



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica

Reti di Compensazione per i Caricabatterie Wireless

Relatore : Manuele Bertoluzzo

Studente: Paolo Cadorin 1104527

Anno Accademico 2016/2017

Indice

1	Introduzione ai WPTS	17
1.1	Evoluzione del trasferimento di potenza wireless	17
1.2	Considerazioni generali	18
1.2.1	WPTS Capacitivi	19
1.2.2	WPTS Induttivi	20
1.2.3	WPTS Radiativi	21
2	WPTS per auto elettriche	23
2.1	Analisi di un WPTS	23
2.1.1	Batteria	24
2.1.2	Chopper	24
2.1.3	Raddrizzatore del ricevitore	25
2.1.4	Convertitore AC-DC	25
2.1.5	Inverter ad alta frequenza	26
2.2	Circuito equivalente semplificato di un WPTS	28
3	Compensazione Applicata ai WPTS	33
3.1	Stabilità dell'Uscita	34
3.1.1	Uscita a Tensione Costante	34
3.1.2	Uscita a Corrente Costante	39
4	Compensazione a 1 Elemento	43
4.1	Uscita Indipendente dal Carico	43
4.1.1	Compensazione S-S	46
4.1.2	Compensazione S-P	48
4.2	Biforcazione	51
4.3	Efficienza di Conversione	58
4.4	Errore di Frequenza	61

Elenco delle figure

1.1	Generico WPTS	19
1.2	WPTS Capacitivo	20
1.3	WPTS Induttivo	21
2.1	Schema di un WPTS induttivo	23
2.2	Generico profilo tensione-corrente della carica di una batteria	24
2.3	Schema di un Chopper buck	25
2.4	Schema di un raddrizzatore controllato.	26
2.5	Schema di un inverter.	27
2.6	Tensioni di uscita di un inverter.	27
2.7	Schema equivalente WPTS Induttivo	29
3.1	Circuito di compensazione con (a) fonte di alimentazione a tensione costante e (b) fonte di alimentazione a corrente costante	35
3.2	Topologia di compensazione a T	35
3.3	Possibili configurazioni di compensazione Tensione Uscita - Tensione Ingresso	37
3.4	Topologie di configuraione Ingresso in corrente e Uscita a Tensione costante	38
3.5	Possibili configurazioni di compensazione Tensione Uscita - Corrente Ingresso	39
3.6	Topologie di configuraione Ingresso in Tensione e Uscita a Corrente costante	39
3.7	Possibili configurazioni di compensazione Corrente Uscita - Tensione Ingresso	40
3.8	Topologia di compensazione a π	40
3.9	Possibili configurazioni di compensazione Corrente Uscita - Corrente Ingresso	42
4.1	Le quattro possibili topologie di compensazione inserendo un solo C al primario e al secondario. Rispettivamente: (a) Compensazione Serie-Serie (b) Compensazione Serie-Parallelo (c) Compensazione Parallelo-Serie (d) Compensazione Parallelo- Parallelo	44
4.2	Circuiti compensati S-S (a) e S-P (b) con accoppiamento induttio rappresentato a T	45
4.3	Circuito compensato S-S per ottenere (a) un'uscita a corrente costante e (b) per ottenere un'uscita a tensione costante	46
4.4	Espressione di $ G_v $ in funzione della frequenza a con diversi valori del carico	48
4.5	Circuito compensato S-P per ottenere (a) un'uscita a tensione costante e (b) per ottenere un'uscita a corrente costante (circuito equivalente di Thévenin)	49
4.6	Espressione di $ G_{v-p} $ in funzione della frequenza con diversi valori del carico	51
4.7	Circuiti equivalenti di un WPTS con l'impedenza secondaria riportata al primario e con (a) condensatore primario in serie e (b) condensatore primario in parallelo	52
4.8	Tabella che riassume i termini nelle formule (4.28)-(4.31).	55

4.9	Grafico della suscettanza di carico normalizzata in funzione di u per ari valori di Q_p . Topologia P-P. $Q_s = 5$	56
4.10	Tabella in cui sono riportati i valori di $D(Q_p, Q_s, u)$ per le varie topologie	57
4.11	Tabella in cui sono riportati i valori dei coefficienti del polinomio $P(Q_p, Q_s, u)$ per le varie topologie	57
4.12	Simulazione efficienza S-S	59
4.13	Efficienza vs pulsazione normalizzata per un valore del carico minore del valore critico (blu) e maggiore del valore critico (rosso)	61
4.14	Variazione di efficienza dovuta a un cambiamento di L_S (rosso) o C_S (blu)	62
4.15	Variazione del power factor dovuta a un cambiamento di L_S (rosso simbolo \circ) o C_S (blu simbolo \times) L_P (rosso simbolo \square) o C_P (blu simbolo $*$)	63
4.16	Variazione dell'efficienza dovuta a un cambiamento di L_S (rosso simbolo \circ) o C_S (blu simbolo \times) senza aggiornamento della frequenza e di L_S (rosso simbolo \square) o C_S (blu simbolo $*$) con aggiornamento della frequenza	64
4.17	Variazione del power factor dovuta a un cambiamento di L_S (rosso simbolo \circ) o C_S (blu simbolo \times) senza aggiornamento della frequenza e di L_S (rosso simbolo \square) o C_S (blu simbolo $*$) con aggiornamento della frequenza	64
4.18	Variazione dell'efficienza dovuta a un cambiamento di L_P o C_P senza aggiornamento della frequenza (blu simbolo \circ) e di L_P (rosso simbolo \square) o C_P (blu simbolo $*$) con aggiornamento della frequenza	65
4.19	Variazione del power factor dovuta a un cambiamento di L_P (rosso simbolo \circ) o C_P (blu simbolo \times) senza aggiornamento della frequenza e di L_P (rosso simbolo \square) o C_P (blu simbolo $*$) con aggiornamento della frequenza	65
4.20	Efficienze massime a seconda della topologia	68

Lista dei Simboli

Grandezza	Simbolo	Unità
Resistenza elettrica	R	Ω
Autoinduttanza elettrica	L	H
Mutua induttanza elettrica	M	H
Capacità elettrica	C	F
Impedenza elettrica	Z	Ω
Ammettenza elettrica	Y	S
Tensione elettrica	V,U	V
Corrente elettrica	I	A
Potenza elettrica attiva	P	W
Potenza elettrica apparente	A	VA
Potenza elettrica complessa	S	VA
Frequenza elettrica	f	Hz
Pulsazione elettrica	ω	rad
Angolo di sfasamento	ϕ	rad
Rendimento	η	-
Power factor	α	-
Duty cycle	D	-
Coefficiente di accoppiamento magnetico	k	-
Quality factor	Q	-

Sommario

Lo scopo di questa tesi è fare chiarezza e dare una trattazione il più completa e sistematica possibile di quali siano i sistemi di compensazione che si possono applicare su di un circuito per il trasferimento wireless di energia elettrica, ma che funzionerebbero su di un qualsiasi circuito di natura induttiva. Nel primo capitolo si introdurrà il mondo del trasferimento wireless di potenza attraverso alcuni cenni sulla storia e una trattazione dei principi fisici che ne stanno alla base. Nel secondo capitolo verrà analizzato matematicamente il circuito di un caricabatterie wireless per dare un riferimento ai capitoli successivi. Nel terzo capitolo verrà introdotta la compensazione e verrà spiegato cosa è possibile ottenere attraverso di essa. Nel quarto capitolo si vedrà come migliorare il circuito ottenuto nel secondo capitolo attraverso la compensazione e quali sono i problemi che si possono incontrare. Infine nelle conclusioni si parlerà di come sarebbe possibile migliorare ulteriormente i sistemi di compensazione visti in questa tesi.

Abstract

The purpose of this thesis is to expose in a systematic and clarity way the compensation system that can be applied on a circuit for wireless power transfer but that would work on any inductive circuit. In the first chapter, the world of wireless power transfer will be introduced with a reference to its history and a discussion of the underlying physical principles. In the second chapter a mathematical analysis of a wireless charger will be done to give a reference for the following chapters. In the third chapter compensation will be introduced and it will be explained what can be achieved through it. In the fourth chapter you will see how to improve the circuit obtained in the second chapter through compensation and what problems you may encounter. Finally, the conclusions will explain how it would be possible to further improve the compensation systems seen in this thesis.

Ringraziamenti

Sono infine giunto anche io al termine di questo lungo percorso universitario iniziato ormai nel lontano 2010. Le persone che ho incontrato durante questo periodo sono davvero molte e la maggior parte di loro è riuscita a rendere tutto questo molto più piacevole. Queste persone meritano quantomeno un piccolo ringraziamento da parte mia che tenterò di fare nel seguito. Non me ne vogliate per la goffaggine delle mie parole, chi mi conosce sa che non sono mai state il mio forte. Ringrazio inanzitutto i miei genitori Pia e Agostino per aver messo i loro figli sempre davanti a qualsiasi altra cosa. Ringrazio i miei fratelli Francesca e Martino per avermi sempre sopportato. Ringrazio Tom, Giulio, Clora, Loss, Termo, Marzia, Riccardo, Budel, Juan, Ciccio (soprattutto Ciccio!), il master, Davide, Spaccia, Molecola e tutto il gruppo del Collegio Granzotto, l'unico posto a Padova che mi abbia fatto sentire a casa. Ringrazio Gava, Dena, Cal ed Enrico per l'indimenticabile anno passato da coinquilini e per le discussioni pesantemente ubriache fatte in osteria. Ringrazio Giulia, Nicolasi ed Andretta per l'anno passato in Sant'Eufemia. Ringrazio Alina amica inseparabile nelle serate Padovane. Ringrazio gli amici conosciuti Mallorca che un giorno tornerò a trovare, ve lo prometto. Ringrazio la mia storica compagnia di Taibon Savio, Soccol, Tot, Bulf per le migliaia di serate indimenticabili e gli amici Agordini tutti che sarebbero davvero troppi per essere ringraziati uno alla volta.

Introduzione

Uno dei problemi più pressanti e complessi dell'era moderna è sicuramente quello del surriscaldamento globale. Questo fenomeno è dovuto all'effetto serra che, per spiegarlo in parole semplici, non è altro che un effetto "coperta" che l'atmosfera svolge sulla terra, tenendola più o meno al caldo. Questo è, in realtà, un effetto naturale che è sempre esistito in quanto legato intrinsecamente alla presenza di un'atmosfera ma più precisamente legato alla composizione e alla quantità dei gas che compongono tale atmosfera. Ci sono vari gas denominati appunto "gas serra" che, se rilasciati all'aperto, portano ad un aumento dell'effetto serra, come, ad esempio, anidride carbonica, metano, protossido di azoto ma anche vapor acqueo. Tra questi il più importante è sicuramente l'anidride carbonica la cui formula chimica è CO_2 . Si è infatti notato come il susseguirsi di ere calde e fredde (si sta parlando di periodi di tempo molto lunghi, dell'ordine dei milioni di anni) fosse correlato con maggior o minor presenza di anidride carbonica nell'atmosfera. Questo andamento ciclico è andato avanti per molto tempo fino a che l'essere umano, attraverso la rivoluzione industriale, non vi si è frapposto. Come è noto la combustione di un qualsiasi materiale di origine organica a base carbonio sprigiona una certa quantità di anidride carbonica. L'uso sfrenato e senza regolazione di combustibili fossili svoltosi negli ultimi duecento anni ha liberato in atmosfera una quantità di CO_2 tale da provocare un aumento della temperatura media globale. Non è certo scopo di questa tesi descrivere cosa questo aumento di temperatura possa comportare sul clima e sugli equilibri naturali del pianeta, in quanto è un argomento estremamente complesso e viene lasciato a letture più specifiche. Quello che a noi interessa è come ridurre queste emissioni senza interrompere o diminuire il livello di sviluppo dell'umanità, essendo esso molto legato al consumo energetico. Uno dei settori maggiormente responsabile delle emissioni di CO_2 è quello dei trasporti. Si stima infatti che un 25% di esse sia emesso da auto, treni, camion e aerei che ormai affollano il nostro pianeta. Una possibile soluzione, che sta avvenendo anche in altri campi, è quello di elettrificare il settore, ossia di cambiare il tipo di motore che alimenta i veicoli, passando da un motore a combustione interna ad un motore elettrico, quindi privo di emissioni. Quella che potrebbe sembrare una semplice soluzione è, in effetti, una soluzione palliativa perchè sposta l'emissione di anidride carbonica dallo scarico dell'auto allo scarico della centrale o del dispositivo che si utilizza per produrre energia elettrica. In realtà non è proprio così, alcuni aspetti vanno considerati. In primis non tutta l'energia elettrica prodotta utilizza la combustione, ci sono fonti pulite che non emettono nessun tipo di gas serra come il nucleare, il fotovoltaico e l'idroelettrico. I rendimenti ottenuti nei grossi impianti sono molto più alti di quelli che si riescono ad ottenere nei singoli piccoli motori delle auto (lo stesso ragionamento vale per gli altri tipi di veicoli ovviamente) e la stessa cosa vale per il filtraggio dei fumi di uscita che è ovviamente molto più semplice ed efficace in centrali di grandi dimensioni, sia perchè non deve essere trasportato su ruote, sia perchè rappresenta una frazione minore del costo totale. Infine perchè, anche trovando delle soluzioni e dei miglioramenti, è molto più semplice applicarli su pochi impianti, anche se grandi, che su milioni o miliardi (si, le automobili in circolazione sono davvero molte) di motori.

