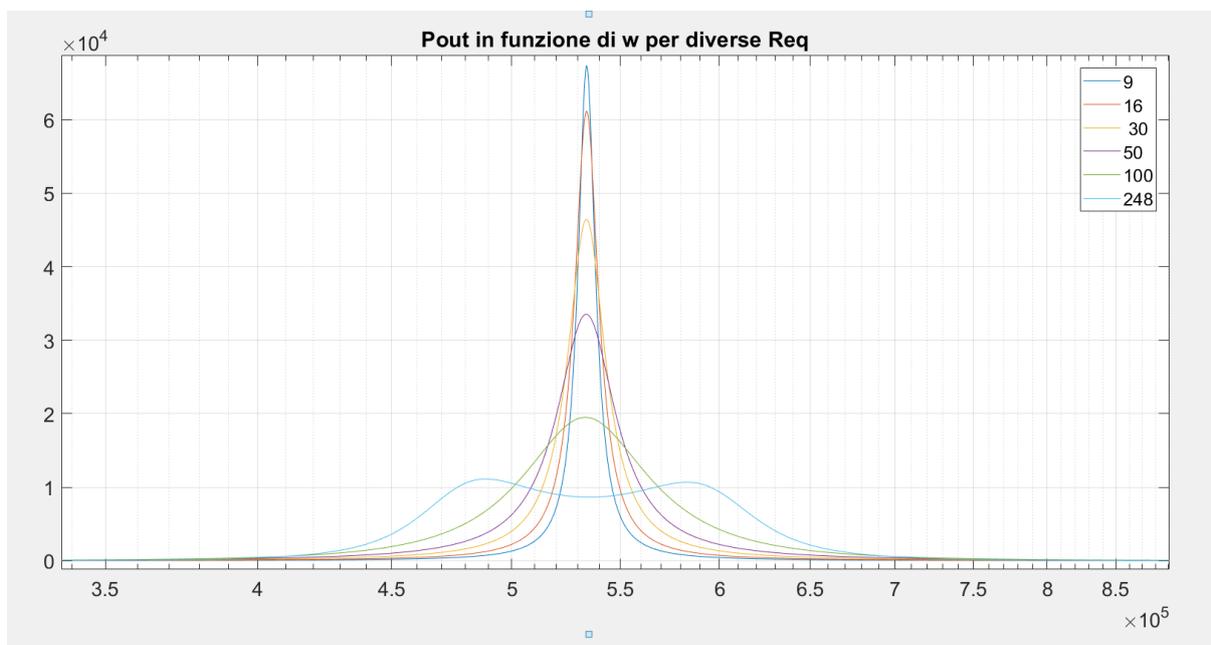


Figura 7.25: Andamento della potenza in funzione della frequenza di funzionamento per diversi valori della resistenza equivalente di carico

La potenza massima fornita dal sistema, per valori di R_{eq} ridotti, si ottiene in corrispondenza della frequenza di risonanza. La potenza richiesta dalla batteria ha un andamento che cresce linearmente durante la carica a corrente costante e diminuisce durante la carica a tensione costante. Durante la prima fase di carica la batteria ha una resistenza minore e richiede una potenza crescente ed anche il sistema è in grado di fornire maggiore potenza. All'aumentare della R_{eq} il sistema può fornire una potenza minore, a causa della diminuzione della corrente, ma anche la batteria richiede una minore potenza durante la seconda fase di carica. Quindi, anche se la potenza erogata dal sistema diminuisce, si riuscirà comunque ad alimentare la batteria dal momento in cui anche la potenza richiesta da quest'ultima diminuisce.

Si può anche osservare che, in corrispondenza della $R_{eq_{bif}}$, la curva della potenza presenta la biforcazione e il valore di potenza massima non è raggiunto in corrispondenza della frequenza di risonanza. Poiché si è deciso di caricare la batteria fino al punto in cui la corrente di fine carica abbia un valore di 1 A, che corrisponde ad un valore della resistenza equivalente pari a 93Ω , non si raggiungerà mai la condizione di biforcazione durante il funzionamento del sistema.

7.3 Considerazioni in funzione dei fattori di qualità

In Figura 7.26 è rappresentato l'andamento dell'efficienza in funzione del fattore di qualità Q_R per tre differenti valori di Q_T . Come nella topologia SS si può osservare che l'efficienza è maggiore per valori maggiori di Q_T . In questo caso, però, l'efficienza diminuisce al crescere di Q_R e quindi al diminuire della resistenza equivalente R_{eq} . Ciò conferma quanto analizzato in precedenza in Figura (7.23) in cui l'efficienza maggiore si ha per carichi inferiori. Ciò è collegato anche al valore delle correnti nel ricevitore e nel trasmettitore, che raggiungono valori elevati per una R_{eq} piccola e causano perdite nel trasferimento di potenza.

Al fine di ottenere un'efficienza ottimale è preferibile adottare la topologia più opportuna a seconda dell'applicazione in cui dovrà essere utilizzata. Si è studiato che l'efficienza al crescere della resistenza equivalente di carico aumenta nella topologia SP mentre diminuisce nella topologia SS. Dunque è necessario determinare un valore limite di R_{eq} che permetta di capire con quale topologia si raggiunge una migliore efficienza. L'efficienza nella topologia SP è maggiore di quella nella topologia SS per valori del fattore di qualità $Q_R < 1$, ossia $\frac{\omega L_R}{R_{eq}} < 1$. Di conseguenza per valori di $R_{eq} > \omega L_R$ è conveniente utilizzare la topologia SP.

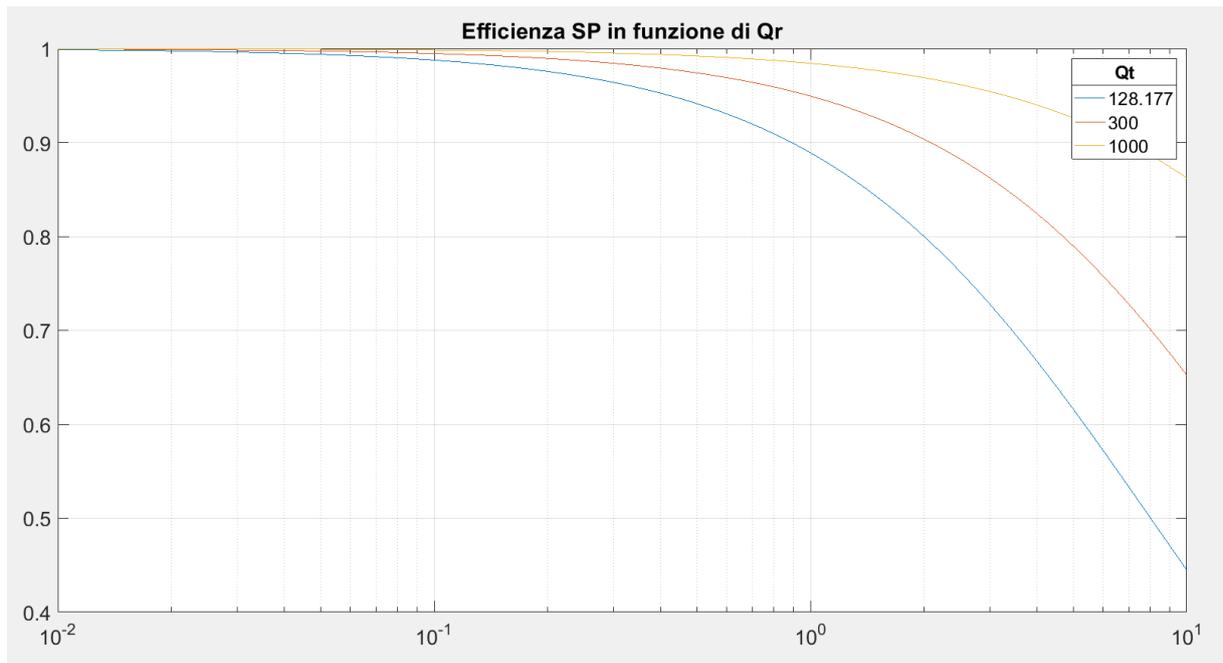


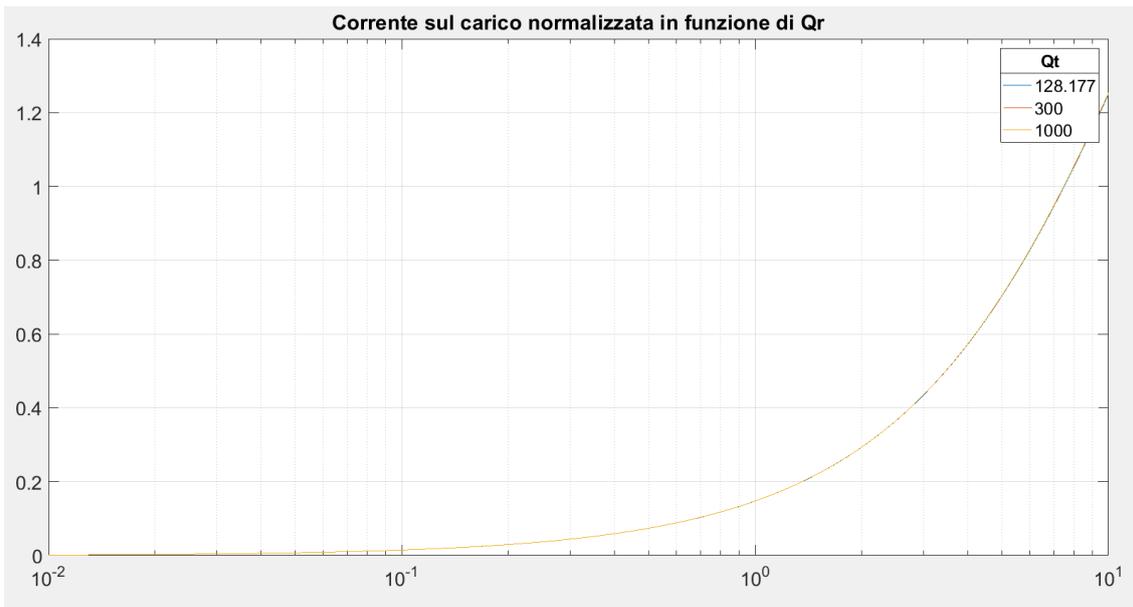
Figura 7.26: Andamento dell'efficienza della topologia SP in funzione dei fattori di qualità

In Figura 7.27 è rappresentata la corrente sul carico normalizzata, in funzione del fattore di qualità Q_R per tre differenti valori di Q_T . La corrente sul carico può essere espressa come:

$$I_{load} = \frac{\bar{V}_S}{j\omega M} \left(\frac{k^2 Q_T Q_R}{k^2 Q_T Q_R + j(Q_T + k^2 Q_R)} \right) \quad (7.29)$$

Si osserva che, come per la topologia SS, la corrente aumenta al crescere di Q_R , quindi al diminuire di Re_q , ma nella topologia SP è quasi indipendente da Q_T , ovvero non viene influenzata dall'induttanza e dalla resistenza della bobina trasmittente. Inoltre si nota che ha un valore meno elevato per un intervallo relativamente ampio di Q_R . Per la (7.29), è possibile regolare la corrente sul carico controllando la tensione di alimentazione V_S .

Questo risultato può essere confermato osservando il grafico di Figura (7.21) in cui la corrente sul carico ha valori maggiori per ridotti valori di Re_q per qualsiasi frequenza, a parte quando il sistema lavora in condizioni di risonanza in cui la corrente sul carico è indipendente dal carico stesso.



Inoltre è stato analizzato l'andamento del fattore di potenza PF sempre in funzione dei fattori di qualità. Nella topologia SS il fattore di potenza è equivalente all'efficienza, come indicato dalla (4.40), dunque il suo andamento è pari a quello rappresentato in Figura 6.22. Nella topologia SP, invece, il fattore di potenza è espresso dalla (5.52) e non coincide con l'efficienza. In figura 7.28 si può osservare che il PF è praticamente indipendente da Q_T e ha valori più elevati quando Q_R è piccolo, ovvero quando Req è grande. Infatti, dalla definizione del fattore di potenza per la topologia SP, si osserva che il PF è inversamente proporzionale al fattore di qualità Q_R .

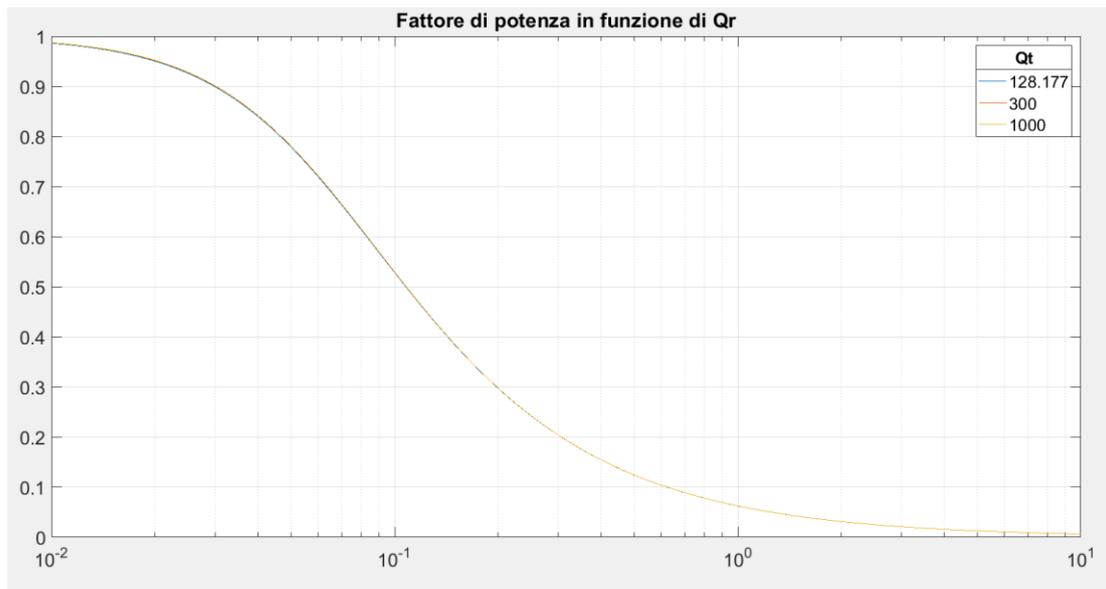


Figura 7.28: Fattore di potenza in funzione dei fattori di qualità

CAPITOLO 8

Sperimentazione del caricabatteria wireless con compensazione SS e analisi dei risultati

Nella parte finale del progetto di tesi è stato studiato il prototipo di un caricabatteria wireless per una city car elettrica e si è sperimentato il comportamento del sistema in differenti condizioni di funzionamento, cambiando la frequenza e la resistenza equivalente di carico. I condensatori sono stati collegati al fine di ottenere la topologia di compensazione Serie-Serie. Il lavoro svolto ha utilizzato come base di partenza i risultati ottenuti attraverso le simulazioni e li ha confrontati con quelli ricavati nei diversi test sperimentali.

8.1 Descrizione del prototipo e dei suoi componenti

I componenti che costituiscono il prototipo utilizzato per la realizzazione dei test sperimentali sono mostrati in Figura 8.1, in cui si può osservare il banco prova visto dai due lati.

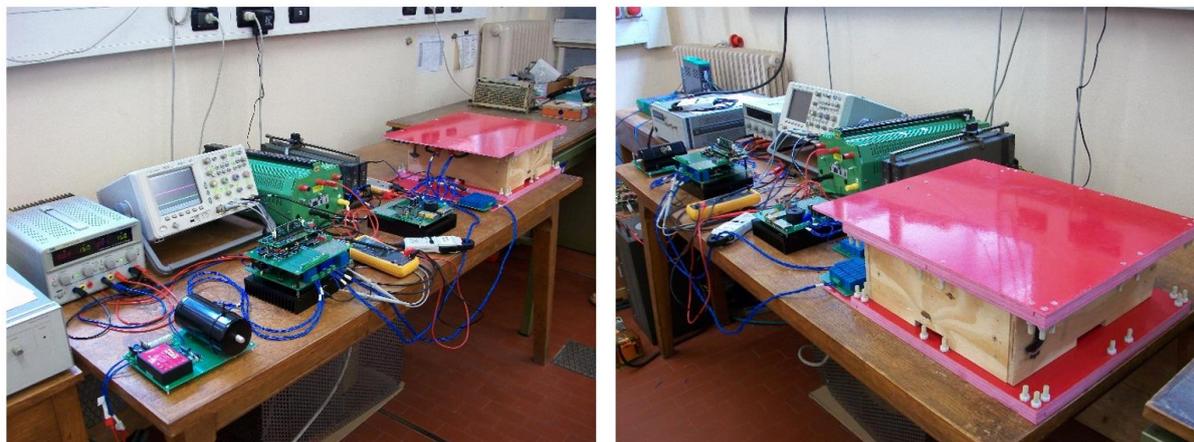


Figura 8.1: Prototipo del caricabatteria

I componenti del sistema sono:

- Generatore di tensione stabilizzato
- Scheda di potenza dello stadio trasmettente
- Scheda di interfaccia

- Generatore di tensione stabilizzato per schede elettroniche
- Microcontrollore
- Condensatori per la compensazione
- Bobine per l'accoppiamento
- Scheda di potenza dello stadio ricevente
- Reostato

Ai componenti del sistema si sono aggiunti gli strumenti per effettuare le misurazioni, essi sono:

- Sonde di corrente
- Wattmetro
- Oscilloscopio
- LCR METER: strumento per misurare induttanza, capacità e resistenza

8.1.1 Generatore di tensione stabilizzato

Il prototipo del caricabatteria non viene alimentato direttamente attraverso la rete ma tramite un generatore di tensione stabilizzato che fornisce la tensione continua all'inverter. I test sperimentali sono stati eseguiti mantenendo la sua tensione di uscita costante e poco superiore a 20 V. Si è osservato che i MOSFET dell'invertitore causano una caduta di tensione dipendente dalla corrente per cui la tensione all'uscita di quest'ultimo non rimane costante durante l'operazione. Per questo motivo, durante la sperimentazione, è stato necessario aggiustare la tensione del generatore stabilizzato per ottenere 20 V all'uscita dell'invertitore.

8.1.2 Scheda di potenza dello stadio trasmittente

In Figura 8.2 è mostrata la scheda di potenza dello stadio trasmittente. È posizionata al di sopra di un radiatore che, oltre a dissipare il calore prodotto dai convertitori, funge anche da supporto della scheda. In primo piano nella figura si possono osservare i connettori verticali necessari al collegamento con la scheda di interfaccia mentre sul lato opposto sono posizionati i condensatori ed i sensori di corrente. I condensatori utilizzati nella scheda del trasmettitore sono necessari a mantenere la tensione del bus in continua stabilizzata. Questi sono condensatori ceramici.

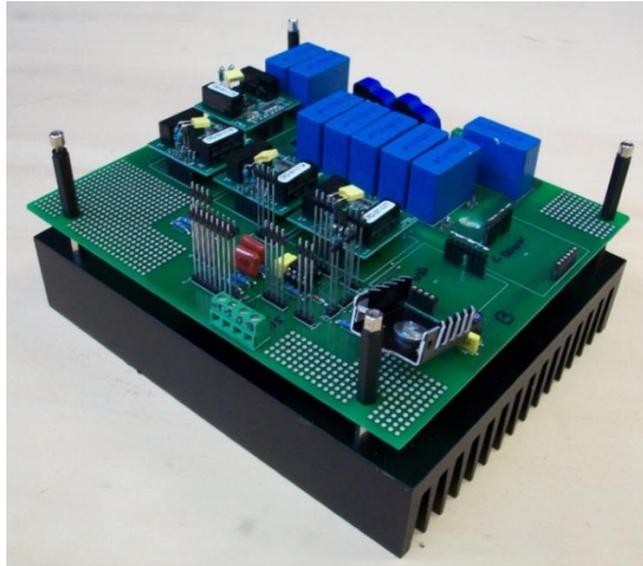


Figura 8.2: Scheda di potenza dello stadio trasmittente

Vicino ai condensatori sono posizionati i sensori di corrente ad effetto Hall che sono utilizzati per la trasduzione della corrente. Essi generano in uscita, su una resistenza di valore noto, una corrente proporzionale a quella da misurare in modo che la tensione misurata ai capi della resistenza risulti proporzionale alla corrente da trasdurre.

Nella parte inferiore della scheda di potenza e a contatto con il radiatore si trova l'invertitore ad alta frequenza. Il suo schema circuitale è già stato presentato in Figura 3.6 ed è stato realizzato utilizzando due gambe di un modulo di potenza trifase che è costituito da MOSFET in grado di commutare in tempi molto brevi. Ciò consente loro di funzionare ad alte frequenze mantenendo contenute le perdite di commutazione. Le due gambe dell'inverter vengono controllate attraverso il microcontrollore.

8.1.3 Scheda di interfaccia e microcontrollore

La scheda di interfaccia mostrata in Figura 8.3 è posizionata tra la scheda di potenza e il microcontrollore ed è necessaria a condizionare i segnali che entrano nel microcontrollore. Quest'ultimo può ricevere in ingresso solamente segnali che si trovano all'interno di intervallo

di tensione compreso tra 0 e 5 V, dunque la scheda di interfaccia consente di ridurre i segnali. Inoltre è in grado di effettuare operazioni matematiche attraverso gli amplificatori differenziali.

Sulla scheda sono anche presenti dei LED, necessari a capire lo stato operativo del sistema, e dei pulsanti, che permettono all'utente di fornire dei comandi al sistema, per esempio modificare la frequenza.

Il microcontrollore, programmato attraverso il programma PSoC (*Programmable System on Chip*), genera i segnali di comando per i MOSFET dell'invertitore ed effettua elaborazioni sui segnali digitali, in base all'algoritmo di controllo. I segnali analogici in uscita dalla scheda di interfaccia vengono elaborati nel microcontrollore attraverso un convertitore ADC (*Analog to Digital Converter*), che converte un segnale analogico in una serie di valori discreti di tipo digitale.

I segnali di comando generati dal microcontrollore tornano alla scheda di interfaccia e vengono mandati a dei driver necessari all'accensione dei MOSFET. I driver forniscono un segnale pari a 15 V e vengono alimentati per mezzo di un generatore di tensione stabilizzato.

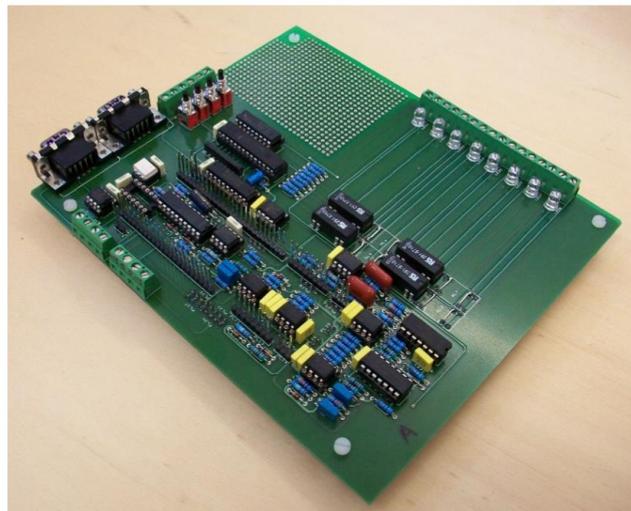


Figura 8.3: Scheda di interfaccia

8.1.4 Condensatori di compensazione e bobine per l'accoppiamento

I condensatori di risonanza sono stati realizzati collegando in serie e in parallelo più condensatori con una capacità di 15 nF ciascuno. Per ottenere la capacità desiderata e aumentare la tensione sopportata sono state collegate in parallelo 8 stringhe di condensatori, ognuna formata da 4 condensatori in serie.

Al fine di trasferire potenza al carico senza una connessione cablata sono necessarie due bobine per l'accoppiamento induttivo. In Figura 8.4 è mostrata una delle due bobine di accoppiamento senza piatto di copertura. Idealmente le bobine sono uguali e si trovano ad una distanza di 15 cm. I loro parametri induttivi sono presentati nel paragrafo 8.2.



Figura 8.4: Una delle due bobine senza piatto di copertura

8.1.5 Scheda di potenza dello stadio ricevente

La scheda di potenza dello stadio ricevente mostrata in Figura 8.5 si trova anch'essa montata su un radiatore di supporto e, tramite i morsetti, è connessa ai condensatori di risonanza ed alla bobina ricevente, oltre che alla resistenza di carico. La tensione del bus in continua è sostenuta dai tre condensatori di colore nero mostrati in figura. Quest'ultimi sono condensatori elettrolitici. Vicino ai condensatori si trovano i sensori per la trasduzione della corrente e l'induttanza di filtro del chopper. Alla scheda di potenza è anche collegato il carico che, in questo caso, è costituito da un reostato. Questo simula le condizioni elettriche che si ottengono durante il processo di ricarica del pacco di accumulatori.

Sotto il circuito stampato e a contatto con il radiatore sono montati il raddrizzatore ed il chopper, il quale, per il momento, non viene utilizzato. I loro schemi circuitali sono stati già presentati, rispettivamente, nelle Figure 3.3 e 3.1. I diodi del ponte raddrizzatore monofase introducono

una non linearità nel sistema che causa una variazione del valore della resistenza equivalente di carico al variare del punto di lavoro. Per questa ragione, durante lo svolgimento dei test, è stato necessario aggiustare il reostato al fine di mantenere una resistenza di carico costante, analogamente a quanto fatto per la tensione di alimentazione.