Cosa centra tutto questo con i sistemi di compensazione dei caricabatteria vi starete

chiedendo. Domanda legittima, ma ora ci arriviamo. Il problema principale della conversione elettrica dei sistemi di trasporto è come far arrivare appunto l'energia elettrica fino ai morsetti dei motori che alimentano i veicoli. Per i motori a combustione è molto semplice perchè l'energia chimica pronta a essere trasformata in energia termica e poi in energia cinetica è facilmente accumulabile sotto forma di carburante, come benzina e gasolio, liquidi che presentano un'altissima densità di energia. Questo rende possibile accumulare moltissima energia in spazi ristretti e occupando pochissimo peso. La stessa cosa non vale invece per l'energia elettrica il cui unico modo di essere accumulata è nelle batterie elettrochimiche. Tali batterie elettrochimiche, una volta caricate al massimo, presentano una densità di energia decisamente inferiore a quella dei combustibili liquidi e di conseguenza occuperanno molto più spazio e più peso. In secondo luogo sono decisamente più costose di un semplice involucro in lamiera che funge da serbatoio per un auto tradizionale. Ma esiste un modo per alimentare un veicolo elettrico senza dover ricorrere alle pesanti e costose batterie? Un modo esiste, per essere precisi più modi esistono, e giungiamo finalmente all'argomento di questa tesi. Siamo abituati a pensare al trasporto di energia elettrica solamente mediante conduttori metallici ma negli ultimi tempi c'è una nuova soluzione che si può adottare ossia quella del trasferimento di potenza wireless. È infatti possibile trasferire energia elettrica attraverso un piccolo spazio di aria (o anche vuoto). Questa tecnologia applicata ai veicoli può essere pensata un po' come il miglioramento del pantografo che alimenta i tram elettrici che si vedono in città, riuscendo a fare la stessa cosa ma evitando inefficienti contatti striscianti. Ovviamente l'idea è quella di applicare questa tecnologia anche alle automobili ma risulterebbe molto complesso e costoso, quasi utopico, pensare di poter attrezzare ogni strada del pianeta con un sistema per il trasferimento wireless di energia elettrica. Un compromesso potrebbe essere quello di fornire comunque i veicoli di batterie ed attrezzare solo le strade principali, come autostrade o tangenziali di grandi città, per la ricarica wireless. In questo modo il numero di batterie necessarie per ogni veicolo sarebbe inferiore perchè sarebbe spesso possibile ricaricarle senza dover arrestarsi, nell'ipotesi di dover svolgere un percorso che preveda il passaggio per uno o più tratto/i attrezzato/i per la ricarica. Anche nel caso in cui non si preveda un'alimentazione del veicolo lungo il percorso, questa tecnologia può fornire una valida alternativa alla ricarica mediante cavo del veicolo. In questa tesi si farà infatti sempre riferimento a questi sistemi nell'ipotesi che stiano alimentando una batteria. Ovviamente i sistemi wireless possono trovare applicazione in un campo molto più ampio di quello dei veicoli elettrici e per questo si cercherà di mantenere la trattazione il più generale possibile anche se si faranno spesso esempi e riferimenti alla ricarica di una batteria per auto elettriche. Si userà spesso il termine WPTS che è la sigla della denominazione inglese Wireless Power Transfer System che sta per Sistema di Trasferimento di Potenza Wireless (senza fili).

Nel primo capitolo si farà una breve introduzione a questi sistemi attraverso alcuni cenni storici e cercando di mostrare un quadro generale delle varie tipologie di trasferimento esistenti e spiegando perchè nelle auto elettriche si usi quello induttivo (tutto verrà spiegato più avanti). Nel secondo capitolo si cercherà invece di impostare il problema matematicamente e buttare le basi su cui si farà riferimento nel resto della tesi. Nel terzo capitolo si introdurrà la compensazione, tema centrale di questo elaborato. La compensazione è un metodo per migliorare in termini di costo e prestazioni dispositivi elettrici che funzionano a corrente alternata (praticamente tutti i dispositivi elettrici moderni), specialmente quei dispositivi che utilizzano campi magnetici nel loro funzionamento. Prima durante quest'introduzione si è parlato della necessità di ridurre le emissioni di gas dovute alla produzione di energia, un metodo efficace per farlo è quello di aumentare l'efficienza dei sistemi già presenti, in questo modo è possibile fare le stesse cose di prima utilizzando meno energia e quindi emettendo meno gas. Alla luce di questo anche la compensazione è utile in termini ambientali. Nel quarto capitolo si vedrà infine quali siano i sistemi di compensazione più efficaci che possono essere applicati al trasferimento di potenza wireless,

quali sono le topologie più utili, infatti inserendo gli stessi componenti in modo diverso si possono ottenere prestazioni differenti. Si vedrà come si possano ottenere vantaggi non solo in termini energetici ma anche di controllo sul carico. Infine alcune conclusioni verranno presentate, specialmente su come questi sistemi possano essere ulteriormente migliorati aumentando il numero di componenti del sistema di compensazione.

Capitolo 1

Introduzione ai WPTS

In questo capitolo verrà fatta una breve introduzione ai sistemi wireless per trasferimento di potenza elettrica in generale. Verranno illustrati alcuni episodi storici importanti senza i quali oggi non sarebbe possibile l'utilizzo di queste tecnologie che sempre più si stanno diffondendo nel mondo. Successivamente si vedranno i diversi principi fisici su cui differenti modi di trasferire energia elettrica si basano e si capirà perché, nei caricabatterie wireless per auto elettriche, il sistema induttivo sia quello scelto.

1.1 Evoluzione del trasferimento di potenza wireless

Le innovazioni scientifiche di André-Marie Ampère (1775-1836) e di Michael Faraday (1791-1867) avvenute nella prima metà del 19° secolo hanno stabilito le basi negli studi di elettricità ed elettromagnetismo. Il loro lavoro è stato in seguito sviluppato da J.C. Maxwell (1831-1879) e accorpato nelle ben note Equazioni di Maxwell dei campi e onde elettromagnetiche. Questi principi scientifici divennero gli strumenti principali in mano agli scienziati dell'epoca per studiare i fenomeni di trasferimento di energia senza fili.

Tra i vari pionieri dei sistemi WPT, Nikola Tesla (1856-1943) è stato sicuramente il più influente. Tesla è stato definitivamente riconosciuto come uno dei più visionari e ingegnosi scienziati della sua epoca grazie ad importanti scoperte nel campo delle macchine a corrente alternata, della generazione e trasmissione di potenza, della ricezione e trasmissione di onde radio e di macchine a raggi-X. Tra i numerosissimi esperimenti che condusse, alcuni di essi erano indirizzati a dimostrare la possibilità di trasferire quantità apprezzabili di energia elettrica tra due circuiti privi di collegamento con fili. Purtroppo non riuscì nel suo intento (riuscì però a dimostrare la possibilità di inviare segnali senza l'utilizzo di fili, risultato comunque notevole) a causa di impedimenti tecnologici in quanto all'epoca l'elettronica di potenza ancora non esisteva. Per ottenere frequenze elevate ed indispensabili per la riuscita di tali esperimenti era costretto ad usare generatori con un elevatissimo numero di poli che comunque non erano sufficienti. Il suo notevole contributo fu comunque quello di capire, come fu riportato in suo articolo nel 1898, come il trasferimento di energia fosse possibile grazie ad alte frequenze, resistenza elettrica dei circuiti più bassa possibile e l'importanza di stabilire un sincronismo tra le oscillazioni elettriche nei due circuiti accoppiati.

I primi due punti precedentemente elencati furono successivamente riassunti nel concetto di "Quality factor" reso popolare da K.S Johnson nel 1914 come il rapporto tra reattanza e resistenza del circuito. In un articolo del 1955 pubblicato da Estill I. Green dei Bell Telephone Laboratories si intuì come il Q-factor dovesse essere il più alto possibile: furono infatti considerati valori superiori a 1000 in accordo con più recenti studi. Negli anni successivi, oltre al Q-factor, divenne centrale il parametro "coefficiente di

accoppiamento" espresso generalmente come k e soprattutto il prodotto kQ . Nel 1961, John Schuder e il suo team usarono un sistema WPT a risonanza magneticamente accoppiato per trasferire potenza attraverso la cassa toracica di un animale per alimentare un cuore artificiale. Schuder riportò in un articolo come la potenza persa dal sistema fosse inversamente proporzionale al prodotto kQ . In altre parole Schuder scoprì l'importante relazione di proporzionalità tra efficienza di un sistema WPT e prodotto kQ . Alcuni anni dopo, nel 1984, E.S. Hochmair analizzò il problema di due circuiti accoppiati con un differente Q-factor scoprendo come l'efficienza fosse proporzionale, in questo caso, alla radice quadrata del prodotto dei Q-factor dei singoli circuiti.

Dagli anni 80 fino ai nostri tempi gli esperimenti e le applicazioni dei sistemi WPT divennero molto più numerosi e l'attenzione si concentrò più sul trovare quale fosse la miglior frequenza da utilizzare, cercando di trovare il giusto compromesso tra voler aumentare il Q-factor, proporzionale alla frequenza, e diminuire le perdite degli inverter utilizzati nel generare tale frequenza. Alcuni esempi sono riportati di seguito:

- 1990 A. Ghahary e B. Cho usano un circuito magnetico risonante per trasferire 48 W in un impianto transcutaneo con un coefficiente di accoppiamento di 0.1 e una frequenza di risonanza di 53 KHz. L'efficienza del sistema fu complessivamente del 72%.
- 1994 A.W. Green e J. Boys crearono un circuito WPT induttivo (senza risonanza). Questa tecnica è ora largamente utilizzata nell'industria dei circuiti integrati e per l'alimentazione statica e dinamica di veicoli elettrici.
- 1999 S.Y. Hui e S.C. Tang dimostrano che potenza e segnali possono essere trasferiti tra due circuiti planari stampati e accoppiati magneticamente senza l'utilizzo di nuclei magnetici. Questo sistema divenne il primo trasformatore di isolamento integrato in un circuito stampato per elettronica di potenza. Verrà successivamente utilizzato nei caricabatteria wireless dei cellulari.
- 2000 Y. Jang e M. Jovanovic sviluppano un circuito risonante serie-serie per caricare cellulari senza fili per un range più ampio di tensioni. Il controllo di frequenza fu usato per mantenere un flusso costante di potenza di 4.5 W. L'efficienza complessiva fu superiore al 70%.

1.2 Considerazioni generali

Un generico circuito per il trasferimento di potenza elettrica senza fili è composto da due sezioni principali elettricamente isolate tra loro: il circuito trasmettitore e il circuito ricevitore. Normalmente lo scopo di un WPTS è quello di portare una certa quantità di potenza elettrica dalla rete elettrica ad un carico elettrico che per vari motivi non può essere raggiunto da una connessione. Le caratteristiche in termini di tensione e frequenza della rete non sono adatte al trasferimento wireless, sarà quindi necessario interporre un convertitore statico di potenza tra la rete e il trasmettitore, in modo tale da poter manipolare alcuni parametri chiave nella riuscita e nell'efficienza del trasferimento di energia. Anche una volta che la potenza elettrica è stata raccolta dal circuito ricevente sarà necessario modificare i suoi parametri per mezzo di un altro convertitore statico in modo da alimentare il carico finale in modo ottimale. Ad esempio, se il carico è una batteria elettrochimica, come nel caso dei caricabatteria, la tensione elettrica andrà indirizzata prima di alimentare la batteria.

Il principio fisico che permette il passaggio di energia tra i due circuiti è quello dell'induzione che può essere elettrica, magnetica o elettromagnetica. In realtà, qualsiasi campo elettrico variabile nel tempo è associato ad un campo magnetico e vice-versa

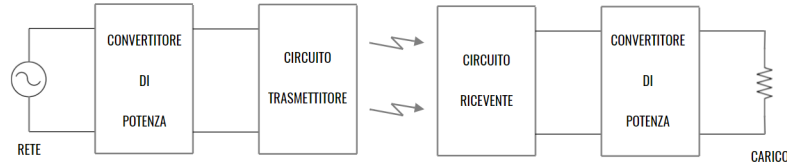


Figura 1.1: Generico WPTS

quindi la distinzione precedente potrebbe non sembrare corretta; nella pratica, se la variazione del campo è relativamente bassa, si può ritenere la sua natura come solo elettrica o solo magnetica. Questa condizione è nota come quasi-statica. Quindi il circuito trasmettitore genera un campo oscillante (generalmente sinusoidale) che attraversa l'aria fino a raggiungere il circuito ricevente che, funzionando da antenna, raccoglie l'energia contenuta nel campo.

Come detto in precedenza il campo coinvolto può essere di tre tipi e di conseguenza si sono sviluppate tre differenti tipologie di circuito, una per ogni tipo di campo. A seconda che il campo sia elettrico, magnetico o elettromagnetico il tipo di circuito sarà rispettivamente capacitivo, induttivo o radiativo. Anche l'energia immagazzinata nel campo sarà differente nei tre casi.

Tipo di campo	Tipo di circuito
Campo elettrico	WPTS capacitivo
Campo magnetico	WPTS induttivo
Campo elettromagnetico	WPTS radiativo

Se consideriamo una porzione di volume unitario, l'energia immagazzinata in esso sarà:

$$W_e = \frac{1}{2}\varepsilon_0 E^2 \quad \text{energia del campo elettrico} \quad (1.1)$$

$$W_m = \frac{1}{2}\mu_0 H^2 \quad \text{energia del campo magnetico} \quad (1.2)$$

dove E e H sono rispettivamente l'intensità del campo elettrico e l'intensità del campo magnetico mentre ε_0 è la costante dielettrica del vuoto e μ_0 la permeabilità magnetica del vuoto. Tenendo conto dei valori delle costanti e di ragionevoli valori di tensione e corrente nei circuiti, la densità di energia ottenibile nello spazio dal campo magnetico è 10^4 volte più grande di quella ottenibile dal campo elettrico. Nel caso del campo elettromagnetico l'energia è immagazzinata metà nel campo elettrico e metà in quello magnetico.

Nel seguito verranno analizzati i vari tipi di WPTS un po' più nel dettaglio.

1.2.1 WPTS Capacitivi

I WPTS capacitivi utilizzano come dispositivo di accoppiamento quattro piastre di metallo messe una di fronte all'altra a due a due in modo da formare due condensatori, come mostrato in Fig.1.2. L'energia elettrica viene prelevata dalla rete a 50 Hz, raddrizzata attraverso un ponte a diodi e riconvertita in alternata ad alta frequenza da un inverter. L'inverter alimenta quindi le due piastre lato trasmettitore e, se avvicinate alle piastre

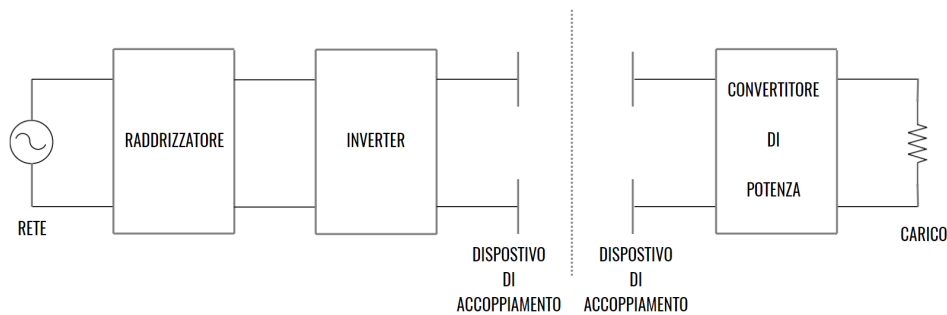


Figura 1.2: WPTS Capacitivo

lato ricevitore, si forma un campo elettrico alternato tra di esse e la corrente di spostamento potrà quindi "fluire" e trasferire potenza al carico in assenza di contatti elettrici. Questa tecnologia è sempre stata secondaria rispetto alla principale tecnologia induttiva perchè la densità di energia immagazzinabile nello spazio tra le piastre è relativamente bassa, come evidenziato in precedenza, e questo fa sì che questa soluzione sia applicabile solo in applicazioni a bassa potenza. D'altro canto l'utilizzo del campo elettrico presenta alcuni vantaggi rispetto al campo magnetico:

- Basse perdite.
- I WPTS capacitivi possono funzionare anche in presenza di materiali metallici tra le piastre o nell'ambiente circostante perchè, a differenza del campo magnetico, non inducono correnti parassite con conseguenti perdite per effetto Joule nei materiali conduttori.
- I WPTS induttivi, per funzionare, richiedono alte frequenze che causano molto inquinamento elettromagnetico. Al contrario i WPTS capacitivi possono funzionare con frequenze minori e non causano questo tipo di problema.
- Sono utilizzabili anche in ambiente inquinato da forti campi magnetici esterni.