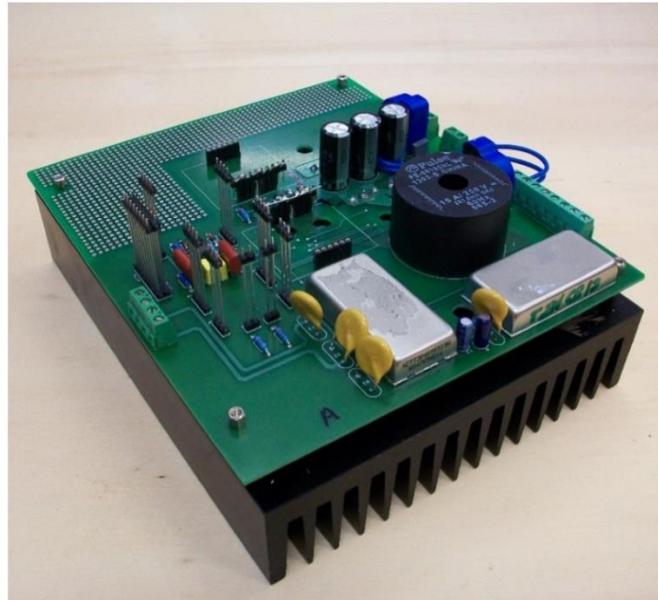


Figura 8.5: Scheda di potenza dello stadio ricevente

8.2 Specifiche dei componenti del sistema reale

Le induttanze delle bobine e le capacità dei condensatori di risonanza presentano delle differenze rispetto a quanto ipotizzato idealmente. Per questo motivo sono stati misurati diversi valori e successivamente sono state eseguite nuovamente le simulazioni in Matlab con i parametri reali. Per effettuare le misure si è utilizzato lo strumento LCR METER. Nella Tabella 8.1 sono riportate le grandezze misurate con lo strumento a differenti frequenze.

In primo luogo è stata misurata la capacità dei due bank di condensatori di compensazione. Si può osservare che il loro valore non cambia con la frequenza ed è pari a 30,8 nF. È stato poi misurato il valore delle induttanze, posizionando lo strumento ai capi delle bobine ed i loro valori sono riportati nella terza colonna della Tabella 8.1. Nella quarta colonna sono inseriti i valori delle resistenze parassite r_T e r_R dovute all'effetto pelle dei cavi. Si può osservare che aumentano al crescere della frequenza, infatti variano con \sqrt{f} . Nella simulazione è stato inserito un valore medio di riferimento delle resistenze pari a 0,7 Ω . Inoltre, nella quinta colonna è riportato il valore del fattore di qualità Q misurato come indicato in Tabella 2.1. Infine è stato

misurato il valore della serie di induttanza e condensatore, sia per il trasmettitore che per il ricevitore. Conoscendo il valore delle capacità è stato possibile ricavare il valore esatto delle induttanze quando i componenti sono collegati. In questo modo si è misurata l'induttanza complessiva del circuito, considerando anche i collegamenti. Si può notare che alle due frequenze minori prevale la capacità e la serie ha un valore capacitivo. L'induttanza può essere calcolata a partire dalla reattanza equivalente, definita come:

$$X_{eq} = -\frac{1}{\omega C_{eq}} = \omega L_T - \frac{1}{\omega C_T} \quad (8.1)$$

Da cui si ricava:

$$L_T = -\frac{1}{\omega^2 C_{eq}} + \frac{1}{\omega^2 C_T} = \frac{1}{\omega^2} \left(-\frac{1}{C_{eq}} + \frac{1}{C_T} \right) \quad (8.2)$$

In cui C_{eq} è il valore dato dalla serie tra capacità e induttanza indicato nella sesta colonna della Tabella.

A 100 kHz, invece, prevale l'induttanza e la reattanza equivalente è pari a:

$$X_{eq} = \omega L_{eq} = \omega L_T - \frac{1}{\omega C_T} \quad (8.3)$$

Da cui si ricava:

$$L_T = L_{eq} + \frac{1}{\omega^2 C_T} \quad (8.4)$$

Allo stesso modo si possono ricavare le misure dell'induttanza del ricevitore. I valori ottenuti sono riportati nell'ultima colonna della tabella. I parametri utilizzati nel programma di simulazione in Matlab sono una media di questi valori, ovvero 122 μH per la bobina trasmittente e 119 μH per la bobina ricevente.

TRASMETTITORE						
Frequenza	C_T [nF]	L_T [μH]	r_T [Ω]	Q_T	C_T + L_T	L_T (complessiva) [μH]
50 kHz	30,8	119,7	0,447	-153	49,05 nF	122,3
66,667 kHz	30,8	119,8	0,616	-47,11	90,48 nF	122,1
100 kHz	30,8	119,9	1,02	22,7	39,7 μH	121,9
RICEVITORE						
Frequenza	C_R [nF]	L_R [μH]	r_R [Ω]	Q_R	C_R + L_R	L_R (complessiva) [μH]
50 kHz	30,8	116,7	0,509	-137	48,21 nF	118,8
66,667 kHz	30,8	116,7	0,68	-44,7	85,88 nF	118,7
100 kHz	30,8	116,9	1,09	19,5	36,5 μH	118,7

Tabella 8.1: Grandezze misurate con lo strumento LCR METER

Inoltre è stato misurato il valore della mutua induttanza M tra le bobine. Per calcolarla è stato necessario effettuare due misure, connettendo in due modi differenti i capi delle bobine. Nel primo caso sono state effettuate le connessioni nel modo indicato in Figura 8.6.

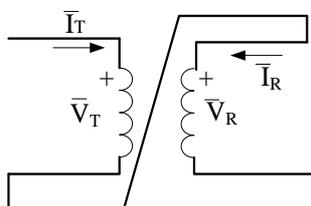


Figura 8.6: Primo collegamento delle bobine per misurare la mutua induttanza

Le equazioni del circuito sono:

$$\begin{cases} V_T = j\omega L_T I_T + j\omega M I_R \\ V_R = j\omega M I_T + j\omega L_R I_R \end{cases} \quad (8.5)$$

Sommando le due equazioni del sistema e considerando che le correnti sono uguali si ottiene:

$$V_T + V_R = j\omega(L_T + M + M + L_R)I_T = j\omega(2M + L_T + L_R)I_T \quad (8.6)$$

Dalla misura effettuata con lo strumento si ottiene:

$$2M + L_T + L_R = 296 \mu H \quad (8.7)$$

Nella seconda misurazione i capi delle bobine sono stati connessi come in Figura 8.7.

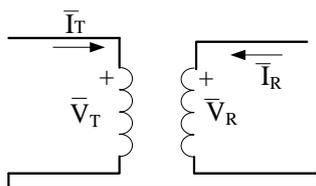


Figura 8.7: Secondo collegamento delle bobine per misurare la mutua induttanza

Sottraendo le equazioni del sistema in (8.5) e considerando che le correnti sono ora opposte si ottiene:

$$V_T - V_R = j\omega(L_T - M)I_T + j\omega(M - L_R)I_R = j\omega(L_T - 2M + L_R)I_T \quad (8.8)$$

Dalla misura effettuata con lo strumento si ottiene:

$$L_T - 2M + L_R = 178 \mu H \quad (8.9)$$

Sottraendo e sommando i due valori ottenuti nelle (8.7) e (8.9) si ottengono i valori della mutua induttanza e delle induttanze.

Si può scrivere:

$$4M = 118 \mu H \quad (8.10)$$

$$2(L_T + L_R) = 474 \mu H \quad (8.11)$$

Quindi si ottiene $M=29,5 \mu H$ e $(L_T + L_R) = 237 \mu H$

Si osserva che il valore della somma delle induttanze così ottenute coincide con la somma delle induttanze misurate singolarmente con lo strumento e riportate nella seconda colonna della Tabella 8.1.

8.3 Simulazioni del circuito

Utilizzando i parametri ottenuti mediante le misurazioni dei vari componenti del sistema è stato possibile tracciare nuovamente i Diagrammi di Bode. Le funzionai di trasferimento con parametri ideali, calcolate nel Capitolo 6, sono state modificate al fine di ottenere dei grafici più simili al funzionamento reale. In Figura 8.8 è mostrato l'andamento della corrente nel trasmettitore I_T e del suo sfasamento rispetto alla tensione all'uscita dell'inverter V_S . Entrambe sono rappresentate al variare della frequenza, per differenti valori della resistenza equivalente di carico. Si può osservare che l'andamento è molto simile a quello illustrato in Figura 6.13. Infatti per valori ridotti della Req è presente la biforcazione, che scompare per valori più elevati, ed esistono due punti in cui la corrente ha valori indipendenti dal carico. In questo caso, però, i due picchi delle curve con resistenza equivalente ridotta hanno ampiezze differenti. Inoltre il punto di lavoro che corrisponde alla frequenza di risonanza è spostato rispetto a 85 kHz e non è lo stesso per ogni valore di Req . Queste differenze sono dovute al fatto che sono presenti delle resistenze parassite nel sistema e le bobine di accoppiamento non presentano la stessa induttanza. Per queste ragioni le pulsazioni calcolate nelle Formule 6.28 e 6.29 cambiano al variare della Req e sono leggermente differenti da quelle determinate per il caso ideale.

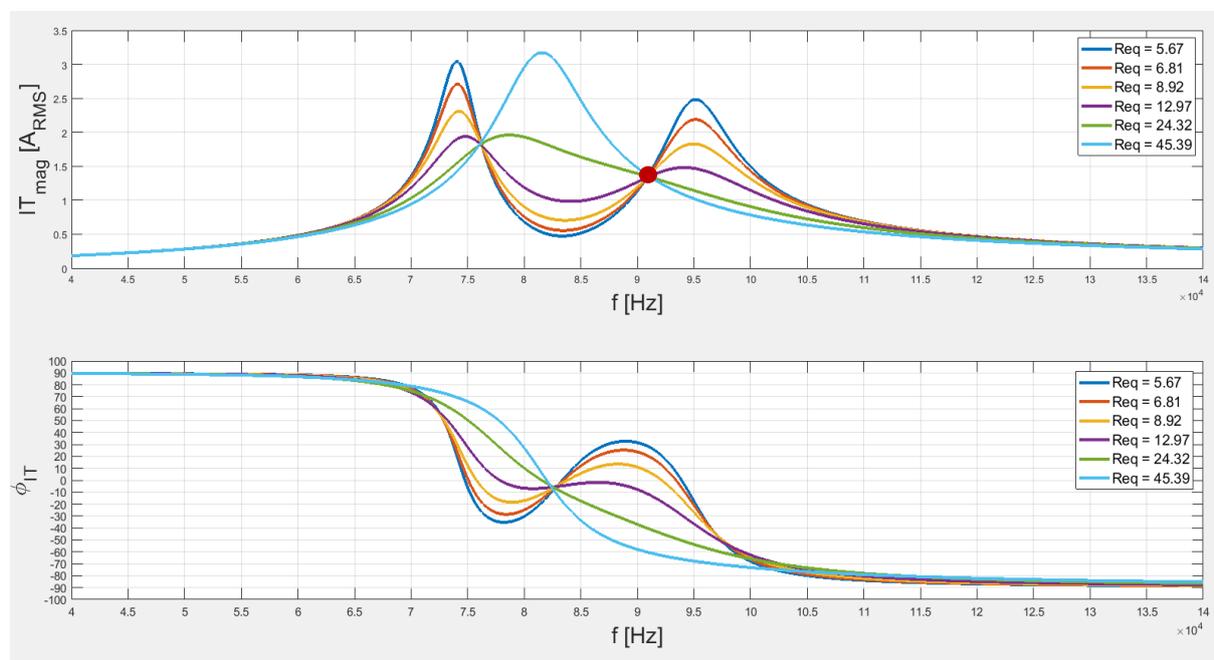


Figura 8.8: Ampiezza e fase della corrente nel trasmettitore I_T

In Figura 8.9 è raffigurato l'andamento della corrente nel ricevitore I_R e del suo sfasamento rispetto alla tensione all'uscita dell'inverter V_S , al variare della frequenza, per differenti valori

della resistenza equivalente di carico. L'andamento è simile a quello mostrato in Figura 6.15. Infatti esistono due punti in cui lo sfasamento della corrente rispetto alla tensione è indipendente dalla resistenza equivalente di carico (90° in anticipo e sfasamento nullo). Il punto in cui l'ampiezza della corrente è indipendente dal carico è simile ma non perfettamente coincidente per qualsiasi R_{eq} e non si trova a 85 kHz, come nel caso ideale. Anche in questo caso il motivo è la presenza delle resistenze parassite e la non uguaglianza dell'induttanza delle bobine.

Infine, in Figura 8.10, sono mostrati gli andamenti della tensione sul carico e del suo sfasamento rispetto alla tensione V_S . Questi rispecchiano quanto raffigurato in Figura 6.17, infatti lo sfasamento coincide con quello della corrente nel ricevitore mentre l'ampiezza alla frequenza di risonanza è maggiore per valori più elevati della resistenza R_{eq} .

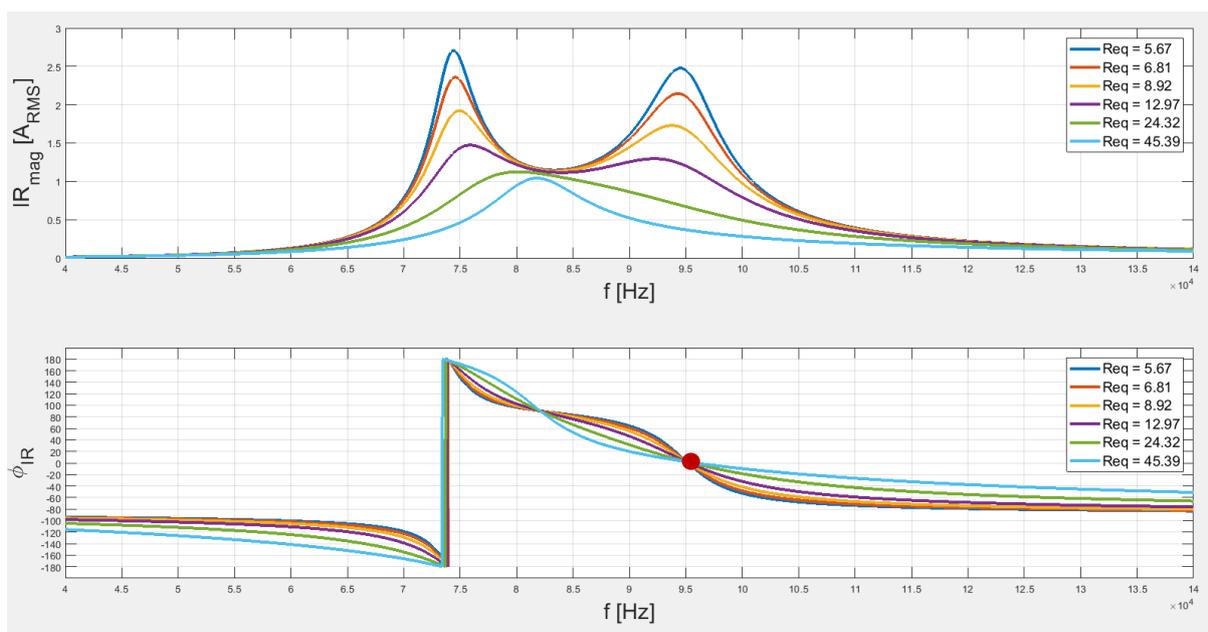


Figura 8.9: Ampiezza e fase della corrente nel ricevitore I_R

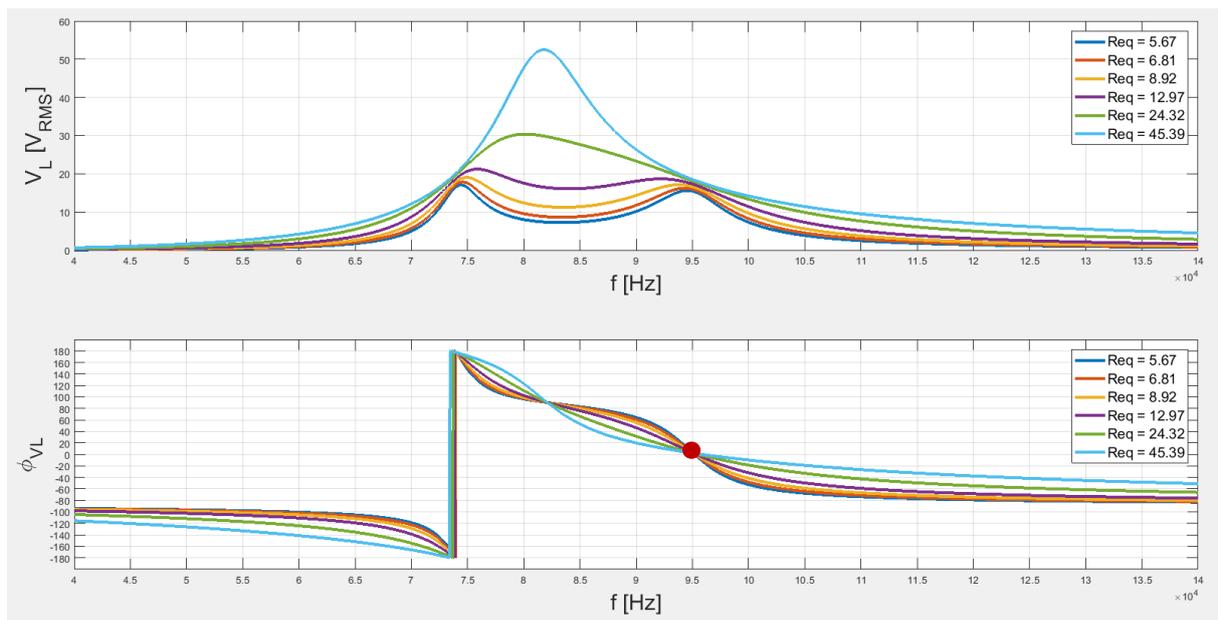


Figura 8.10: Ampiezza e fase della tensione sul carico V_L

8.4 Analisi dei risultati sperimentali

I risultati di queste simulazioni sono stati confrontati con quelli ottenuti sperimentalmente ed è stato possibile effettuare un'analisi completa e dettagliata dell'intero sistema. Per mezzo del wattmetro si sono ricavate tutti i valori delle grandezze da analizzare mentre con l'oscilloscopio si sono ottenute le forme d'onda delle tensioni, delle correnti e i loro rispettivi sfasamenti. In Figura 8.11 è riportata, come esempio, la schermata mostrata dal wattmetro. Nelle prime due righe delle quattro colonne principali sono mostrati i valori efficaci di tensione e corrente in differenti punti del circuito. Inoltre sono indicate le efficienze e la potenza attiva, reattiva e apparente. I valori sono riferiti a grandezze specifiche e la loro corrispondenza è indicata nella Tabella 8.2.

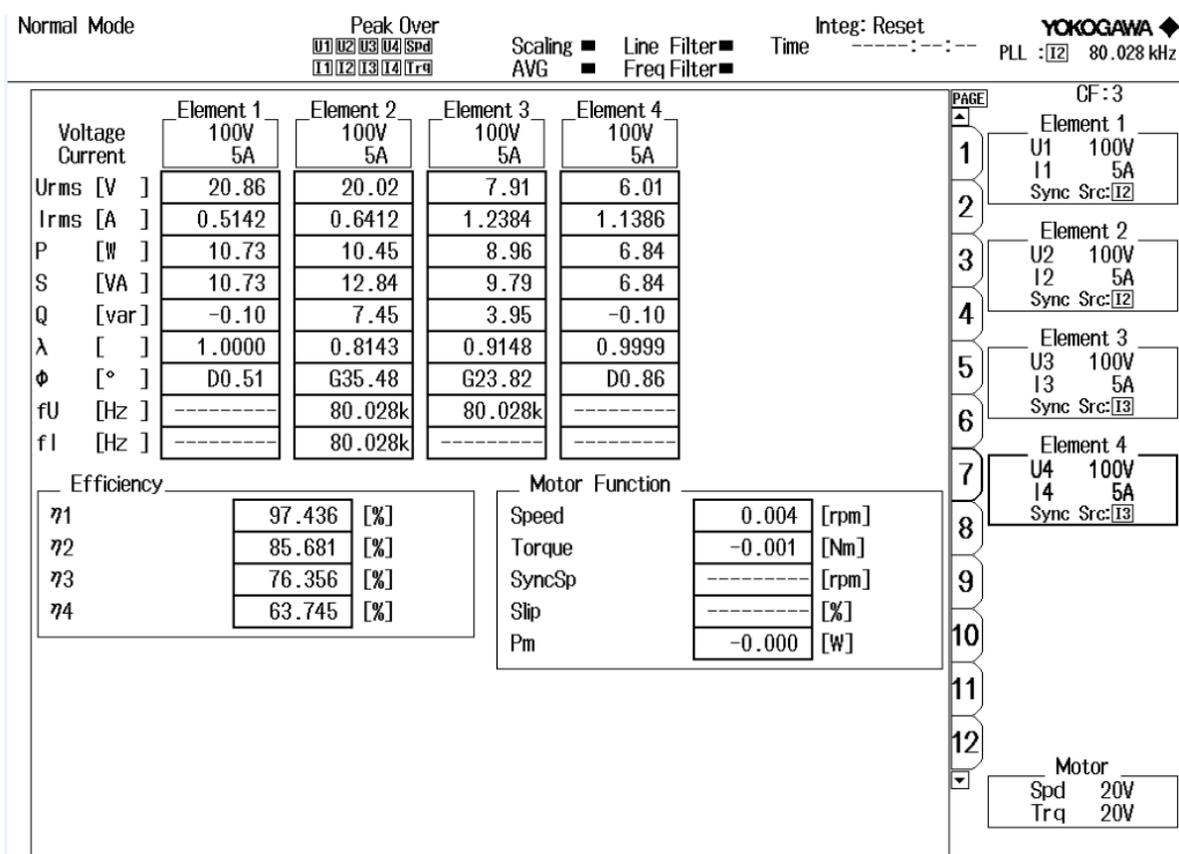


Figura 8.11: Esempio schermata del wattmetro in cui vengono mostrati i valori delle grandezze.

	Element 1	Element 2	Element 3	Element 4
Urms	V_{DC}	V_S	V_L	V_B
Irms	I_{DC}	I_T	I_R	I_B
Power	$P_1 = P_{in}$ inverter	$P_2 = P_{out}$ inverter	$P_3 = P_{in}$ raddrizzatore	$P_4 = P_{out}$ raddrizzatore
Efficiency	$\eta_1: P_2 / P_1$ efficienza inverter	$\eta_2: P_3 / P_2$ efficienza accoppiamento	$\eta_3: P_4 / P_3$ efficienza raddrizzatore	$\eta_4: P_4 / P_1$ efficienza intero sistema

Tabella 8.2: Corrispondenza valori del wattmetro con le grandezza del sistema

Per mezzo dei valori forniti dal wattmetro è possibile determinare il valore preciso della resistenza del reostato e della resistenza equivalente di carico, per ciascun punto di funzionamento del sistema. La resistenza del reostato, che rappresenta la batteria del veicolo elettrico, può essere calcolata dividendo il valore efficace della tensione V_B per quello della corrente I_B , entrambi mostrati nella colonna dell'Element 4 della schermata del wattmetro. Mentre per determinare la resistenza equivalente del sistema è necessario moltiplicare per 0,9 la tensione V_L e dividerla per la corrente nel ricevitore I_R , mostrati nella terza colonna del wattmetro. Il valore 0,9 è dato da $\frac{4}{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}}$ e permette di ricavare il valore efficace della fondamentale di V_L .

Utilizzando l'oscilloscopio, invece, si sono ricavate le forme d'onda di tensioni e correnti ed è stato possibile determinare in che modo cambiavano gli sfasamenti tra loro, a seconda del punto di funzionamento del sistema.

L'angolo di sfasamento in gradi è stato calcolato a partire dallo sfasamento mostrato dall'oscilloscopio. L'asse delle ascisse presenta il periodo di tempo delle forme d'onda quindi, attraverso i cursori, è possibile determinare lo sfasamento in secondi tra le due curve. Un esempio è mostrato in Figura 8.12 in cui la curva azzurra sinusoidale è la corrente nel trasmettitore mentre l'onda quadra gialla è la tensione in uscita dall'inverter. Osservando la distanza tra i due cursori, pari a 2,8 μs , si può affermare che la corrente è sfasata in anticipo rispetto alla tensione. In queste condizioni il sistema sta lavorando ad una frequenza pari a 71 kHz e con una R_{eq} pari a 24 Ω . Indicando con ΔT il valore in secondi e con rad l'angolo in radianti, è possibile determinare l'angolo di sfasamento in gradi nel seguente modo:

$$rad = \Delta T * \omega = \Delta T * 2\pi f \quad (8.12)$$

$$gradi = \frac{rad * 180}{\pi} \quad (8.13)$$

Nell'esempio considerato si ha:

$$rad = 2,8 * 10^{-6} * 2\pi * 71000 = 1,25 rad \quad (8.14)$$

$$gradi = \frac{1,25 * 180}{\pi} = 71,5^\circ \quad (8.15)$$

Questo valore può essere confrontato con quello studiato con la simulazione. Infatti, se si osserva la curva verde corrispondente a $R_{eq}=24 \Omega$ alla frequenza pari a 71 kHz in Figura 8.8, lo sfasamento coincide con quello ricavato sperimentalmente.