In conclusione i caricabatterie capacitivi sarebbero possibili ma con una limitata potenza. Essendo l'elevata potenza una questione di primaria importanza nella ricarica di un'auto elettrica, questo fa sì che praticamente non esistano applicazioni in questo campo. Questa tecnologia trova comunque largo campo in applicazioni di potenza contenute, specialmente in campo medico.

1.2.2 WPTS Induttivi

Nei WPTS induttivi i dispositivi di accoppiamento sono due avvolgimenti, uno per il lato trasmettitore e uno per il lato ricevitore. In pratica è lo stesso principio di un normale trasformatore ma senza un nucleo in materiale ferromagnetico che renda possibile alti valori di induzione. Per questo motivo, per ottenere prestazioni accettabili è necessario aumentare la frequenza che normalmente viene portata tra 10 k e 1 MHz. Hanno lo svantaggio di produrre inquinamento elettromagnetico e di indurre correnti parassite nei metalli, mentre possiedono il vantaggio di poter trasferire elevate potenze grazie alla grande densità di energia del campo magnetico. Quest'ultima caratteristica rende il trasferimento induttivo la tecnologia di gran lunga preferibile nei caricabatterie wireless per auto elettriche e nel resto della tesi si tratterà solo di essi.

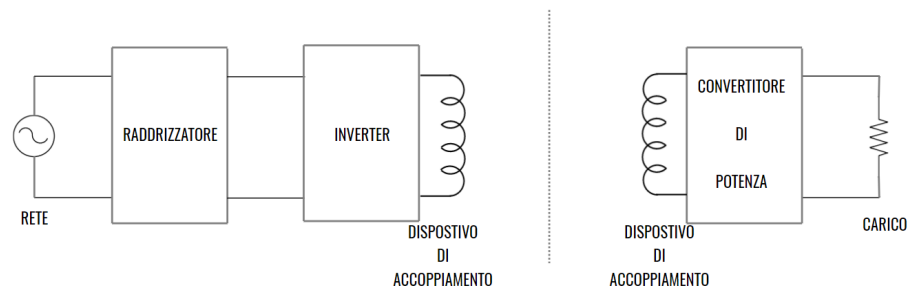


Figura 1.3: WPTS Induttivo

1.2.3 WPTS Radiativi

Il funzionamento dei WPTS radiativi si basa sull'invio di onde elettromagnetiche dal trasmettitore all'apparato ricevitore. A differenza delle tecnologie ad accoppiamento viste in precedenza, questi dispositivi sono in grado di trasferire energia, in modo efficiente, su distanze molto più lunghe. Il loro dimensionamento è proporzionale alla lunghezza dell'onda elettromagnetica inviata, per questo motivo si utilizzano principalmente microonde e laser, in modo da mantenere le dimensioni dell'apparato nei limiti pratici. Sebbene sulla carta i WPTS radiativi possano rappresentare una valida alternativa all'induzione, il loro costo e la loro complessità li rendono decisamente svantaggiosi per una distribuzione su larga scala come nel mondo automobilistico. Questa tecnologia trova applicazione principalmente in campo aerospaziale.

Capitolo 2

WPTS per auto elettriche

In questo capitolo verrà analizzata la struttura e il funzionamento di un caricabatteria wireless per auto elettriche. I vari componenti che lo formano saranno brevemente illustrati uno a uno con lo scopo di arrivare, infine, ad un circuito elettrico equivalente a cui si farà riferimento per il resto della tesi. Tutti i componenti che si vedranno come: resistenze, induttanze, diodi e interruttori comandati saranno considerati in questa tesi come perfettamente ideali. In alcuni casi, per tener conto delle perdite, sarà considerato un generico rendimento.

2.1 Analisi di un WPTS

La struttura di un caricabatterie wireless può arrivare ad essere piuttosto complessa, in quanto l'energia elettrica assorbita dalla rete deve essere convertita più volte per passare attraverso le varie fasi necessarie a consegnarla ai morsetti della batteria. In questa tesi considereremo sempre come punto iniziale di prelevamento dell'energia la rete elettrica, rappresentata come un generatore sinusoidale ideale di tensione. Come già accennato nel capitolo precedente, l'avvolgimento trasmettitore deve essere alimentato con una tensione a frequenza molto più elevata di quella di rete. Per aumentare tale frequenza sarà quindi necessario prima ottenere una tensione continua attraverso un raddrizzatore a ponte controllato e poi generare una tensione ad alta frequenza con un inverter. Una volta alimentato correttamente il trasmettitore, il ricevitore raccoglierà ai propri morsetti una tensione, anch'essa ad alta frequenza, che dovrà essere di nuovo raddrizzata, da un ponte a diodi, in tensione continua. Infine un circuito chopper provvederà ad adattare i valori di tensione e corrente in modo tale da caricare la batteria nella maniera ottimale.

Lo schema di un generico caricabatterie wireless è mostrato in fig.2.1 dove è sono presenti anche i circuiti di compensazione che, in questo capitolo, verranno trascurati per essere analizzati a fondo nei prossimi. I vari componenti appena citati verranno ora

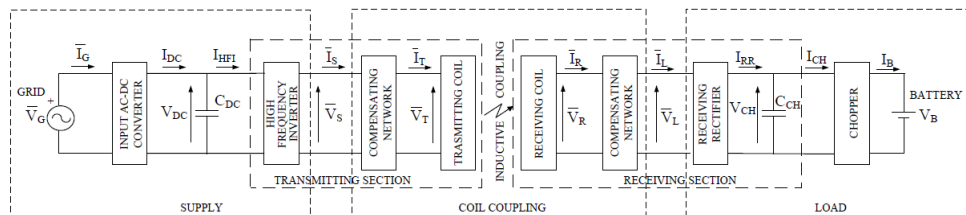


Figura 2.1: Schema di un WPTS induttivo

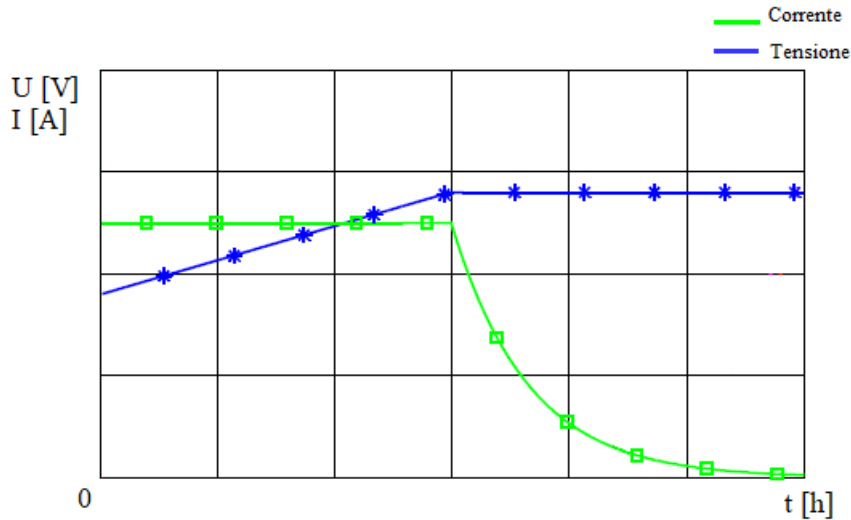


Figura 2.2: Generico profilo tensione-corrente della carica di una batteria

brevemente analizzati uno per uno e infine riassunti in un unico schema equivalente semplificato.

2.1.1 Batteria

Una batteria va caricata e scaricata seguendo precisi profili di tensione e corrente in modo tale da non danneggiarla e non ridurne il numero di cicli di vita. Generalmente la carica avviene a corrente costante a cui corrisponde un leggero aumento di tensione, dopodichè la carica si completa a tensione costante con una conseguente diminuzione di corrente. Per gli scopi di questa tesi possiamo pensare alla batteria come a una resistenza variabile, espressa come segue

$$R_B = \frac{V_B}{I_B} \quad (2.1)$$

Con V_B e I_B tensione e corrente variabili nel tempo secondo i profili di carica forniti dai produttori della batteria. Un esempio di tali profili può essere osservato in figura 2.2.

2.1.2 Chopper

Lo scopo del chopper è quello di regolare la corrente I_B e la tensione V_B mostrate in fig.2.1 in modo tale renderle adeguate al profilo di ricarica della batteria. In questo caso immaginiamo di avere una tensione V_{CH} maggiore della tensione V_B e di conseguenza verrà utilizzato un chopper di tipo buck mostrato in fig.2.3. In circostanze diverse il chopper potrebbe essere differente. Modificando il tempo di apertura, ad ogni ciclo, dell'interruttore controllato S si va a modificare il duty-cycle D e quindi il rapporto tra i valori medi V_B e V_{CH}

$$\frac{V_B}{V_{CH}} = D \quad (2.2)$$

Considerando un rendimento η_{CH} del chopper e il principio di conservazione dell'energia possiamo scrivere l'equazione

$$I_{CH}V_{CH}\eta_{CH} = I_BV_B \quad (2.3)$$

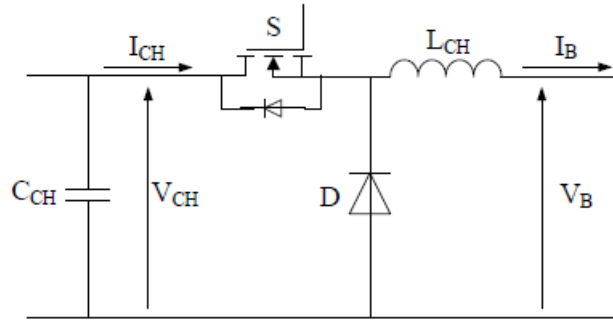


Figura 2.3: Schema di un Chopper buck

dove tutti i valori tensione e corrente sono considerato come valori medi.

La resistenza equivalente vista ai morsetti del chopper può essere espressa, usando le (2.1),(2.2) e (2.3), come

$$R_{CH} = \frac{V_{CH}}{I_{CH}} = \eta_{CH} \frac{V_{CH}^2}{I_B V_B} = \eta_{CH} \frac{V_B}{I_B} \frac{1}{D^2} = \frac{\eta_{CH}}{D^2} R_B \quad (2.4)$$

Quindi una volta nota l'efficienza e il duty-cycle, il chopper può essere omesso nella rappresentazione del circuito equivalente, sostituendo R_B con la nuova R_{CH} .

2.1.3 Raddrizzatore del ricevitore

Il raddrizzatore posto prima del chopper è composto da quattro diodi collegati a ponte di Graetz in modo tale da raddrizzare entrambe le semionde della tensione di ingresso. Per livellare la tensione continua così ottenuta viene posto il condensatore C_{CH} in uscita del raddrizzatore. In condizioni di lavoro ideali la corrente \bar{I}_L è perfettamente sinusoidale mentre la corrente \bar{I}_{RR} ha la forma di una sinusoide raddrizzata. Il valor medio di \bar{I}_{RR} corrisponde al valor medio di I_{CH} mentre il valore di picco corrisponde a

$$I_{RR,pk} = \frac{\pi}{2} I_{CH} \quad (2.5)$$

che coincide con la ampiezza di \bar{I}_L . La tensione di alimentazione V_L è un onda alternata a forma quadra per motivi che verranno spiegati nel paragrafo 2.1.5. Tenendo conto del rendimento η_{RR} , la componente fondamentale di V_L si può calcolare come

$$V_{L,pk} = \frac{4 V_{CH}}{\pi \eta_{RR}} \quad (2.6)$$

Infine la resistenza equivalente vista ai morsetti di ingresso del raddrizzatore può essere espressa come

$$R_L = \frac{V_{L,pk}}{I_{L,pk}} = \frac{8 V_{CH}}{\pi^2 I_{CH} \eta_{RR}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{\eta_{RR}} R_{CH} \quad (2.7)$$

2.1.4 Convertitore AC-DC

L'energia prelevata dalla rete, generalmente a 50 Hz, ha bisogno di essere convertita in continua prima di poter essere portata ad alta frequenza dall'inverter. Per farlo si potrebbe, ad esempio, utilizzare il circuito in figura 2.4 che consiste in un raddrizzatore a diodi a ponte di Graetz seguito da correttore di fattore di potenza (power factor corrector PFC) in modo da ottenere una conversione efficiente e ridurre l'iniezione di armoniche di

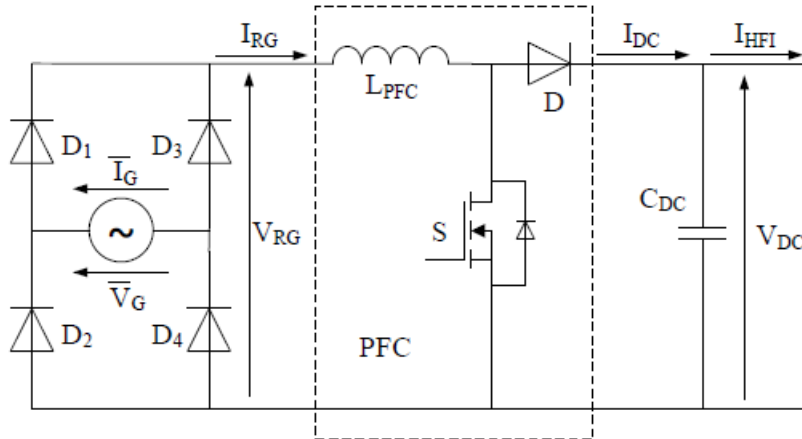


Figura 2.4: Schema di un raddrizzatore controllato.

corrente in rete. Comandando l'interruttore S si può forzare la corrente \bar{I}_G ad assumere un andamento sinusoidale in fase con \bar{V}_G . Perchè il PFC funzioni la tensione V_{DC} sul condensatore C_{DC} deve essere maggiore, anche di poco, della tensione di picco della rete. Essendo in condizioni di idealità, V_{RG} e I_{RG} hanno entrambi una forma d'onda sinusoidale raddrizzata. La corrente I_{RG} fluirà attraverso S durante il periodo di chiusura e attraverso il diodo D durante il periodo di apertura. Il valor medio della corrente che circola nel diodo, ossia I_{DC} , è pari a I_{HF} e sarà la corrente che andrà ad alimentare l'inverter ad alta frequenza. La parte alternata della corrente I_{DC} invece fluirà nel condensatore C_{DC} causando un ripple di tensione che può essere contenuto dimensionando C adeguatamente grande. Una volta determinato un valore adeguato per V_{DC} e stabilito il rendimento η_{AC-DC} si può calcolare I_{HF} come

$$I_{HF} = \frac{\eta_{AC-DC} P_G}{V_{DC}} \quad (2.8)$$

Dove P_G è la potenza prelevata dalla rete.