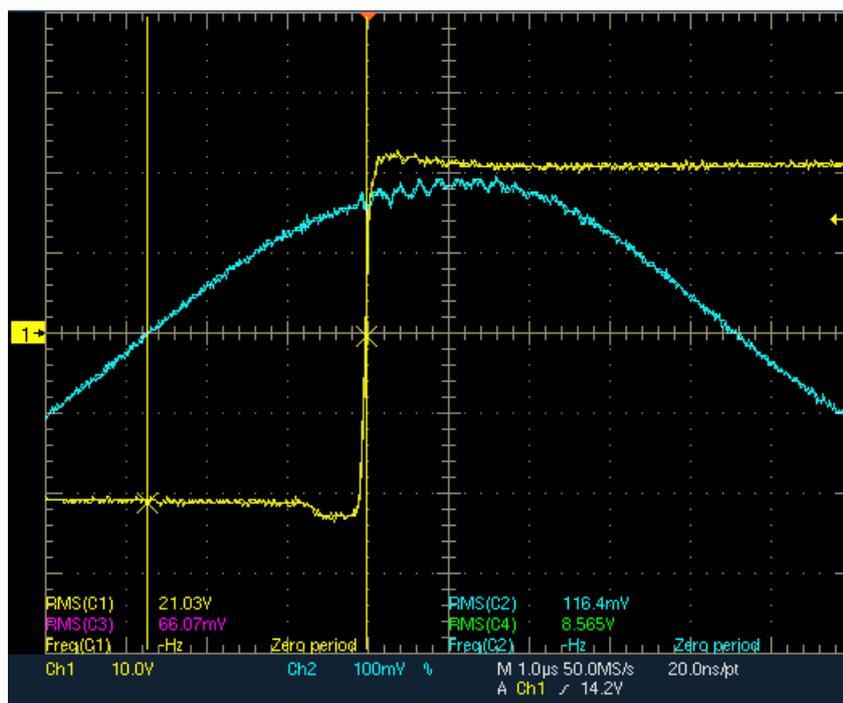


Figura 8.12: Forme d'onda della corrente I_T e della tensione V_S mostrate dall'oscilloscopio. Attraverso i cursori è possibile determinare il loro sfasamento.

8.4.1 Confronto dei risultati sperimentali con le simulazioni

Al fine di verificare i risultati ottenuti con le simulazioni è necessario confrontarli con quanto osservato durante la sperimentazione. Per fare ciò è stato fatto funzionare il prototipo a differenti frequenze e si sono osservate le modalità di funzionamento per tre differenti resistenze equivalenti di carico.

In particolare si sono considerati i valori di tensione e correnti mostrati dal wattmetro e, attraverso l'oscilloscopio, si sono calcolati gli sfasamenti tra le forme d'onda, come spiegato nel Paragrafo 8.4. Si sono considerate le frequenze di funzionamento da 70 kHz a 100 kHz, con un intervallo di 5 kHz. I risultati ottenuti si sono confrontati con le curve ottenute nelle Figure 8.8 e 8.9. Nelle Figure 8.13 e 8.14 sono riportate le curve di ampiezza e fase delle correnti ottenute con le simulazioni, sopra le quali sono disegnati gli asterischi che indicano i valori misurati durante i test sperimentali. Si può osservare che ciò che accade nella realtà è praticamente coincidente con quanto previsto attraverso le simulazioni.

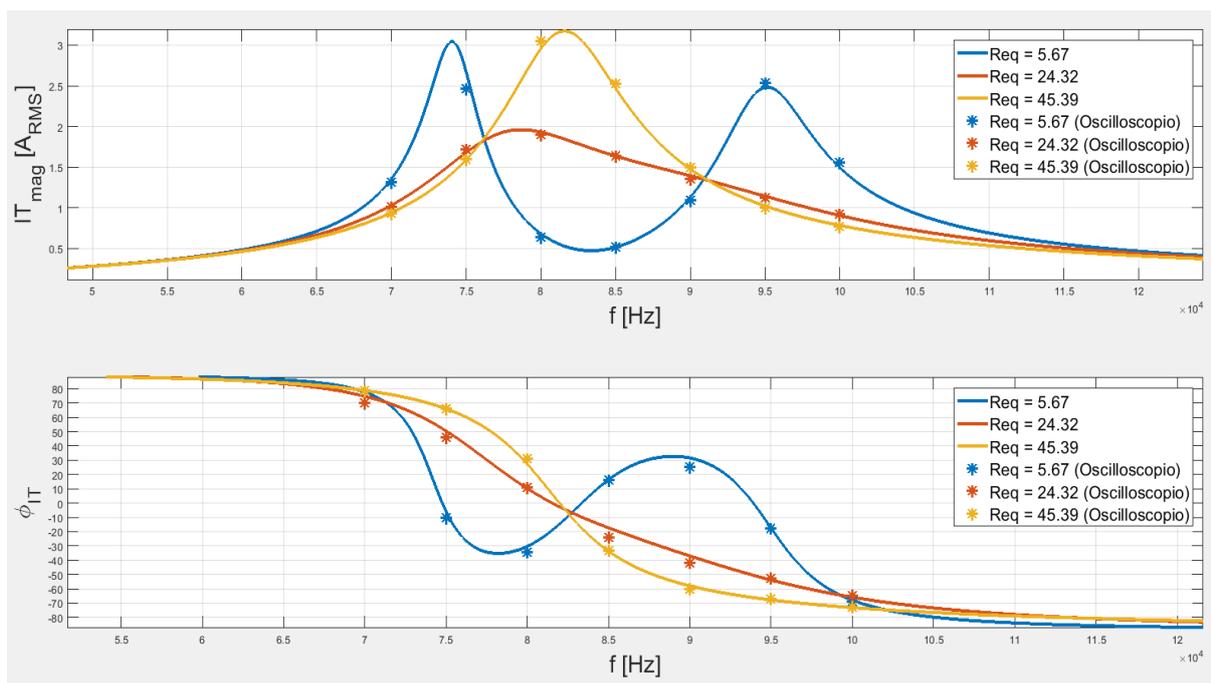


Figura 8.13: Confronto tra simulazione e risultati sperimentali di ampiezza e fase della corrente I_T

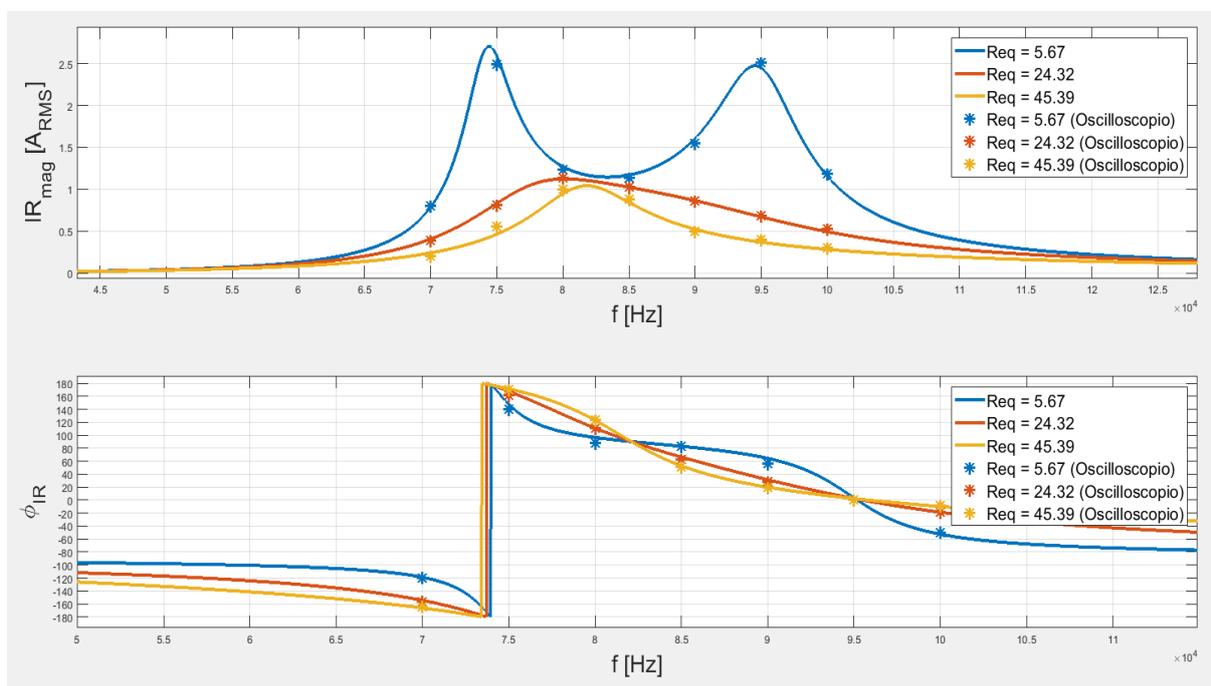
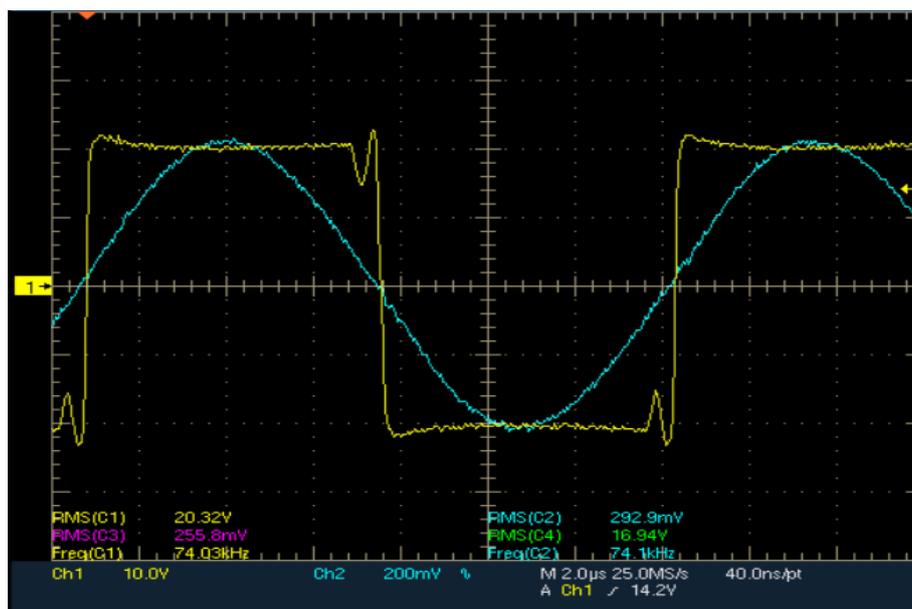


Figura 8.14: Confronto tra simulazione e risultati sperimentali di ampiezza e fase della corrente I_R .

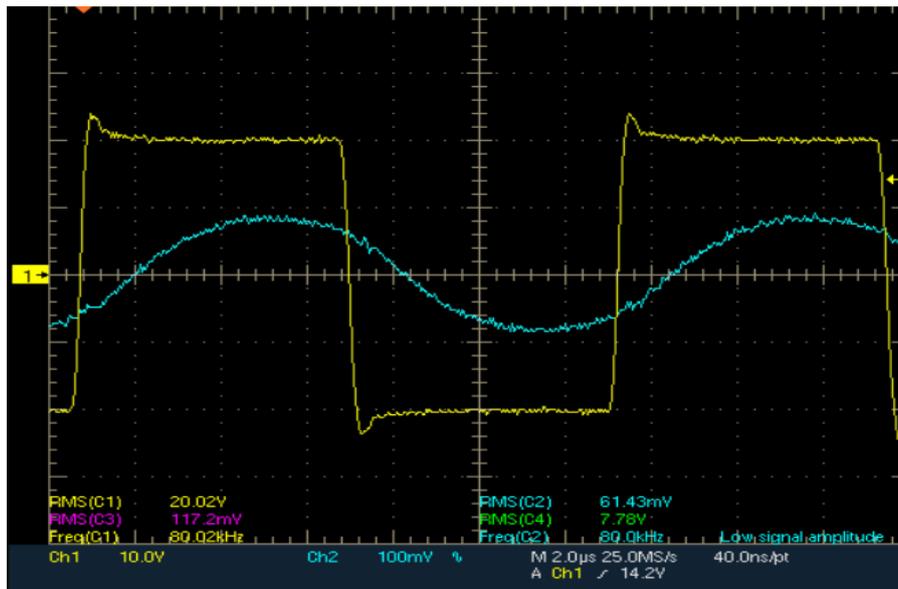
8.4.2 Analisi delle forme d'onda

I grafici ricavati con le simulazioni presentati nel Paragrafo 8.3 possono essere verificati anche osservando le forme d'onda ricavate con l'oscilloscopio. Infatti, analizzando gli andamenti delle grandezze al variare della frequenza e della resistenza equivalente di carico, si nota che rispecchiano i risultati ottenuti con le simulazioni.

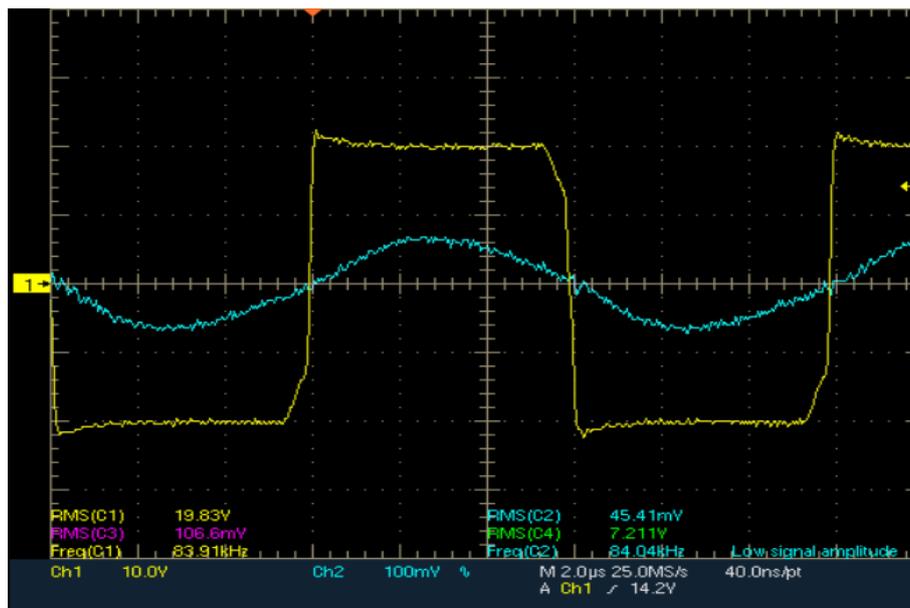
In Figura 8.15 sono riportate le forme d'onda della tensione in uscita dall'inverter V_S (curva gialla) e della corrente nel trasmettitore I_T (curva azzurra), per una resistenza equivalente di carico pari a $5,6 \Omega$ e per diverse frequenze di funzionamento. Si osserva che la corrente si trova in fase con la tensione a tre frequenze differenti, che sono $f = 74 \text{ kHz}$, $f = 83 \text{ kHz}$ e $f = 93 \text{ kHz}$. A 80 kHz , invece, la corrente si trova in ritardo ed a 90 kHz essa è in anticipo. Questo prova la presenza del fenomeno della biforcazione, già presentato nel Paragrafo 6.1. Inoltre si può osservare che l'ampiezza della corrente si modifica al variare della frequenza, come ci si aspettava dall'analisi del grafico in Figura 8.8.



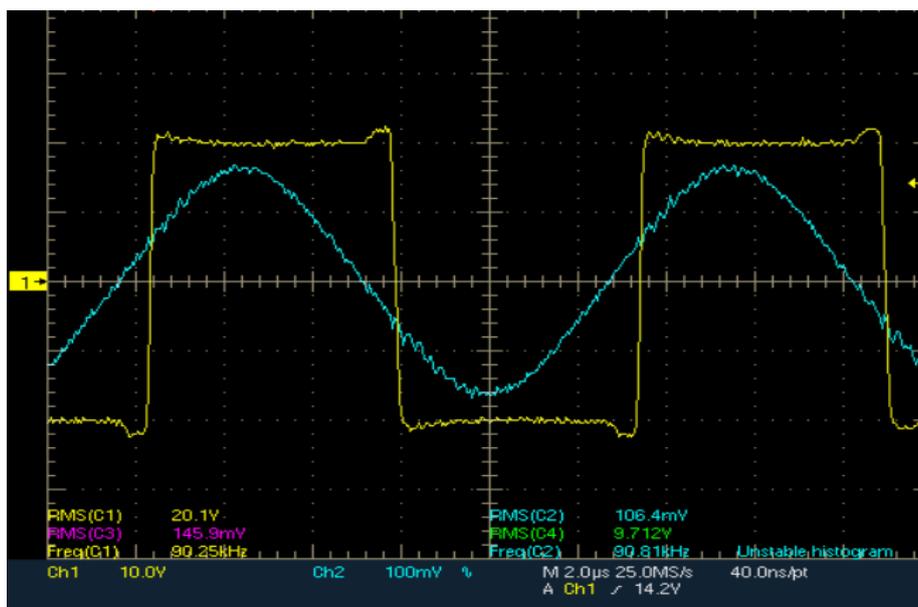
a) 74 kHz



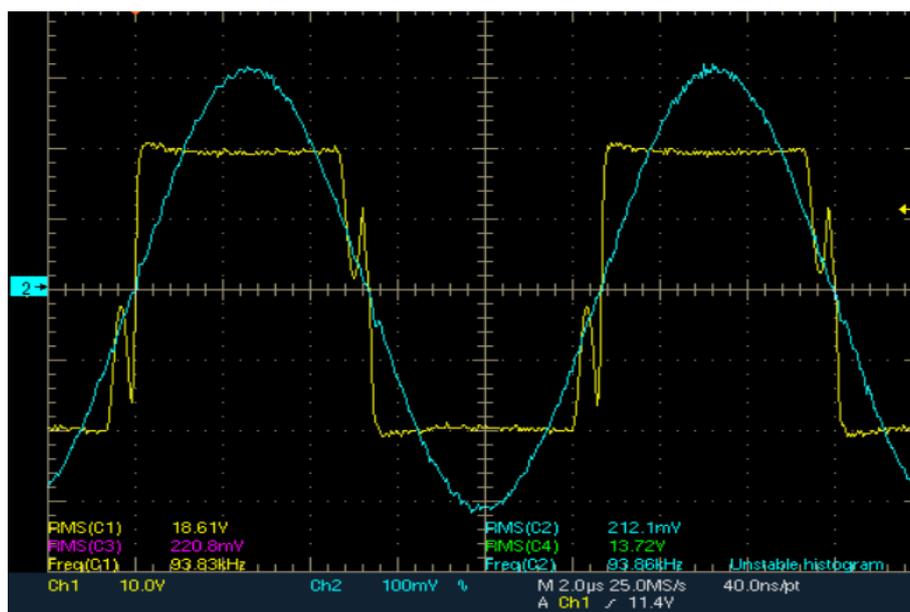
b) 80 kHz



c) 83 kHz



d) 90 kHz

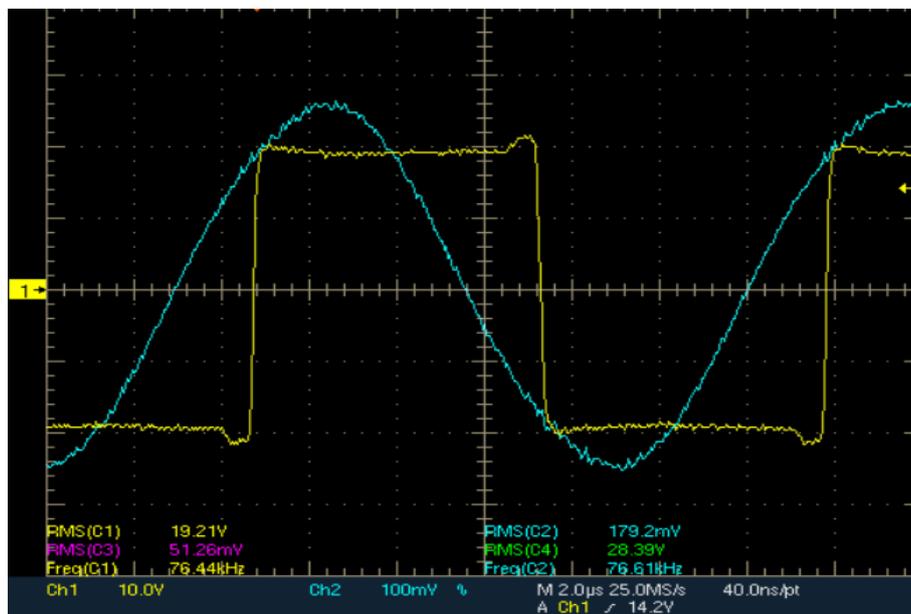


e) 93 kHz

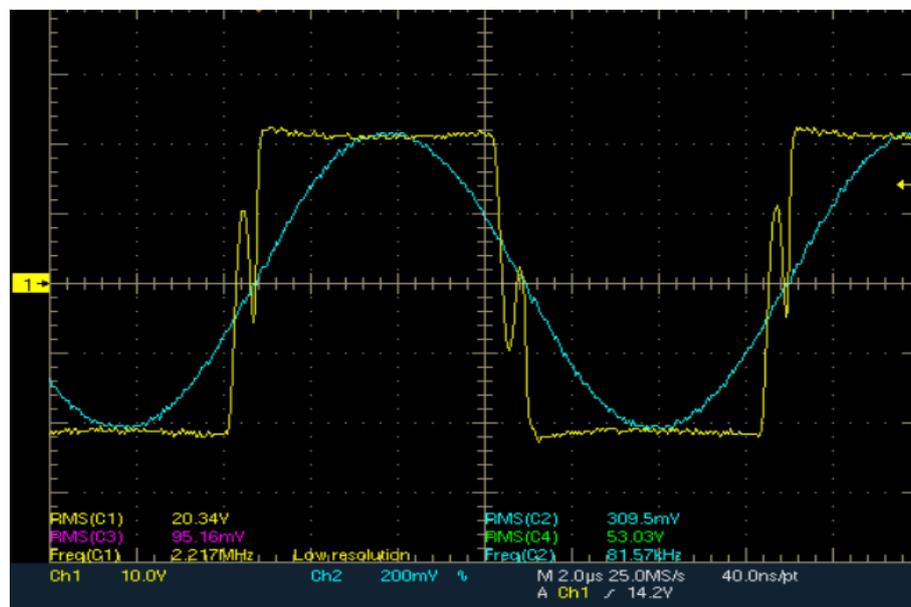
Figura 8.15: Forme d'onda della tensione all'uscita dell'inverter V_s e della corrente nel trasmettitore I_R per $R_{eq}=5,6 \Omega$ e per differenti frequenze di funzionamento. a) 74 kHz, b) 80 kHz, c) 83 kHz, d) 90 kHz, e) 93 kHz

Dai risultati delle simulazioni si era ipotizzato che il fenomeno della biforcazione non fosse più presente all'aumentare della resistenza equivalente di carico. Questo è stato provato dai test sperimentali effettuati sul prototipo. Infatti in Figura 8.16 sono mostrate le forme d'onda di tensione e corrente per una resistenza equivalente di carico pari a 45Ω , per tre differenti

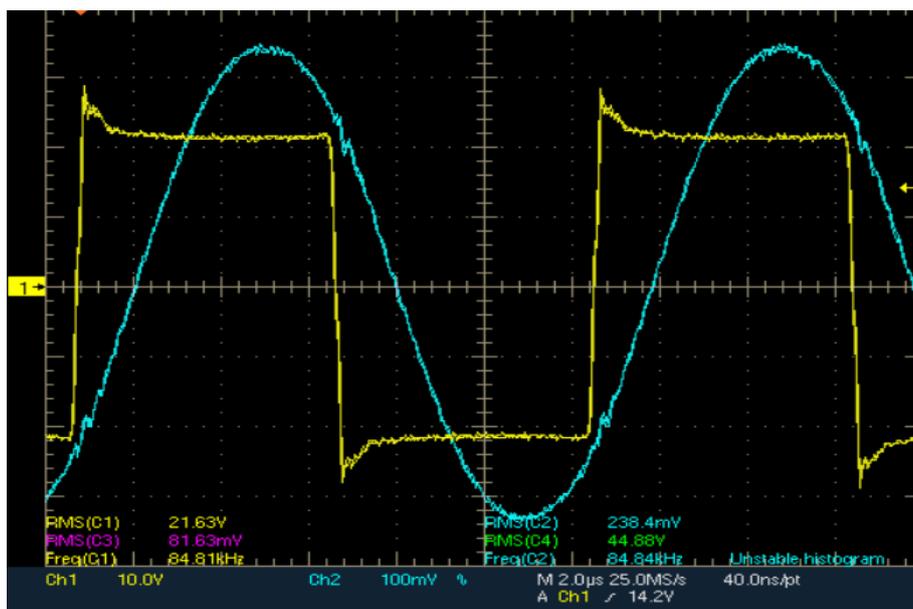
frequenze di funzionamento e si osserva che la corrente si trova in fase con la tensione solamente a 82 kHz, in Figura 8.16 b). Alle frequenze in Figura 8.16 a) e c) la corrente si trova rispettivamente in anticipo e in ritardo rispetto alla tensione, in linea con quanto mostrato in Figura 8.8.