2.1.5 Inverter ad alta frequenza

L'inverter ad alta frequenza (High Frequency Inverter: HFI) è alimentato dalla tensione V_{DC} e dalla corrente I_{HF} . La sua topologia potrebbe essere, ad esempio, quella mostrata in figura 2.5, ossia una configurazione a ponte ad H, ma non è l'unica possibile. In genere, date le alte frequenze che si vogliono ottenere, la tecnica convenzionale a PWM non è utilizzata in quanto la frequenza di commutazione degli interruttori comandati diventerebbe molto più alta della frequenza che si vuole ottenere e questo potrebbe non essere supportabile per gli interruttori. La tecnica che si può utilizzare per ovviare a questo problema è il funzionamento in onda quadra con controllo dell'uscita mediante cancellazione della tensione: entrambe le gambe S_1-S_2 e S_3-S_4 sono comandate alla frequenza operativa del WPTS con duty-cycle al 50%. Viene poi inserito un ritardo ϕ nell'accensione di una delle due gambe come mostrato in figura 2.6. Questo sfasamento può essere scelto tra 0 e π per controllare l'ampiezza della prima armonica della tensione di uscita \bar{V}_S che può essere calcolata come

$$V_{S,pk} = V_{DC} \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad (2.9)$$

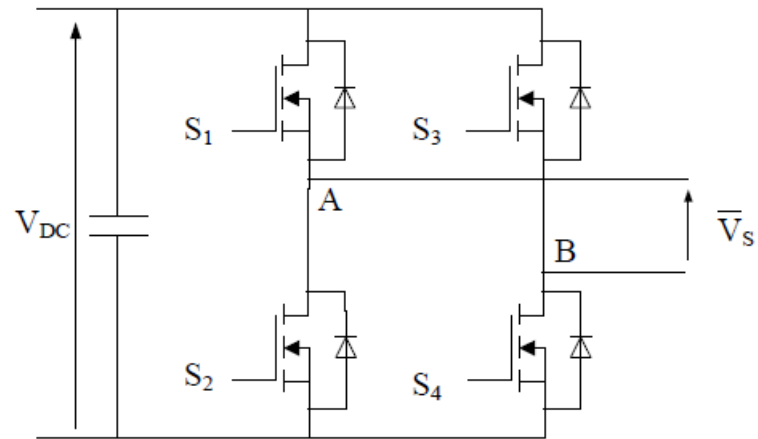


Figura 2.5: Schema di un inverter.

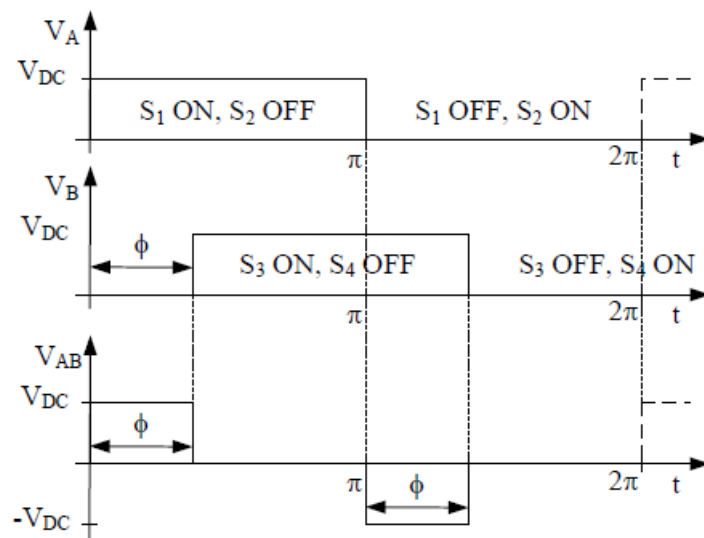


Figura 2.6: Tensioni di uscita di un inverter.

L'ampiezza massima ottenibile è quindi $V_{DC} \frac{4}{\pi}$, raggiunta con un ϕ pari a π . La tensione di uscita complessiva dell'inverte V_{AB} è un'onda quadra come mostrato in figura 2.6.

2.2 Circuito equivalente semplificato di un WPTS

L'obbiettivo di questa sezione è quello di mettere insieme i risultati della sezione precedente ed ottenere un circuito semplificato equivalente del caricabatteria wireless su cui sia semplice eseguire dei ragionamenti. Si andrà di seguito a definire i componenti di tale circuito. Se non indicato diversamente, ci si riferirà alle grandezze alternate utilizzando valori efficaci, quando sarà invece indicato si farà spesso uso dei valori di picco. Immagineremo la fonte di alimentazione come un generatore ideale di tensione V_{in} alla frequenza del HFI. Il valore di picco di V_{in} potrà essere calcolato con la (2.9). Anche se nella realtà la tensione di uscita del HFI è un'onda quadra noi considereremo solo la sua componente fondamentale, quindi un'onda perfettamente sinusoidale. Si userà questa semplificazione per i seguenti motivi: per mantenere i calcoli il più semplice possibile e perchè ci sono, generalmente, dei sistemi di compensazione che fanno risonare il circuito in modo tale che tutte le frequenze tranne quella di risonanza, che si farà coincidere con quella del HFI, saranno smorzate e, quindi, trascurabili. In questo capitolo si trascureranno i circuiti di compensazione per darne spazio nel prossimo capitolo e per dare un'idea del funzionamento del WPTS privo di tali circuiti.

Essendo il carico una batteria, verrà rappresentato come puramente resistivo e terrà conto anche del raddrizzatore e del chopper. Il valore della resistenza equivalente può essere calcolato come nella (2.7) tenendo conto della (2.4). Il valore finale così ottenuto R_L sarà quindi una resistenza di valore praticamente costante nel tempo, tranne nella fase finale di carica in cui il suo valore aumenta notevolmente.

Un caricabatteria wireless può essere considerato in definitiva come un trasformatore. Ovviamente non essendoci un nucleo ferromagnetico tra gli avvolgimenti, l'accoppiamento magnetico risultante sarà normalmente più debole di quello di un trasformatore convenzionale, ma i ragionamenti che si possono eseguire su di esso non differiscono. Da qui in avanti ci si riferirà spesso a circuito primario: tutto quello che sta prima della bobina trasmittente, compresa la sua induttanza; e circuito secondario: tutto quello che sta dopo la bobina ricevitrice, compreso il carico.

Ci sarà quindi una resistenza equivalente primaria R_P che tiene conto delle resistenze di tutti i componenti del primario, non solo della resistenza della bobina primaria. Una resistenza equivalente del secondario R_S che terrà conto, allo stesso modo, di tutte le resistenze del secondario, tranne il carico.

I due avvolgimenti accoppiati vengono rappresentati attraverso le autoinduttanze L_P e L_S e la mutua induttanza M . Per tener conto delle tensioni indotte tra primario e secondario, si sono posti nel circuito due generatori di tensione ideali la cui tensione è proporzionale alla corrente dell'avvolgimento opposto e in anticipo di novanta gradi rispetto ad essa. L'accoppiamento potrebbe essere raffigurato anche attraverso la sua rappresentazione a T, nel seguito si utilizzerà una o l'altra a seconda della convenienza.

Nei vari caricabatterie wireless i componenti possono differire da quelli visti fino a qui. Questo porterebbe a differenti formulazioni dei valori dei componenti equivalenti ma non a una differente topologia del circuito equivalente. Possiamo, pertanto, considerare il circuito che useremo in questo capitolo come generale.

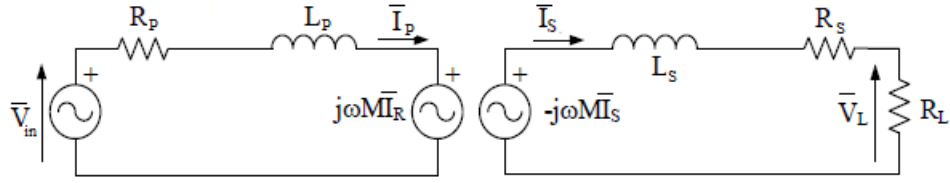


Figura 2.7: Schema equivalente WPTS Induttivo

Prima di proseguire andiamo a definire i parametri chiave per valutare le prestazioni di un WPTS:

- Efficienza $\eta = \frac{P_L}{P_{in}}$

è il rapporto tra P_L , la potenza attiva fornita al carico, e P_{in} , la potenza attiva fornita dall'alimentazione. È un indice che tiene conto delle perdite.

- Power factor $\alpha = \frac{A_{in}}{P_L}$

è il rapporto tra P_L , la potenza attiva fornita al carico, e A_{in} , la potenza apparente fornita dall'alimentazione. È un indice che tiene conto di quanto bene sia dimensionato il sistema.

Possiamo definire il parametro k come il coefficiente di accoppiamento dei due avvolgimenti

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_P L_S}} \quad (2.10)$$

che indica quanto "efficace" sia l'accoppiamento. Può valere da 0 a 1 e, ad esempio, in un tradizionale trasformatore dotato di nucleo in materiale ferromagnetico questo numero è vicino a 1, mentre in un WPTS generalmente è tra 0 e 0,6.

Le resistenze e le induttanze presenti nei due circuiti possono essere rappresentate come due impedenze

$$\begin{aligned} \dot{Z}_P &= R_P + j\omega L_P \\ \dot{Z}_S &= R_S + R_L + j\omega L_S \end{aligned} \quad (2.11)$$

dove j è il noto operatore immaginario e ω è la pulsazione del generatore \bar{V}_{in} . Le equazioni delle tensioni dei due circuiti sono

$$\begin{cases} \bar{V}_{in} = \dot{Z}_P \bar{I}_P + j\omega M \bar{I}_S \\ 0 = j\omega M \bar{I}_P + \dot{Z}_S \bar{I}_S \end{cases} \quad (2.12)$$

dove \bar{I}_P e \bar{I}_S sono le correnti circolanti nelle due maglie e possono essere estrapolate da (2.12) ottenendo

$$\begin{cases} \bar{I}_P = \frac{\bar{V}_{in} \dot{Z}_S}{\dot{Z}_P \dot{Z}_S + \omega^2 M^2} \\ \bar{I}_S = -\frac{\bar{V}_{in} j\omega M}{\dot{Z}_P \dot{Z}_S + \omega^2 M^2} \end{cases} \quad (2.13)$$

Ora per ricavare un'espressione dell'efficienza e del power factor dobbiamo calcolare la potenza attiva e apparente fornita dal generatore e la potenza attiva utilizzata dal carico. Per farlo calcoleremo inizialmente la potenza complessa \bar{S}_{in} . Com'è noto, una potenza

complessa si può calcolare moltiplicando il fasore della tensione per il complesso coniugato del fasore della corrente che verrà espresso attraverso l'operatore "*". Allora utilizzando le (2.12)-(2.13) si può ottenere

$$\bar{S}_{in} = \bar{V}_{in} \bar{I}_P^* = \frac{|\bar{V}_{in}|^2}{|\dot{Z}_P \dot{Z}_S + \omega^2 M^2|^2} \dot{Z}_S^* (\dot{Z}_P \dot{Z}_S + \omega^2 M^2) \quad (2.14)$$

da cui si può calcolare la potenza apparente eseguendo il modulo

$$A_{in} = |\bar{S}_{in}| = \frac{|\bar{V}_{in}|^2 |\dot{Z}_S|}{|\dot{Z}_P \dot{Z}_S + \omega^2 M^2|} \quad (2.15)$$

e la potenza attiva eseguendo l'operatore $\Re e[\]$ che non fa altro che estrapolare la parte reale dal numero complesso

$$P_{in} = \Re e[\bar{S}_{in}] = \frac{|\bar{V}_{in}|^2}{|\dot{Z}_P \dot{Z}_S + \omega^2 M^2|^2} \{ |\dot{Z}_S|^2 \Re e[\dot{Z}_P] + \omega^2 M^2 \Re e[\dot{Z}_S] \} \quad (2.16)$$

La potenza sul carico R_L può essere calcolata con la seguente formula

$$P_L = R_L |\bar{I}_S|^2 = \frac{V_{in}^2 R_L \omega^2 M^2}{|\dot{Z}_P \dot{Z}_S + \omega^2 M^2|^2} \quad (2.17)$$

Ora abbiamo tutte le espressioni necessarie per calcolare l'efficienza. Quindi utilizzando (2.16), (2.17) e alcune semplificazioni si ottiene

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{R_L \omega^2 M^2}{|\dot{Z}_S|^2 \Re e[\dot{Z}_P] + \omega^2 M^2 \Re e[\dot{Z}_S]} \quad (2.18)$$

E utilizzando le (2.15)-(2.17) possiamo invece calcolare il power factor

$$\alpha = \frac{A_{in}}{P_L} = \frac{|\dot{Z}_P \dot{Z}_S + \omega^2 M^2| |\dot{Z}_S|}{R_L \omega^2 M^2} \quad (2.19)$$

Per poter meglio ragionare sul significato di questi indici è più conveniente esprimerli in altri termini introducendo nuovi parametri e raggruppandone alcuni. Introduciamo quindi i quality factor definiti come

$$\begin{aligned} Q_T &= \frac{\omega L_P}{R_P} \\ Q_R &= \frac{\omega L_S}{R_S} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Andando a sostituire le (2.10) e (2.20) nella (2.18) ed eseguendo alcuni passaggi si può giungere a

$$\eta = \frac{R_L}{R_S} \left(\frac{k^2 Q_T Q_R}{1 + Q_R^2 + k^2 Q_T Q_R} \right) \quad (2.21)$$

Quest'ultima espressione merita sicuramente alcune osservazioni. Si può notare come il termine sulla sinistra fuori dalle parentesi rappresenti il rapporto tra la potenza attiva assorbita dal carico e la potenza attiva totale assorbita dal circuito ricevitore e rappresenta, quindi, l'efficienza del circuito ricevitore. I termini tra parentesi rappresentano invece il rapporto tra la potenza entrante nell'avvolgimento ricevitore e la potenza fornita dalla fonte di alimentazione e rappresenta l'efficienza del WPTS nel trasferire potenza dalla fonte al circuito ricevitore. Si può notare come k influenzi molto il secondo termine, soprattutto per valori prossimi a 0. Questo ci fa notare come un buon accoppiamento tra

gli avvolgimenti sia fondamentale per una buona efficienza di un WPTS e merita quindi un piccolo approfondimento.

Il coefficiente di accoppiamento k dipende dalla dimensione degli avvolgimenti e dalla loro distanza. Lo si può esprimere attraverso la seguente formula approssimata e valida solo per avvolgimenti tondi

$$k = \frac{M}{L} = \left(\frac{R}{d}\right)^3 \quad (2.22)$$

dove R è il raggio degli avvolgimenti e d è la distanza tra di essi. Dato che la dimensione degli avvolgimenti una volta fissata non si può cambiare, possiamo considerare k inversamente proporzionale al cubo della distanza degli avvolgimenti. Questo ci fa capire come trasferire potenza elettrica wireless con questo sistema sia possibile ma diventi efficiente solo a brevi distanze.

Passiamo ora a riformulare il power factor espresso in (2.19) utilizzando, come prima per l'efficienza, le (2.10) e (2.20) ottenendo

$$\alpha = \frac{R_S}{R_L} \left(\frac{\sqrt{(1 + Q_R^2)[Q_T^2 Q_R^2 + Q_T^2 + Q_R^2 - 2k Q_T^2 Q_R^2 + (1 + k^2 Q_T Q_R)^2]}}{k^2 Q_T Q_R} \right) \quad (2.23)$$

Anche qui ci sono alcuni commenti da fare. Il termine fuori parentesi è lo stesso di prima quindi anche le osservazioni rimangono le stesse. Il termine tra parentesi rappresenta invece il power factor tra la fonte di alimentazione e i morsetti del circuito ricevitore.

Le formule appena viste ci dicono che efficienza e power factor possono essere migliorati aumentando il coefficiente di accoppiamento e i quality factor, soprattutto quello del trasmettitore. Del coefficiente k si è già parlato. Per quanto riguarda i quality factor, osservando le formule (2.20), possiamo notare la loro proporzionalità con la pulsazione ω che ci suggerisce di aumentare il più possibile la frequenza della fonte di alimentazione V_{in} . Questo rimane vero fino circa ad 1 MHz, dopo il quale effetti pratici come l'effetto pelle diventano eccessivamente presenti e fanno sì che non sia più conveniente l'aumento di frequenza. Per un ulteriore aumento delle prestazioni sarà necessario modificare il circuito inserendo la compensazione, il funzionamento in risonanza porterà a vari benefici, come si vedrà nel prossimo capitolo.

Capitolo 3

Compensazione Applicata ai WPTS

Nel capitolo precedente si è visto il funzionamento di un WPTS e si sono analizzati efficienza e power factor. In questo capitolo si vedrà invece una tecnica per migliorare entrambi questi parametri: la compensazione. I sistemi di compensazione sono dei semplici circuiti che vengono aggiunti ad altri circuiti che per loro natura sono già induttivi o capacitivi. Com'è noto circuiti di questa natura hanno costantemente bisogno di effettuare uno scambio di energia reattiva quando sono alimentati in tensione alternata. In assenza di compensazione questo continuo scambio avviene per forza con la rete di alimentazione. Se invece viene inserito un condensatore, nel caso di un circuito induttivo, o un'induttanza, nel caso di un circuito capacitivo, questo scambio di energia può avvenire tra questi due elementi. Questo comporta una serie di vantaggi come un aumento di efficienza del sistema e la possibilità di poter dimensionare il sistema per tensioni e correnti più basse. Ovviamente quanto affermato finora vale per tutti i circuiti elettrici e non solo per i caricabatteria wireless ma la loro natura altamente induttiva rende la compensazione particolarmente indicata ed efficace per questi sistemi.

Come appena detto, i caricabatteria sono circuiti induttivi, quindi il sistema di compensazione più semplice che si può implementare su di loro è l'inserimento di uno o due condensatori al primario e/o al secondario, che, alla giusta frequenza di funzionamento, compenseranno le induttanze primaria e/o secondaria. A seconda di quello che si vuole ottenere possono esistere molte topologie diverse di compensazione, con differenti livelli di complessità, e le stesse topologie di compensazione possono fare cose diverse, a seconda dei parametri scelti e della frequenza di funzionamento. Alcune topologie prevedono anche l'inserimento di altre induttanze assieme a condensatori. Varie topologie verranno presentate e discusse nei prossimi capitoli. Gli scopi e le caratteristiche dei circuiti di compensazione possono essere riassunti nei seguenti punti:

- *Minimizzare il Dimensionamento VA e Massimizzare la Capacità di Trasferire Potenza*

Lo scopo principale della compensazione è quello di far risonare un condensatore con l'induttanza primaria e/o secondaria, di fornire la potenza reattiva necessaria all'induttanza per generare un campo magnetico adeguato. Pertanto, per l'avvolgimento primario lo scopo principale della compensazione è quello di minimizzare la potenza apparente necessaria ai morsetti di ingresso del caricabatterie, in altre parole: di minimizzare il dimensionamento Volt-Amperometrico del caricabatterie. Nel lato secondario, la compensazione serve a cancellare l'induttanza dell'avvolgimento secondario per massimizzare la capacità di trasferimento di potenza.

- *Generatore a Tensione o Corrente Costante*

Nel funzionamento dinamico di un WPTS, ci sono diversi parametri che possono variare nel tempo. Ad esempio, mano a mano che la carica avviene, la resistenza della batteria aumenta, oppure, se il caricabatterie è pensato per caricare più veicoli contemporaneamente, il loro numero potrebbe variare. Quindi, un sistema di controllo della ricarica sarebbe strettamente necessario. La giusta topologia di compensazione può, però, rendere il caricabatterie un generatore di tensione o di corrente costante, in altre parole, può rendere indipendente il sistema dal valore del carico, facendo funzionare tutto senza il bisogno di un circuito di controllo.

- *Aumentare l'Efficienza*

Come si è visto nel capitolo precedente, la massima efficienza raggiungibile di un WPTS dipende, in definitiva, da soli due parametri: il coefficiente di accoppiamento e i quality factors degli avvolgimenti. Tuttavia, un'adeguata compensazione è indispensabile per raggiungere l'efficienza massima. Inoltre, un'aumento di efficienza è ottenuto sfruttando il *soft switching*. Ogni interruttore comandato presente nel caricabatteria è sottoposto a sollecitazioni elevate e da luogo a perdite di commutazione che crescono linearmente con la frequenza di funzionamento, arrivando ad essere anche notevoli. Sfruttando la risonanza è possibile far coincidere ogni commutazione con un passaggio per lo zero di tensione o corrente, evitando in questo modo sia le perdite che le sollecitazioni sui componenti. Il *soft switching* può essere ottenuto solo con una precisa regolazione del valore del condensatore compensativo. Un corretto dimensionamento del circuito di compensazione dovrebbe, quindi, tener conto anche di questo.

3.1 Stabilità dell'Uscita

Prima di proseguire è importante capire in che modo la compensazione può rendere un circuito un generatore di corrente o tensione costante. Ci serviremo dei risultati di questa sezione nel resto del capitolo. Va precisato, onde evitare fraintendimenti, che non si sta trattando di circuiti in corrente continua, per costante si intende un valore comunque variabile nel tempo, che nel caso ideale è una sinusoide, che mantiene costante il proprio valore di picco. Trattandosi di circuiti risonanti, la frequenza a cui il circuito è alimentato gioca un ruolo chiave, per cui la immaginiamo come una variabile a nostra disposizione e non come un valore dato. Si prenderà ad esempio il circuito in 3.1 (a) o 3.1 (b), nel caso in cui si abbia, rispettivamente, un'alimentazione a corrente costante o a tensione costante. Il valore della tensione di uscita U_{OUT} o della corrente di uscita I_{OUT} , a seconda della grandezza che si intende stabilizzare, diventerà indipendente dal valore del carico R_L una volta che esso non comparirà più nell'espressione della grandezza di uscita.

3.1.1 Uscita a Tensione Costante

In questa sottosezione si vedrà come ottenere una tensione costante di uscita. Vanno distinti due casi, a seconda di quale sia la fonte di alimentazione:

Alimentazione a Tensione Costante

Facendo riferimento alla 3.1 (a), il circuito di compensazione deve presentare una topologia a T, come mostrato in 3.2. Le equazione del circuito con la configurazione a T sono

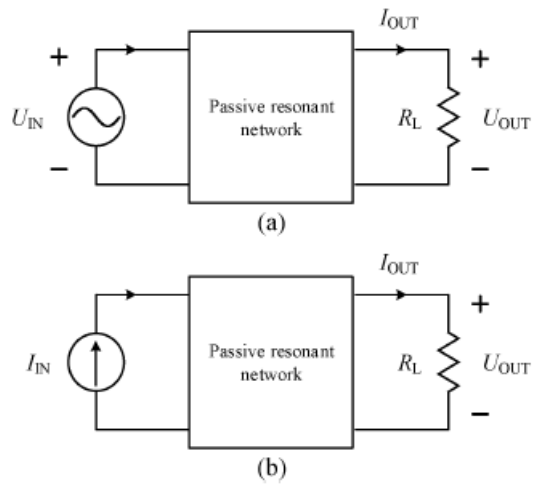


Figura 3.1: Circuito di compensazione con (a) fonte di alimentazione a tensione costante e (b) fonte di alimentazione a corrente costante

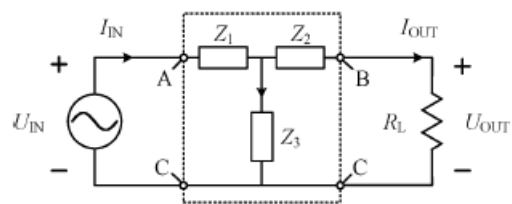


Figura 3.2: Topologia di compensazione a T

le seguenti:

$$\begin{aligned} U_{OUT} &= I_{OUT}R_L \\ U_{IN} &= I_{IN}Z_1 + (I_{IN} - I_{OUT})Z_3 \\ U_{IN} &= I_{IN}Z_1 + I_{OUT}Z_2 + U_{OUT} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Da cui si può derivare la correlazione tra tensioni di ingresso ed uscita che vale:

$$U_{IN} = \left(1 + \frac{Z_1}{Z_3}\right)U_{OUT} + \frac{\Lambda}{R_L} \quad (3.2)$$

dove Λ vale:

$$\Lambda = \frac{Z_1Z_2 + Z_2Z_3 + Z_1Z_3}{Z_3} \quad (3.3)$$

Ora per rendere l'equazione di U_{OUT} indipendente da R_L , deve valere $\Lambda = 0$. Per proseguire dobbiamo ora definire che natura e che valori dare alle tre impedenze che formano il circuito compensativo. Immaginiamo di avere le seguenti tre impedenze:

$$\begin{aligned} Z_1 &= j\omega L_1 \\ Z_2 &= \frac{1}{j\omega C} \\ Z_3 &= j\omega L_2 \end{aligned} \quad (3.4)$$

L'equazione (3.3) sarà quindi:

$$\Lambda = \frac{L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C}{j\omega L_2 C} \quad (3.5)$$

Da cui si può ricavare che $\Lambda = 0$ se la pulsazione di funzionamento coincide con la pulsazione di risonanza:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} + \frac{1}{L_2 C}} \quad (3.6)$$

E il rapporto tensione di ingresso/uscita diventa:

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.7)$$

Si può notare come ora anche variando R_L la tensione di uscita non ne sia influenzata e possa invece essere regolata scegliendo opportunamente i valori di L_1 e L_2 . La scelta delle tre impedenze fatta come in (3.4) non è obbligata. Ad esempio si potrebbe adottare la seguente configurazione:

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{j\omega C_1} \\ Z_2 &= \frac{1}{j\omega C_2} \\ Z_3 &= j\omega L \end{aligned} \quad (3.8)$$

E procedendo allo stesso modo come in precedenza si otterrebbe un Λ uguale a

$$\Lambda = \frac{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 L}}{j\omega} \quad (3.9)$$

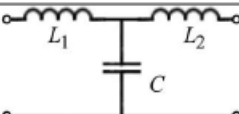
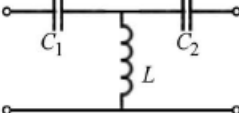
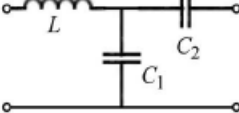
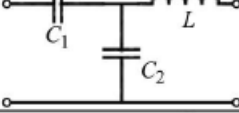
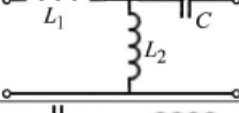
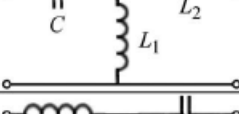
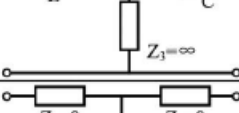

Number	Passive resonant network	Resonant frequency
V-V-1		$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} + \frac{1}{L_2 C}}$
V-V-2		$\omega = \frac{1}{\sqrt{L C_1 + L C_2}}$
V-V-3		$\omega = \frac{1}{\sqrt{L C_1 + L C_2}}$
V-V-4		$\omega = \frac{1}{\sqrt{L C_1 + L C_2}}$
V-V-5		$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} + \frac{1}{L_2 C}}$
V-V-6		$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} + \frac{1}{L_2 C}}$
V-V-7		$\omega = \frac{1}{\sqrt{L C}}$
V-V-8		--

Figura 3.3: Possibili configurazioni di compensazione Tensione Uscita - Tensione Ingresso

A cui corrisponde una pulsazione di risonanza pari a

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L C_1 + L C_2}} \quad (3.10)$$

e un rapporto tensione ingresso-uscita

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{\omega^2 L C_1}} \quad (3.11)$$

Altre configurazioni sono possibili, andando a coprire tutte le combinazioni di induttanze e condensatori nelle varie posizioni. Un totale di otto configurazioni sono state studiate le cui topologie e relative pulsazioni di risonanza sono riportate nella fig. 3.3. Le sigle, ad esempio V-V-1, indicano che è una combinazione tra generatore di tensione in ingresso e tensione costante in uscita. Le configurazioni V-V-7 e V-V-8 rappresentano due casi speciali e meritano un commento. In V-V-7 $Z_3 = \text{inf}$ equivale ad un circuito aperto,

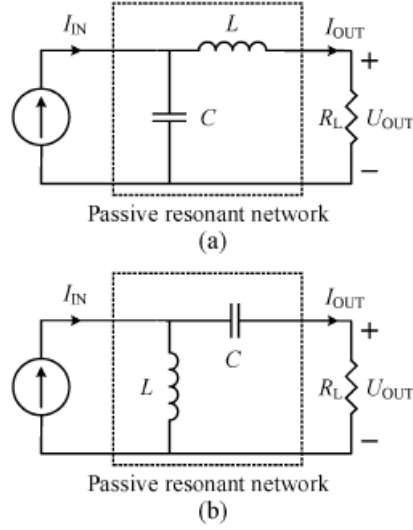


Figura 3.4: Topologie di configuraione Ingresso in corrente e Uscita a Tensione costante

di conseguenza, quando la caduta di tensione su L viene compensata dalla caduta di tensione su C , ossia quando il sistema funziona alla frequeza di risonanza, $U_{OUT} = U_{IN}$. Soluzione banale che però ci sarà utile in alcune spiegazioni. In V-V-8 invece Z_1 e Z_2 pari a zero equivalgono a cortocircuiti quindi, di nuovo banalmente, $U_{OUT} = U_{IN}$ in quanto l'unico elemento frapposto tra loro è in parallelo e non può quindi influire sulla tensione.