a) 76 kHz



b) 82 kHz



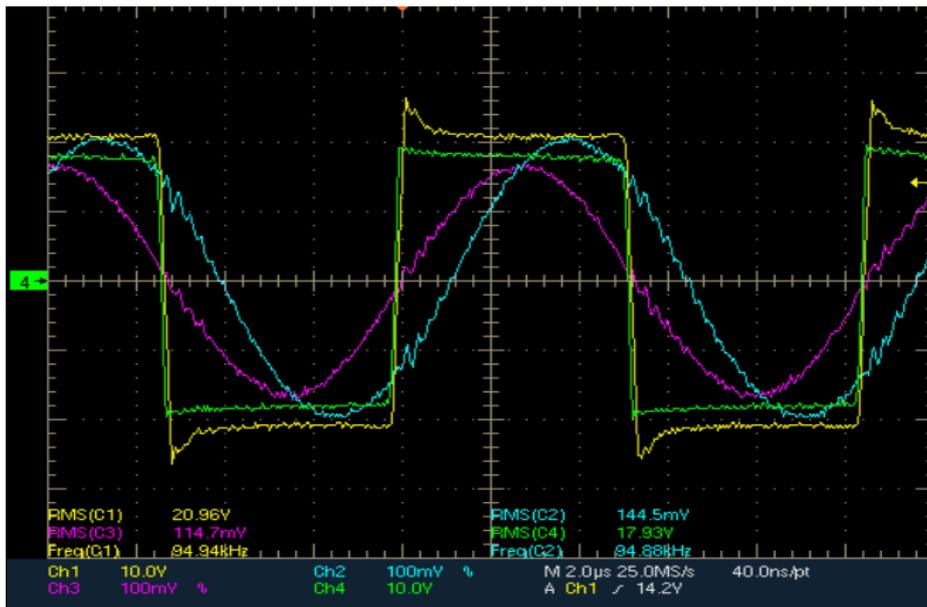
c) 85 kHz

Figura 8.16: Forme d'onda della tensione all'uscita dell'inverter V_S e della corrente nel trasmettitore I_R per $R_{eq}=45 \Omega$ e per differenti frequenze di funzionamento. a) 76 kHz, b) 82 kHz, c) 85 kHz

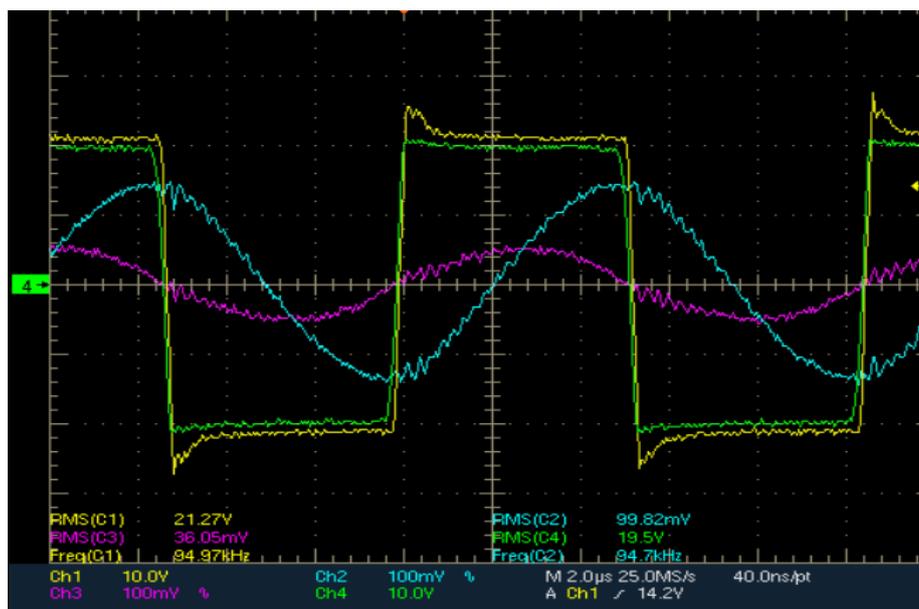
Infine si sono verificati due punti particolari del sistema in cui l'ampiezza o la fase sono indipendenti dal carico. Il primo punto di funzionamento analizzato si trova in corrispondenza dei punto di colore rosso mostrati in Figura 8.9 e 8.10, che coincidono con una frequenza pari a 95 kHz e la fase della corrente sul ricevitore I_R rispetto alla tensione di alimentazione è indipendente dal carico. Ovvero mantiene sempre sfasamento nullo rispetto alla tensione di alimentazione, per qualsiasi valore della resistenza di carico. In Figura 8.17 a), b), c) sono mostrate le forme d'onda della tensione V_S (curva gialla), della corrente I_T (curva azzurra), della corrente I_R (curva viola) e della tensione V_L (curva verde) alla frequenza di 95 kHz e per tre differenti valori della resistenza di carico. Si può notare che la corrente nel ricevitore e la tensione sul carico rimangono sempre in fase con la tensione di alimentazione. La corrente nel trasmettitore, invece, cambia la sua fase rispetto alla tensione, come mostrato anche nelle simulazioni.



a) $R_{eq} = 5,6 \Omega$



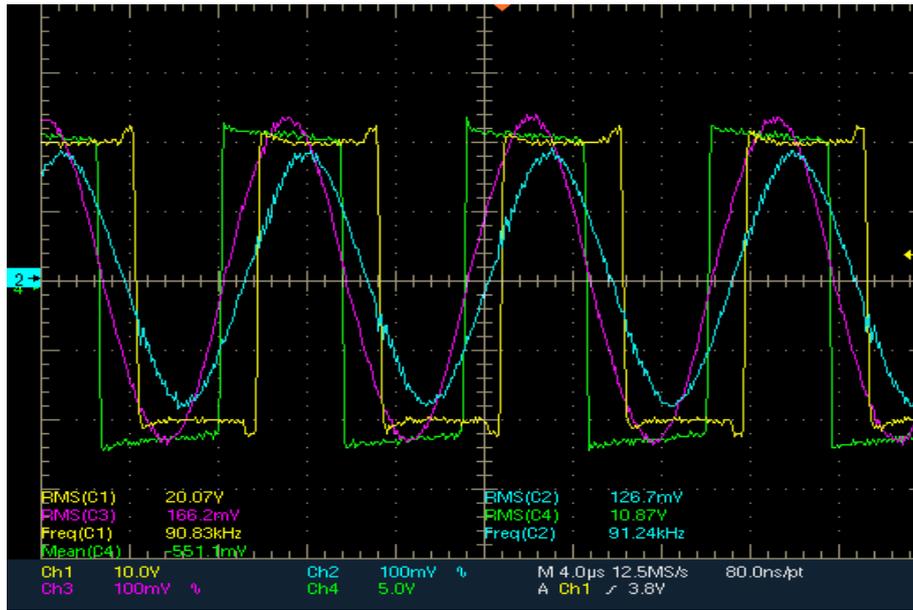
b) $R_{eq} = 13 \Omega$



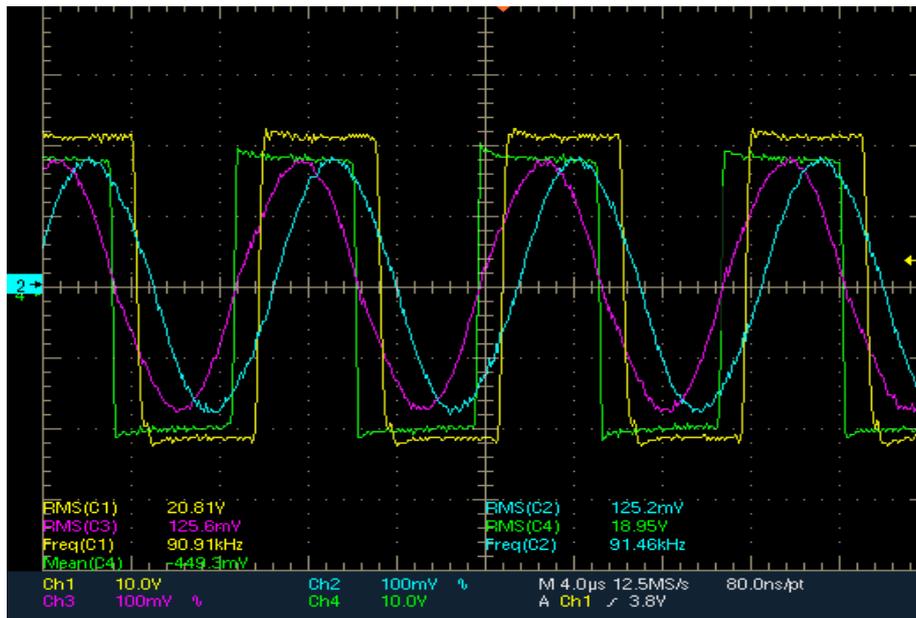
c) $R_{eq} = 45 \Omega$

Figura 8.17: Forme d'onda della tensione V_S , della corrente I_T , della corrente I_R e della tensione V_L alla frequenza di 95 kHz e per tre differenti valori della resistenza equivalente di carico. a) $R_{eq} = 5,6 \Omega$, b) $R_{eq} = 13\Omega$, c) $R_{eq} = 45 \Omega$

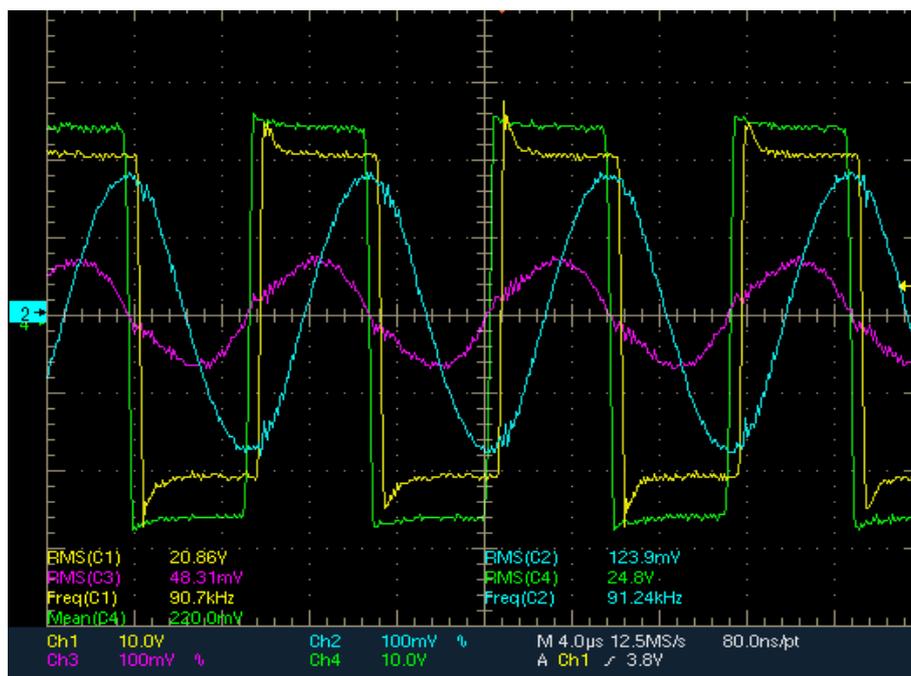
Il secondo punto di funzionamento analizzato si trova in corrispondenza del punto di colore rosso in Figura 8.8, che coincide con una frequenza pari a 91 kHz, in cui l'ampiezza della corrente I_T nel trasmettitore è indipendente dal carico. Il suo sfasamento, rispetto alla tensione di alimentazione, cambia al variare della resistenza equivalente di carico ma la sua ampiezza rimane costante e pari a 1,3 A. In Figura 8.18 a), b), c) sono mostrate le forme d'onda della tensione V_S (curva gialla), della corrente I_T (curva azzurra), della corrente I_R (curva viola) e della tensione V_L (curva verde) e per tre differenti valori della resistenza di carico. Si può notare che la corrente nel trasmettitore mantiene sempre la stessa ampiezza mentre il suo sfasamento cambia. Infatti per $R_{eq} = 5,6 \Omega$ la corrente si trova in anticipo rispetto alla tensione mentre per gli altri due valori si trova in ritardo, in linea con quanto studiato nelle simulazioni. La corrente nel trasmettitore, invece, modifica sia l'ampiezza che lo sfasamento. Alla frequenza analizzata tale corrente risulta avere ampiezza maggiore per resistenza equivalente minore e si trova sempre in anticipo rispetto alla tensione. Lo stesso accade per la tensione sul carico.



a) Req = 5,6 Ω



b) Req = 13 Ω



c) $R_{eq} = 45 \Omega$

Figura 8.18: Forme d'onda della tensione V_s , della corrente I_T , della corrente I_R e della tensione V_L alla frequenza di 91 kHz e per tre differenti valori della resistenza equivalente di carico. a) $R_{eq} = 5,6 \Omega$, b) $R_{eq} = 13\Omega$, c) $R_{eq} = 45 \Omega$

Conclusioni

L'obiettivo principale di questo progetto di tesi è stato l'analisi di due differenti topologie di compensazione per un caricabatteria wireless di veicoli elettrici stradali. Si è verificato che i condensatori di compensazione, posti sia al primario che al secondario, possono essere connessi in serie o in parallelo alle bobine di trasmissione e permettono di migliorare le prestazioni del sistema e aumentarne l'efficienza. La connessione del condensatore di compensazione del ricevitore è la stessa per entrambe le topologie e permette al sistema di operare in risonanza, trasferendo maggiore potenza. Il condensatore posto nel trasmettitore, invece, deve essere calcolato in modo tale da compensare l'intera autoinduttanza del sistema. Si è studiato che l'impedenza del secondario riflessa al primario è differente nelle due topologie, per cui il condensatore nella topologia serie-parallelo deve compensare anche la componente reattiva e dipende dall'accoppiamento tra le due bobine.