Alimentazione a Corrente Costante

Se la fonte di alimentazione è generatore di corrente, per ottenere un'uscita di tensione costante, il sistema di compensazione può essere più semplice in quanto necessita di soli due componenti. In questo caso le topologie sono quindi solo due e sono mostrate in (3.4). Con riferimento alla figura (3.4) (a), la tensione di uscita può essere espressa come

$$U_{OUT} = \frac{1}{j\omega C} I_{IN} - (j\omega L + \frac{1}{j\omega C}) I_{OUT} \quad (3.12)$$

Si può notare, in modo più immediato di prima, che se C e L risuonano insieme, il termine tra parentesi va a zero e di conseguenza

$$U_{OUT} = \frac{1}{j\omega C} I_{IN} = -j\omega L I_{IN} \quad (3.13)$$

con una pulsazione di risonanza pari a

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.14)$$

Si può notare come la tensione di uscita sia ora indipendente dal carico e costante, ovviamente se costante rimane anche la fonte di alimentazione. Con lo stesso procedimento, per il circuito 3.4 (b), si può arrivare al seguente risultato

$$U_{OUT} = j\omega L I_{IN} = -\frac{1}{j\omega C} I_{IN} \quad (3.15)$$

Le topologie e i risultati ottenuti per le configurazioni da Sorgente a corrente costante a Uscita a tensione costante sono riassunte nella figura 3.5.

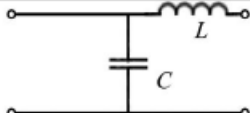
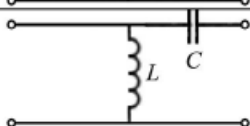
Number	Passive resonant network	Resonant frequency
C-V-1		$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}}$
C-V-2		$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}}$

Figura 3.5: Possibili configurazioni di compensazione Tensione Uscita - Corrente Ingresso

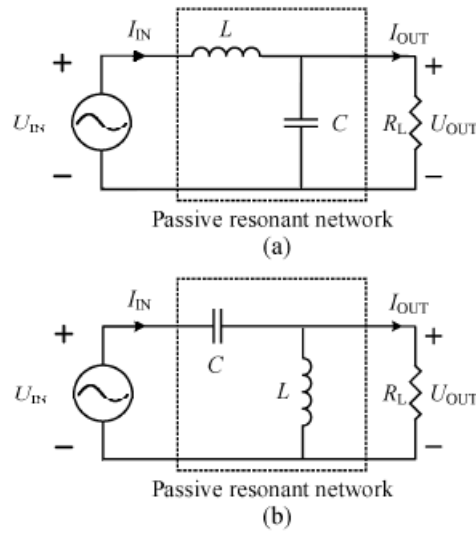


Figura 3.6: Topologie di configuraione Ingresso in Tensione e Uscita a Corrente costante

3.1.2 Uscita a Corrente Costante

Procediamo ora nell'analizzare le topologie che portano ad un uscita in corrente costante. Sarà necessario, come per lo studio in tensione costante, distinguere due casi a seconda dell'alimentazione in corrente o tensione.

Alimentazione a Tensione Costante

Come nel caso da corrente costante a tensione costante, anche in questa situazione le topologie possibili sono solo due e si possono vedere nella figura 3.6. Le correnti di uscita nei due casi si possono scrivere come

$$\begin{aligned}
 (a) \quad I_{OUT} &= \frac{1}{j\omega L} U_{IN} - (j\omega C + \frac{1}{j\omega L}) U_{OUT} \\
 (b) \quad I_{OUT} &= j\omega C U_{IN} - (j\omega C + \frac{1}{j\omega L}) U_{OUT}
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

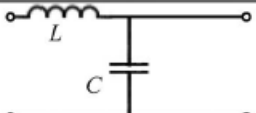
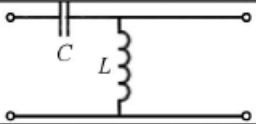
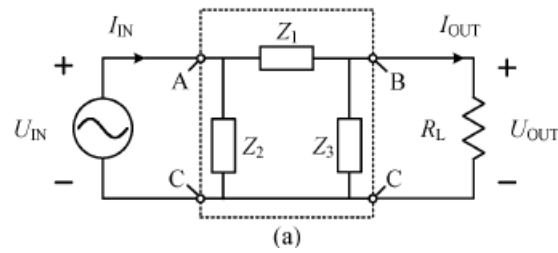
Number	Passive resonant network	Resonant frequency
V-C-1		$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}}$
V-C-2		$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}}$

Figura 3.7: Possibili configurazioni di compensazione Corrente Uscita - Tensione Ingresso

Figura 3.8: Topologia di compensazione a π

Sempre allo stesso modo si fanno risuonare L e C in entrambi i casi alla pulsazione di risonanza $\omega = \sqrt{1/LC}$ e le equazioni diventano

$$\begin{aligned} (a) \quad I_{OUT} &= \frac{1}{j\omega L} U_{IN} = -j\omega C U_{IN} \\ (b) \quad I_{OUT} &= j\omega C U_{IN} = -\frac{1}{j\omega L} U_{IN} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Proporzionali all'ingresso ma indipendenti dal carico, come volevasi dimostrare. Queste soluzioni sono riassunte nella 3.7

Alimentazione a Corrente Costante

Per riuscire ad ottenere un'uscita a corrente costante partendo da un'alimentazione in corrente gli elementi necessari al circuito di compensazione devono essere tre ma questa volta collegati secondo la configurazione a π riportata in figura 3.8. Guardando la figura si possono scrivere le seguenti equazioni

$$\begin{aligned} I_{OUT} &= \frac{U_{OUT}}{R_L} \\ I_{IN} &= \frac{U_{IN}}{Z_2} + (U_{IN} - U_{OUT}) \frac{1}{Z_1} \\ I_{IN} &= \frac{U_{IN}}{Z_2} + \frac{U_{OUT}}{Z_3} + I_{OUT} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Da cui si può ricavare, attraverso alcuni semplici passaggi

$$I_{IN} = \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right) I_{OUT} + \Lambda R_L I_{OUT} \quad (3.19)$$

Con Λ questa volta uguale a

$$\Lambda = \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_2 Z_3} \quad (3.20)$$

Ora procedendo allo stesso modo di prima, se $\Lambda = 0$ allora la corrente di uscita sarà proporzionale a quella di ingresso e indipendente da R_L . Prendendo ad esempio la topologia in figura 3.8 con

$$\begin{aligned} Z_1 &= j\omega L_1 \\ Z_2 &= \frac{1}{j\omega C} \\ Z_3 &= j\omega L_2 \end{aligned}$$

Si ottiene

$$\Lambda = \frac{L_1 + L_2 - \frac{1}{\omega^2 C}}{\frac{L_2 C}{j\omega}} \quad (3.21)$$

E vale zero se omega vale

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C + L_2 C}} \quad (3.22)$$

Gli altri casi sono omessi per semplicità ma i risultati sono riassunti nella figura 3.9 In cui di nuovo C-C-7 e C-C-8 rappresentano due casi banali.

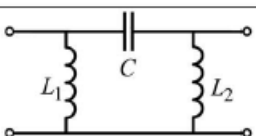
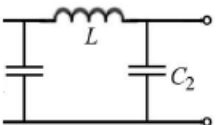
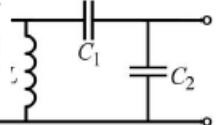
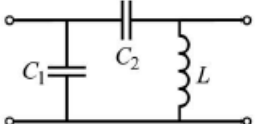
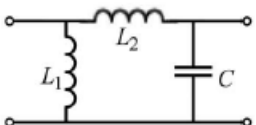
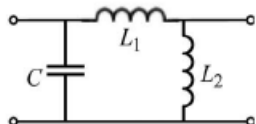
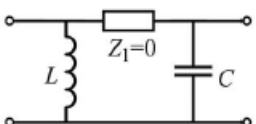
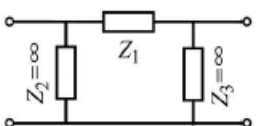
Number	Passive resonant network	Resonant frequency
C-C-1		$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_1 + LC_2}}$
$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1C} + \frac{1}{L_2C}}$		$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1C} + \frac{1}{L_2C}}$
$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1C} + \frac{1}{L_2C}}$		$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1C} + \frac{1}{L_2C}}$
C-C-4		$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1C} + \frac{1}{L_2C}}$
C-C-5		$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_1 + LC_2}}$
C-C-6		$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_1 + LC_2}}$
C-C-7		$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
C-C-8		---

Figura 3.9: Possibili configurazioni di compensazione Corrente Uscita - Corrente Ingresso

Capitolo 4

Compensazione a 1 Elemento

In questo capitolo si studierà quali siano i possibili sistemi di compensazione andando ad aggiungere al circuito semplificato di un caricabatteria wireless discusso nel secondo capitolo, un solo elemento al primario e un solo elemento al secondario. Data la natura induttiva del circuito di accoppiamento magnetico, alcune induttanze sono, come si è visto, già presenti nel sistema. Di conseguenza l'elemento che si andrà ad aggiungere in questo caso non potrà essere altro che un condensatore. Il condensatore può essere inserito, sia al primario che al secondario, in serie o in parallelo quindi le possibili topologie ottenibili sono quattro:

- Condensatore in serie al primario e in serie al secondario che chiameremo COMPENSAZIONE S-S
- Condensatore in serie al primario e in parallelo al secondario che chiameremo COMPENSAZIONE S-P
- Condensatore in parallelo al primario e in serie al secondario che chiameremo COMPENSAZIONE P-S
- Condensatore in parallelo al primario e in parallelo al secondario che chiameremo COMPENSAZIONE P-P

Le quattro topologie appena descritte sono riassunte nella 4.1.

Di seguito verranno analizzati vari aspetti di questi circuiti, a volte prendendo ad esempio tutti e quattro mentre in alcuni casi le topologie con condensatore in parallelo al primario verranno tralasciate in quanto l'inverter utilizzato è un inverter di tensione e porre un condensatore in quella posizione porterebbe ad un cortocircuito. Per questi motivi le topologie P-S e P-P non trovano molta applicazione

4.1 Uscita Indipendente dal Carico

In questa sezione si prenderanno ad esempio il circuito S-S e il circuito S-P e si analizzerà a quali frequenze sia più conveniente farli funzionare per ottenere una stabilità dell'uscita, che essa si voglia comandare in tensione o in corrente. Per questa analisi si utilizzerà il circuito equivalente a T per rappresentare l'accoppiamento induttivo. I due circuiti, così modificati, rispettivamente con compensazione S-S e S-P sono mostrati in 4.2. Per semplicità le resistenze del primario e del secondario R_P e R_S sono trascurate in questa sezione.

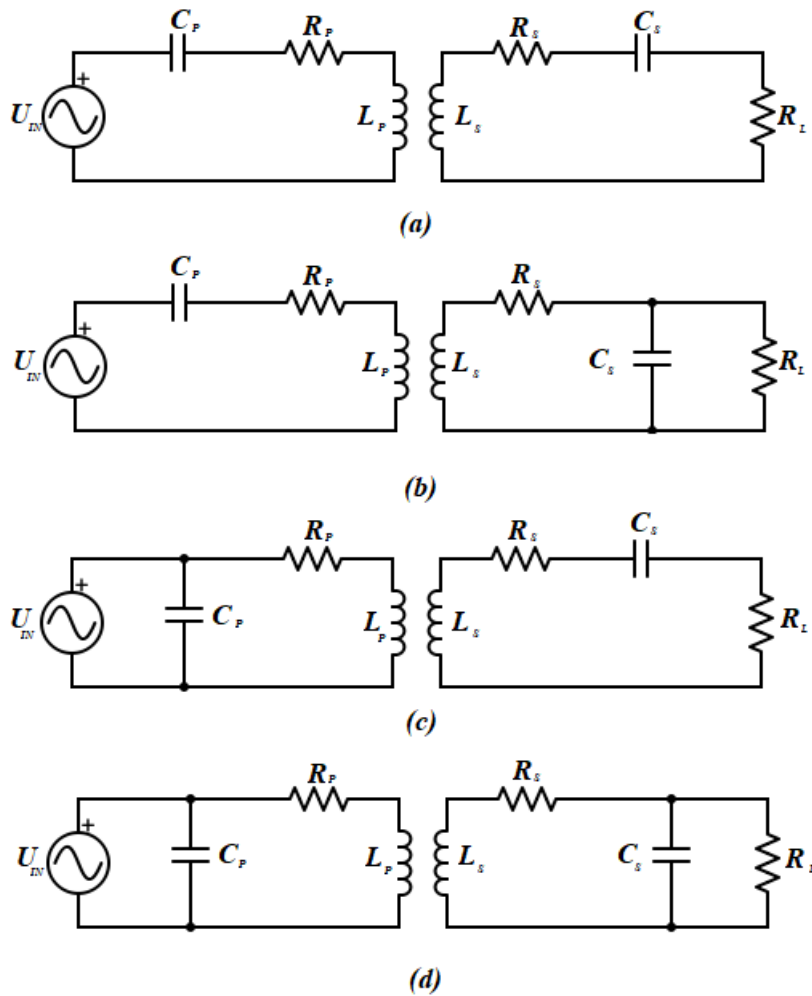


Figura 4.1: Le quattro possibili topologie di compensazione inserendo un solo C al primario e al secondario. Rispettivamente: (a) Compensazione Serie-Serie (b) Compensazione Serie-Parallelo (c) Compensazione Parallelo-Serie (d) Compensazione Parallelo-Parallelo

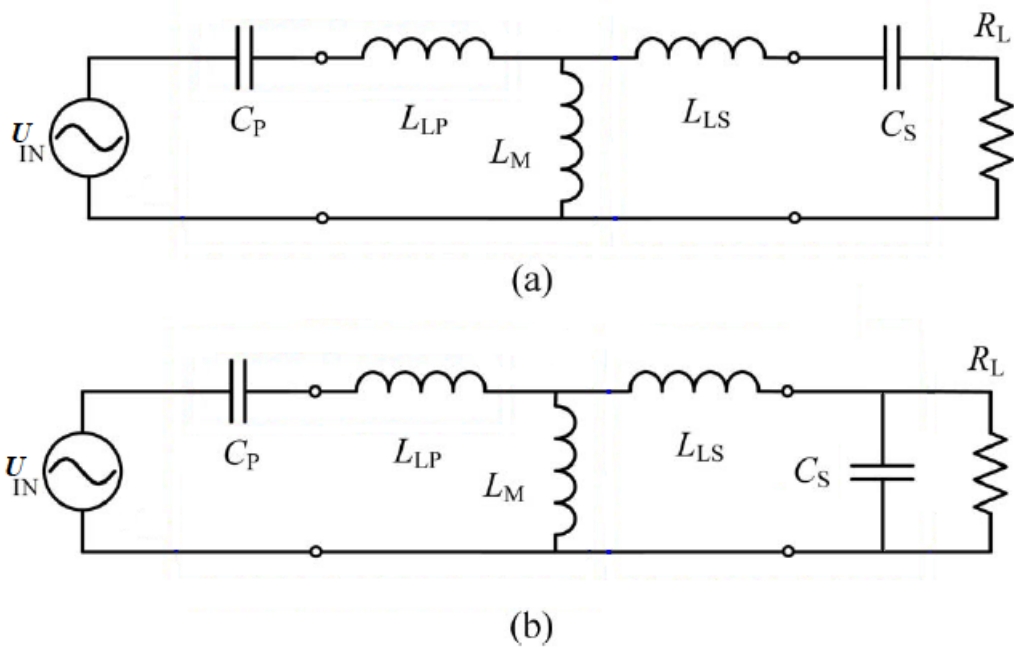


Figura 4.2: Circuiti compensati S-S (a) e S-P (b) con accoppiamento induttivo rappresentato a T

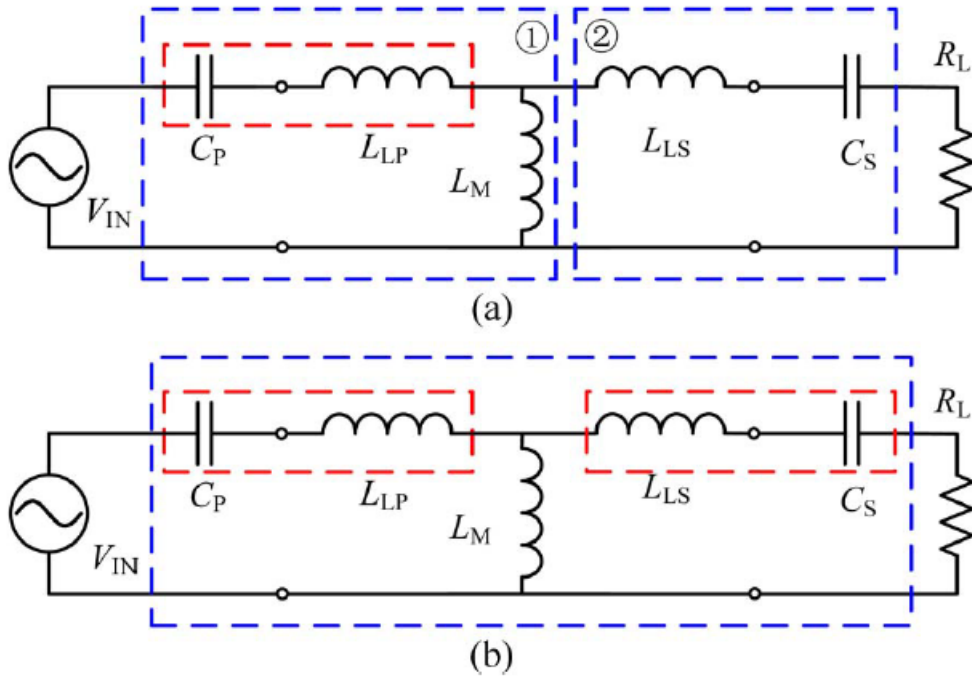


Figura 4.3: Circuito compensato S-S per ottenere (a) un'uscita a corrente costante e (b) per ottenere un'uscita a tensione costante

Dove

$$\begin{aligned} L_M &= M \\ L_{LP} &= L_P - M \\ L_{LS} &= L_S - M \end{aligned} \quad (4.1)$$

4.1.1 Compensazione S-S

Uscita a corrente costante: Ottenere un'uscita a corrente costante con questa compensazione è semplice e la frequenza a cui avviene è unica. Definiamo

$$\begin{aligned} Z_{LP}(\omega) &= j\omega L_{LP} + \frac{1}{j\omega C_P} \\ Z_{LS}(\omega) &= j\omega L_{LS} + \frac{1}{j\omega C_S} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Ora se $Z_{LP}(\omega) < 0$ significa che l'impedenza nel riquadro rosso in 4.3 (a) è equivalente ad un condensatore che può, di conseguenza, risonare con l'induttanza L_M . Il riquadro in blu numero uno può essere visto come il circuito di risonanza V-C-2 in 3.7 che ha un'uscita a corrente costante. Di conseguenza il riquadro blu numero due può essere visto come il circuito C-C-8 nella 3.9 ma banalmente, essendo L_{LS}, C_S e R_L in serie saranno ovviamente percorse dalla medesima corrente. Quindi la frequenza di risonanza unica per ottenere un'uscita a corrente costante è

$$\omega = \omega_P = \frac{1}{\sqrt{(L_{LP} + L_M)C_P}} = \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}} \quad (4.3)$$

ossia la frequenza di risonanza del circuito primario. Sarà poi conveniente scegliere C_S in modo tale da far risuonare anche il secondario alla frequenza del primario. In questo modo Z_{LS} va a zero e la capacità di trasferire potenza al carico è massimizzata.

Uscita a tensione costante: Il circuito con compensazione S-S può avere anche un'uscita a tensione costante ma la frequenza a cui questo avviene non è unica. Tenendo conto di valori generici per C_P e C_S si devono distinguere due casi.

1. Esiste una frequenza ω_H alla quale $Z_{LP}(\omega) = Z_{LS}(\omega) = 0$. Se cortocircuitiamo le due impedenze si può notare con facilità che la fonte di alimentazione, l'induttanza L_M e il carico R_L sono in parallelo, per cui la tensione sul carico dipenderà solo dall'alimentazione e non da R_L . Non è altro che il circuito V-V-8 in figura 3.3. Se tale frequenza esiste allora esiste anche un range di frequenze in corrispondenza delle quali $Z_{LP}(\omega) < 0$ e $Z_{LS}(\omega) < 0$. A queste frequenze le impedenze nei riquadri rossi di 4.3 (b) sono equivalenti a condensatori e tutti il circuito a T nel riquadro blu non è altro che il circuito V-V-2 nella 3.3. Tale circuito ha una frequenza di risonanza ω_L differente da ω_H e, come si può vedere, la frequenza non è unica
2. Non esiste una frequenza ω_H alla quale $Z_{LP}(\omega) = Z_{LS}(\omega) = 0$. In questa situazione esiste allora un range di frequenze in corrispondenza delle quali $Z_{LP}(\omega) < 0$ e $Z_{LS}(\omega) > 0$ oppure $Z_{LP}(\omega) > 0$ e $Z_{LS}(\omega) < 0$. Esisterà quindi una ω_H tale che una delle due condizioni prima citate si verifichi. Di conseguenza le impedenze nei riquadri rossi della 4.3 (b) saranno rispettivamente un condensatore e una induttanza o una induttanza ed un condensatore. Il circuito nel riquadro blu sarà equivalente al V-V-5 o al V-V-6 di 3.3. Esisterà comunque un range di frequenze in corrispondenza delle quali $Z_{LP}(\omega) < 0$ e $Z_{LS}(\omega) < 0$, come prima. Esisterà quindi anche la ω_L

Per ricavare un'espressione di ω_L e ω_H si deve, innanzitutto, calcolare il rapporto delle tensioni ingresso-uscita. Tale rapporto si esprime come

$$G_v = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{j\omega L_M}{Z_P Z_S + \omega^2 L_M^2} R_L \quad (4.4)$$

con

$$\begin{aligned} Z_S &= j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_L \\ Z_P &= \omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Ora ci sono due modi di procedere: si può derivare l'espressione di G_v , porla uguale a 0 e poi ricavare le frequenze; oppure possiamo manipolare l'espressione di G_v per ottenere, dopo alcuni passaggi

$$|G_v| = \frac{1}{\frac{Z_P}{\omega L_M} + \frac{\delta}{\omega^3 L_M C_P C_S R_L}} \quad (4.6)$$

dove

$$\delta = \omega^4 L_P C_P L_S C_S (k^2 - 1) + \omega^2 (L_P C_P + L_S C_S) - 1 \quad (4.7)$$

Si può facilmente notare come se $\delta = 0$ allora R_L non compare più nell'espressione di $|G_v|$ che diventa quindi indipendente da essa. Allora dall'equazione di $\delta = 0$ si possono ricavare le seguenti frequenze

$$\omega_L = \sqrt{\frac{\omega_P^2 + \omega_S^2 - \Delta}{2(1 - k^2)}} \quad (4.8)$$

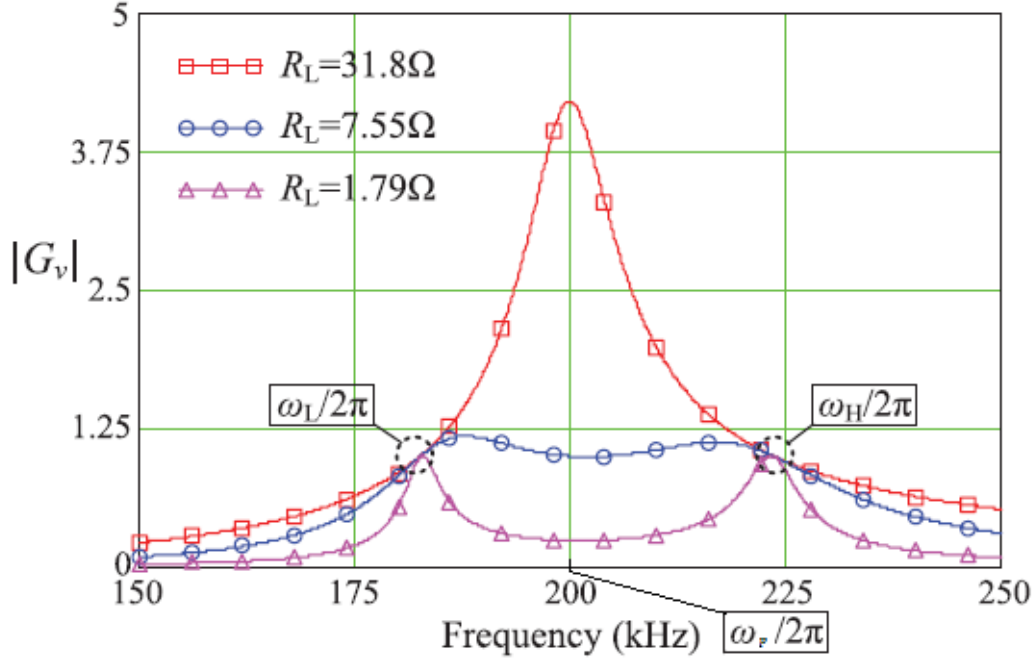


Figura 4.4: Espressione di $|G_v|$ in funzione della frequenza a con diversi valori del carico

$$\omega_H = \sqrt{\frac{\omega_P^2 + \omega_S^2 + \Delta}{2(1 - k^2)}} \quad (4.9)$$

$$\Delta = \sqrt{(\omega_P^2 + \omega_S^2)^2 - 4(1 - k^2)\omega_P^2\omega_S^2} \quad (4.10)$$

dove $\omega_S = 1/\sqrt{L_S C_S}$ è la frequenza di risonanza del circuito secondario e $\omega_P = 1/\sqrt{L_P C_P}$ è la frequenza di risonanza del circuito primario. Derivando l'espressione del rapporto delle tensioni si sarebbe giunti agli stessi identici risultati.

Per capire meglio quanto spiegato fino ad ora possiamo osservare il grafico in 4.4 dove è riportato l'andamento di $|G_v|$ in funzione della frequenza a con diversi valori del carico. Nella simulazione $R_P = R_S = 0$, k è impostato a 0,2. C_P è selezionato per risuonare con $L_P = 30\mu H$ alla frequenza $\omega_s/(2\pi) = 200$ kHz e $\omega_S = \omega_P$. Si può notare come la funzione vari molto in funzione di R_L in corrispondenza di ω_P , frequenza alla quale il circuito funziona come generatore a corrente costante.