Per ciascuna topologia è stata realizzata un'analisi dell'efficienza e sono state calcolate le funzioni di trasferimento e le figure di merito. Inoltre sono stati realizzati i diagrammi di Bode delle varie grandezze del sistema che hanno permesso di analizzare il comportamento di tensioni e correnti in diverse condizioni di funzionamento.

Ciascuna delle due topologie di compensazione presenta delle caratteristiche differenti perciò, al fine di determinare quale sia la migliore, è necessario considerare le loro performance in base all'applicazione nella ricarica della batteria del veicolo elettrico. Si è studiato che la topologia SP presenta un'efficienza maggiore per valori della resistenza equivalente di carico elevati, comportamento opposto rispetto alla topologia SS. Il pacco di batterie preso in considerazione in questa tesi non raggiunge valori elevati di resistenza per cui la topologia SS sembra essere la migliore, almeno per questa particolare applicazione. Inoltre, essa presenta altri due aspetti che la rendono maggiormente vantaggiosa. Il primo riguarda l'impedenza secondaria riflessa al primario, la quale, in condizioni di risonanza, risulta essere puramente resistiva. Questo significa che non ci sarà trasferimento di potenza reattiva. Il secondo vantaggio è che la scelta del condensatore di compensazione sia del primario che del secondario è indipendente dalla mutua induttanza e dal carico.

Per queste ragioni, nella parte finale del progetto di tesi, è stato analizzato il funzionamento del prototipo del caricabatteria wireless con compensazione serie-serie. Il comportamento del sistema è stato studiato in differenti condizioni di funzionamento, cambiando la frequenza e la

resistenza equivalente di carico. I test sperimentali hanno permesso il confronto e la verifica delle simulazioni svolte, confermando quanto era stato ipotizzato. In particolare è stata provata la presenza del fenomeno della biforcazione per carichi elevati e l'esistenza di condizioni di lavoro in cui tensioni e correnti hanno un comportamento indipendente dal carico.

Un possibile sviluppo futuro di questo lavoro di tesi è l'implementazione di un algoritmo di controllo che permetta la determinazione automatica della frequenza di alimentazione, affinché il sistema si porti direttamente a funzionare nel punto di lavoro desiderato. In particolare sarebbe preferibile un funzionamento alla frequenza di risonanza. In queste condizioni la corrente sul trasmettitore risulta essere in fase con la tensione di alimentazione quindi non si ha trasferimento di potenza reattiva. Inoltre l'algoritmo di controllo dovrebbe proteggere il sistema dal fenomeno della biforcazione.

Un altro possibile sviluppo, ma con una proiezione più a lungo termine, è lo studio della ricarica wireless di tipo dinamico che permetterebbe di ridurre notevolmente il peso delle batterie e di superare il problema della limitata autonomia degli attuali veicoli elettrici.

Ringraziamenti

Alla fine di questo percorso di studi desidero porgere un particolare ringraziamento al Professor Manuele Bertoluzzo e alla sua costante disponibilità durante tutto il periodo di svolgimento del progetto di tesi. Mi ha fornito gli strumenti per approfondire un argomento per me molto appassionante e stimolante che ha permesso di ampliare le mie conoscenze.

Ringrazio i miei compagni di laboratorio per aver reso piacevole ogni giornata, in particolare Mattia per i preziosi consigli e per la pazienza con cui ha risposto alle mie numerose domande.

Il ringraziamento più grande va a mia mamma Carla e mio papà Giancarlo che, con i loro sacrifici, mi hanno permesso di raggiungere questo meraviglioso traguardo, appoggiandomi in ogni mia scelta e sostenendomi nei momenti di difficoltà. I valori che mi hanno trasmesso mi hanno permesso di affrontare con determinazione e tenacia tutte le sfide.

Un ringraziamento speciale a Enrico per il sostegno costante, a Marta e Margherita per essere state le sorelle che non ho mai avuto, a mia nonna Franca per essere sempre stata orgogliosa di me e alle mie zie Piera e Germana per il loro profondo affetto.

Gli ultimi ringraziamenti, ugualmente importanti, vanno a tutti gli amici che hanno condiviso con me esperienze, avventure ed emozioni donandomi continua gioia e sinceri sorrisi; agli amici da una vita, ai Maggici, ai compagni di studi e di corse, e a tutte le persone che hanno reso indimenticabili i mesi trascorsi ad Alcalà de Henares.

Bibliografia

- [1] S. Lukic e Z. Pantic, “Cutting the Cord”, *IEEE Electrification Magazine*, 2013.
- [2] M. Bertoluzzo e G. Buja, “Progetto e sperimentazione di un caricabatteria contactless per city car elettrica”, *Report Ricerca di Sistema Elettrico, ENEA*, Settembre 2014.
- [3] D. M. Vilathgamuwa e J.P.K. Sampath, “Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Vehicles (EVs)- Present and Future Trends”, Springer Science+Business Media Singapore, Chapter 2, 2015.
- [4] G. Buja, M. K. Naik e M. Bertoluzzo, “Design and experimentation of WPT Charger for Electric City-Car”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp.7436-7447, June 2015.
- [5] R. K. Jha, G. Buja, M. Bertoluzzo, S. Giacomuzzi e M. K. Naik, “Performance analysis of the one-element resonant EV wireless battery chargers”.
- [6] K. Aditya e S. S. Williamson, “Comparative Study of Series-Series and Series-Parallel Topology for Long Track EV Charging Application”, *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 1-5, 2014.
- [7] R. K. Jha, S. Giacomuzzi, G. Buja, M. Bertoluzzo e M.K. Naik, “Efficiency and power sizing of SS vs. SP topology for wireless battery chargers”, *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 1014-1019, 2016.
- [8] M. K. Naik, M. Bertoluzzo e G. Buja, “Design of a contactless battery charging system”, *IEEE Africon Conference*, pp. 1-6, 2013.
- [9] M. Bisiacco e M. E. Valcher, “Controlli Automatici”, Edizioni Libreria Progetto Padova, 2015.
- [10] S. Chopra e P. Bauer, “Analysis and design considerations for a contactless power transfer system”, *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1-6, 2011.
- [11] W. Zhang, S. Wong, C.Tse e Q. Chen, “Analysis and Comparison of a Secondary Series and Parallel Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no.6, pp. 2979 - 2990, June 2014.
- [12] M. T. Outeiro, G. Buja, D. Czarkowski, “Resonant Power Converters: An Overview with Multiple Elements in the Resonant Tank Network”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol.10, pp. 21-45, 2016.

Appendice A

Il WPTBC studiato in questa tesi è progettato per caricare un pacco di batterie necessarie ad alimentare una city-car elettrica. Questa è azionata da due motori montati sulle ruote posteriori e ciascuno di essi sviluppa un picco di potenza di 3,5 kW. La velocità massima del veicolo è di 50 km/h mentre l'autonomia è di 50 km. Il pacco di batterie in questione è costituito da quattro moduli al piombo-acido da 12 V connessi in serie, per una tensione nominale di 48V. La capacità nominale è di 100 Ah mentre la corrente di carico massima è pari a 10 A. Nella tabella A.1 sono riassunte le specifiche della batteria.

Parametri	Simbolo	Valore
Tensione di carica	V_B	56 V
Corrente di carica	I_B	10 A
Potenza nominale di carica	$P_{B,n}$	560 W
Tensione minima	$V_{B,min}$	36 V
Corrente di fine carica	$I_{B,min}$	1 A

Tabella A.1: Specifiche batteria

In Figura A.1 è rappresentato il profilo di ricarica di una batteria. Si può vedere che la ricarica è composta da due fasi: la prima è a corrente costante mentre la seconda è a tensione costante. Durante la prima fase la corrente è mantenuta costante al valore nominale di 10 A mentre la tensione cresce in modo lineare dal valore $V_{B,min}$ al valore di fine carica V_B . Durante la seconda fase, invece, la tensione è mantenuta costante al valore V_B mentre la corrente decresce fino a diventare minima a fine ricarica, quando essa raggiunge il valore necessario a mantenere la carica della batteria (corrente di mantenimento). La potenza trasmessa alla batteria è massima nel punto in cui si passa dalla fase a corrente costante a quella a tensione costante e questa potenza è definita come potenza nominale di carica. La resistenza della batteria aumenta in entrambe le fasi, ma maggiormente nella fase a tensione costante, fino a diventare massima al raggiungimento della carica completa. R_B è la resistenza della batteria, definita dal rapporto tra V_B e I_B , mentre R_{eq} è la resistenza equivalente a monte del raddrizzatore al secondario.

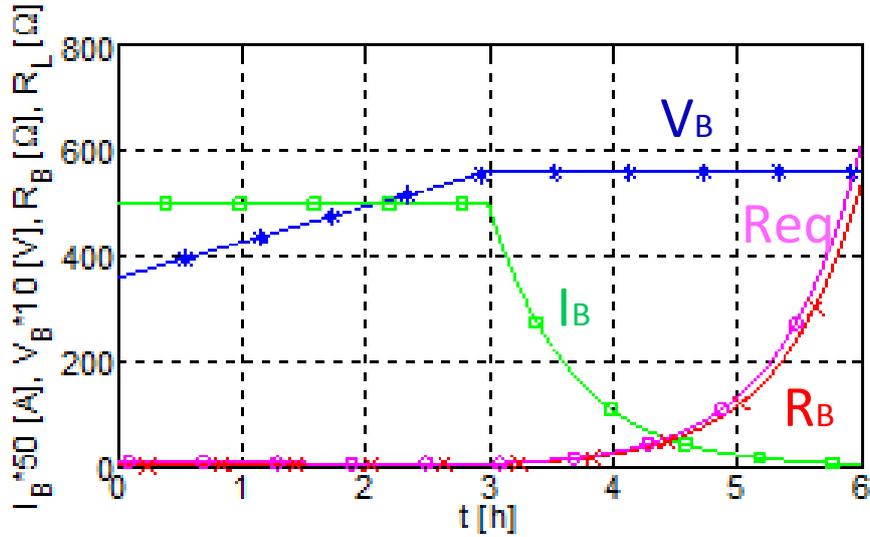


Figura A.1: Esempio di profilo di carica di una batteria, tratto da [3]. V_B e I_B sono rispettivamente la tensione e la corrente della batteria, R_B è la resistenza della batteria e Req è la resistenza equivalente a monte del raddrizzatore al secondario.

Il valore nominale della resistenza della batteria è dato da:

$$R_B = \frac{V_B}{I_B} = \frac{56}{10} \Omega = 5,6 \Omega \quad (A.1)$$

Mentre il valore della resistenza equivalente Req dipende dal tipo di compensazione e per le (2.25) e (2.26) si ha:

$$\text{Per SS} \quad Req = \frac{8}{\pi^2} \frac{R_B}{\delta^2} = 6,14 \Omega \quad (A.2)$$

$$\text{Per SP} \quad Req = \frac{\pi^2}{8} R_B (1 - \delta)^2 = 9,30 \Omega \quad (A.3)$$

I valori del duty cycle sono stati calcolati facendo riferimento alle formule (2.13) e (2.19).

Nella tabella A.2 sono indicate le specifiche del sistema WPT oggetto dello studio.

La capacità di compensazione del ricevitore C_R è data dalla (2.12) mentre la capacità di compensazione del ricevitore C_T è diversa a seconda della risonanza ed è data dalla (2.34) per SS e dalla (2.35) per SP.

L'angolo α con cui vengono controllati gli interruttori dell'inverter si ottengono dalla (3.19) per SS e dalla (3.27) per SP.

Il coefficiente di accoppiamento k dipende dalla mutua induttanza M , come indicato nel par. 2.4.2.

Parametri	Simbolo	Valore
Tensione di alimentazione	V_{DC}	365 V
Frequenza angolare di alimentazione (pulsazione di risonanza)	ω_0	$2\pi*85000$ rad/s
Induttanze bobine trasm. e ric.	L_T, L_R	120 μ H
Capacità risonante del trasmettitore (SS)	C_T	29 nF
Capacità risonante del trasmettitore (SP)	C_T	31,164 nF
Capacità risonante del ricevitore	C_R	29 nF
Mutua induttanza	M	30 μ H
Coefficiente di accoppiamento	k	0.250
Resistenze parassite delle bobine trasm. e ric.	r_T, r_R	0,5 Ω
Angolo α (SS)	α	1,1446
Angolo α (SP)	α	1,9078

Tabella A.2: Specifiche del sistema WPT oggetto dello studio