4.1.2 Compensazione S-P

Uscita a tensione costante: La compensazione con condensatore al primario in serie e condensatore al secondario in parallelo è normalmente utilizzata per ottenere un'uscita a tensione costante. Esisterà un range di frequenze in corrispondenza delle quali $Z_{LP} < 0$ quindi l'impedenza nel riquadro rosso in 4.5 (a) è equivalente ad un condensatore. Il blocco nel riquadro blu numero uno può quindi essere visto come il circuito di compensazione V-V-6 in 3.3 e il blocco nel riquadro blu numero due come il V-V-8. Quindi questo circuito può ottenere un'uscita a tensione costante e la frequenza di risonanza sarà unica. Per ottenere un'espressione della frequenza si utilizzare la formula V-V-6

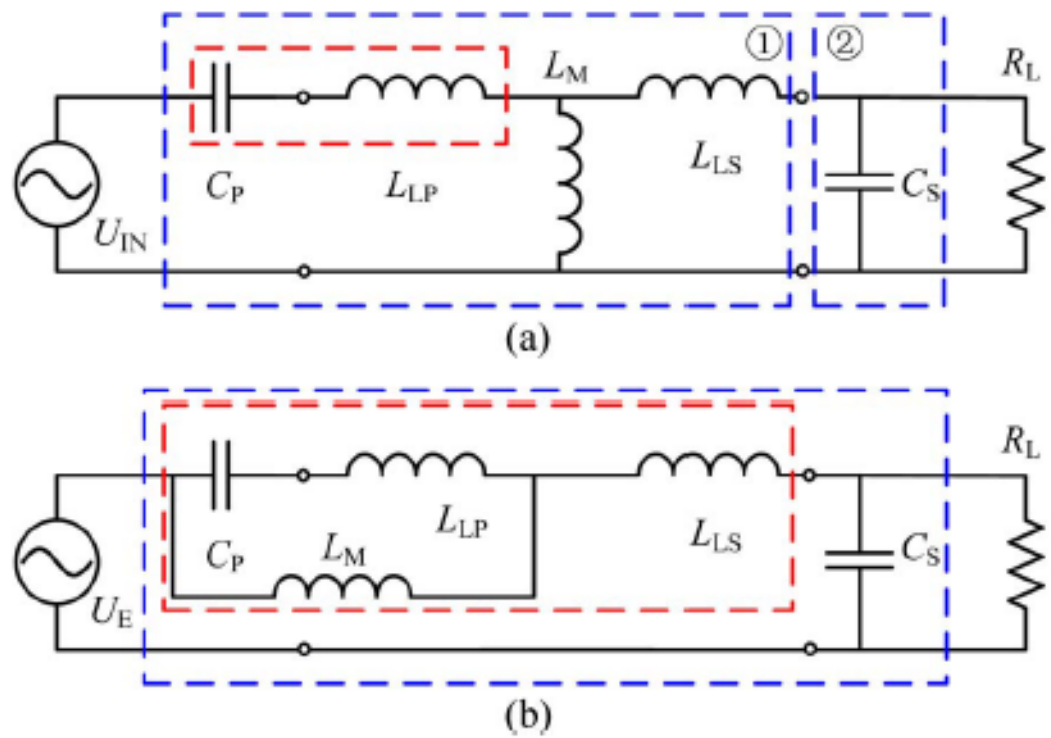


Figura 4.5: Circuito compensato S-P per ottenere (a) un'uscita a tensione costante e (b) per ottenere un'uscita a corrente costante (circuito equivalente di Thévenin)

oppure calcolare

$$G_{v-P} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{j\omega L_M}{Z_P Z_{S-P} + \omega^2 L_M^2} \frac{R_L}{1 + j\omega C_S R_L} \quad (4.11)$$

con l'impedenza del secondario che vale ora

$$Z_{S-P} = j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S + \frac{1}{R_L}} \quad (4.12)$$

e risolvere per ω_Q l'equazione $\frac{\partial G_{v-P}}{\partial R_L} = 0$. Dopo alcuni passaggi si ottiene

$$\omega_Q = \sqrt{\frac{1}{C_P(L_L P + \frac{L_M L_{LS}}{L_M + L_{LS}})}} = \frac{\omega_P}{\sqrt{1 - k^2}} \quad (4.13)$$

Uscita a corrente costante: La compensazione S-P è anche in grado di produrre un'uscita a corrente costante in modo duale a come la compensazione S-S è in grado di produrre un'uscita a tensione costante. Attraverso alcune manipolazioni utilizzando il circuito equivalente di Thévenin è possibile ottenere il circuito in 4.5 (b) dove U_E vale

$$U_E = U_{IN} \frac{j\omega L_M}{Z_P} \quad (4.14)$$

Quindi guardando il circuito così modificato, se si seleziona una frequenza in corrispondenza della quale il blocco rosso in 4.5 (b) sia equivalente ad una induttanza allora il blocco blu non sarà altro che il circuito di compensazione V-C-1 in figura 3.6 che ha un'uscita a corrente costante. Le frequenze a cui questo avviene sono due in modo duale al circuito S-S con uscita a tensione costante. Per calcolarle si procede allo stesso modo di prima calcolando il rapporto corrente di uscita-tensione di ingresso $G_i = I_{OUT}/U_{IN}$. Manipolando l'espressione di G_i si può arrivare a

$$|G_i| = \frac{I_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{1}{\omega L_M + \frac{j\omega L_S Z_P}{\omega L_M} + \gamma R_L} \quad (4.15)$$

dove

$$\gamma = j\omega^2 L_M C_S + \frac{Z_P(1 - \omega^2 L_S C_S)}{\omega L_M} \quad (4.16)$$

Si può facilmente notare che se $\gamma = 0$ allora I_{OUT} diviene indipendente da R_L . Le due frequenze di risonanza si ricavano quindi dall'equazione $\gamma = 0$ e hanno la stessa identica espressione delle frequenze della compensazione S-S con uscita a tensione costante 4.8 e 4.9.

$$\omega_L = \sqrt{\frac{\omega_P^2 + \omega_S^2 - \Delta}{2(1 - k^2)}}$$

$$\omega_L = \sqrt{\frac{\omega_P^2 + \omega_S^2 + \Delta}{2(1 - k^2)}}$$

con Δ espresso come in 4.10.

Per capire meglio quanto spiegato fino ad ora possiamo osservare il grafico in 4.6 dove è riportato l'andamento di $|G_{v-p}| = U_{OUT}/U_{IN}$ per il circuito S-P in funzione della frequenza a con diversi valori del carico. Nella simulazione $R_P = R_S = 0$, k è impostato

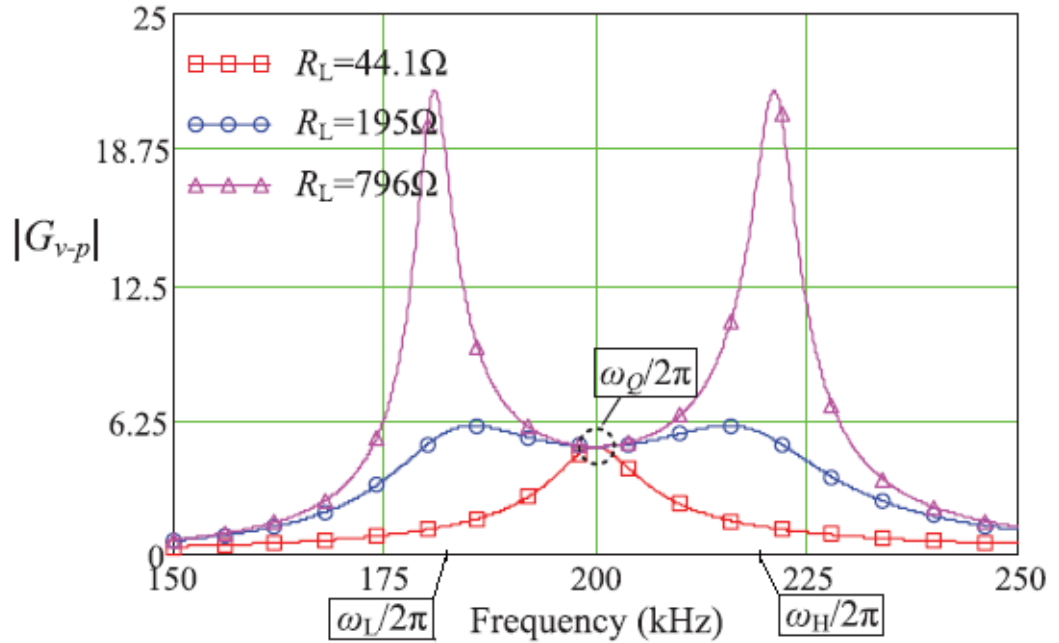


Figura 4.6: Espressione di $|G_{v-p}|$ in funzione della frequenza con diversi valori del carico

a 0,2. C_P è selezionato per risuonare con $L_P(1 - k^2)$ dove $L_P = 30\mu H$, alla frequenza $\omega_Q/(2\pi) = 200$ kHz e $\omega_Q = \omega_S$. Si può notare come la funzione vari molto in funzione di R_L in corrispondenza di ω_H e ω_L , frequenza alla quale il circuito funziona come generatore a corrente costante, mentre ovviamente a ω_Q , $|G_{v-p}|$ è lo stesso per i tre valori del carico.

Si può notare come le due tipologie di compensazione S-S e S-P siano duali guardando i grafici in 4.4 e 4.6 che esprimono i rapporti di tensione. I grafici dei rapporti corrente di uscita-tensione di ingresso sarebbero invertiti per i due circuiti.

4.2 Biforcazione

Un altro importante aspetto di cui si dovrebbe tener conto nello studio dei circuiti di compensazione per i caricabatteria è il "Bifurcation Phenomenon" ossia il Fenomeno della Biforcazione. Se si calcola l'impedenza totale di un sistema WPT visto ai morsetti di alimentazione, un buon circuito di compensazione dovrebbe far sì che tale impedenza sia completamente reale alla frequenza di risonanza, in altre parole le sinusoidi di tensione e corrente assorbite dalla rete dovrebbero avere un angolo di sfasamento pari a zero. Se questo accade la potenza trasferita al carico è massimizzata e il dimensionamento volt-amperometrico del caricabatteria è minimizzato. Il fenomeno della Biforcazione per un sistema WPT si riferisce a una situazione nella quale la frequenza per realizzare un angolo di sfasamento nullo tra tensione e corrente di ingresso non è unica. Il numero di frequenze possibili per ottenere sfasamento zero dipende dalle condizioni di carico, dalla topologia di compensazione adottata e anche dai valori scelti per le capacità inserite. Si otterrà alla fine di questa sezione un criterio per ogni tipologia di compensazione per il quale la frequenza di sfasamento zero è unica. Questo criterio sarà funzione dei quality-factor Q_P

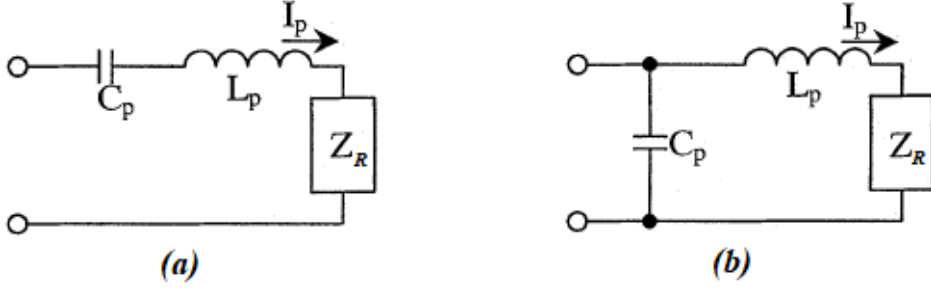


Figura 4.7: Circuiti equivalenti di un WPTS con l'impedenza secondaria riportata al primario e con (a) condensatore primario in serie e (b) condensatore primario in parallelo

e Q_S già discussi nel primo capitolo che saranno però riformulati per tener conto della compensazione.

Per questo studio si calcherà un'impedenza totale del circuito visto ai morsetti per tutti e quattro le tipologie di compensazione. Questa impedenza verrà normalizzata e se ne estrapolerà poi la parte immaginaria su cui saranno fatti dei ragionamenti.

Facendo riferimento ai quattro circuiti in 4.1 lo studio verrà condotto trascurando le resistenze primaria e secondaria $R_P = R_S = 0$. L'impedenza del circuito secondario viene definita come nel capitolo precedente

$$Z_S = \begin{cases} j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_L & \text{comp. secondario in serie} \\ j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S + \frac{1}{R_L}} & \text{comp. secondario in parallelo} \end{cases} \quad (4.17)$$

È possibile modificare i quattro circuiti riportando l'impedenza secondaria Z_S al primario, ottenendo l'impedenza riflessa

$$Z_r = \frac{\omega^2 L_M^2}{Z_S} \quad (4.18)$$

Le nuove topologie così ottenute sono rappresentate in figura 4.7. Ora sostituendo 4.17 in 4.18 si ottiene

$$ReZ_R = \begin{cases} \frac{\omega^4 C_S^2 L_M^2 R_L}{(\omega^2 C_S L_S - 1)^2 + \omega^2 C_S^2 R_L^2} & \text{comp. secondario in serie} \\ \frac{\omega^2 L_M^2 R_L}{R_L^2 (\omega^2 C_S L_S - 1)^2 + \omega^2 L_S^2} & \text{comp. secondario in parallelo} \end{cases} \quad (4.19)$$

e

$$ImZ_R = \begin{cases} \frac{-\omega^3 C_S L_M^2 (\omega^2 C_S L_S - 1)}{(\omega^2 C_S L_S - 1)^2 + \omega^2 C_S^2 R_L^2} & \text{sec. in serie} \\ \frac{-\omega^3 L_M^2 (C_S R_L^2 (\omega^2 C_S L_S - 1) + L_S)}{R_L^2 (\omega^2 C_S L_S - 1)^2 + \omega^2 L_S^2} & \text{sec. in parallelo} \end{cases} \quad (4.20)$$

Possiamo ora calcolare l'impedenza totale dei circuiti vista dai morsetti della fonte di alimentazione che vale

$$Z_T = \begin{cases} \frac{1}{j\omega C_P} + j\omega L_P + Z_R & \text{compensazione secondario in serie} \\ \frac{1}{j\omega C_P + \frac{1}{j\omega L_P + Z_R}} & \text{compensazione secondario in parallelo} \end{cases} \quad (4.21)$$

Se si alimenta questa impedenza alla frequenza di risonanza del circuito secondario $\omega_S = \sqrt{1/L_S C_S}$ le espressioni di parte reale e parte immaginaria di Z_R si semplificano

$$ReZ_{R0} = \begin{cases} \frac{\omega_S^2 L_M^2}{R_L} & \text{compensazione secondario in serie} \\ \frac{L_M^2 R_L}{L_S^2} & \text{compensazione secondario in parallelo} \end{cases} \quad (4.22)$$

$$ImZ_{R0} = \begin{cases} 0 & \text{compensazione secondario in serie} \\ -\frac{L_M^2 \omega_S}{L_S} & \text{compensazione secondario in parallelo} \end{cases} \quad (4.23)$$

Ora imponendo $ImZ_T(\omega = \omega_S) = 0$ è possibile ricavare i valori di C_P che se inseriti in 4.21 verificano la condizione appena citata. Tali valori si ricavano facilmente e sono riportati di seguito

$$C_P = \begin{cases} \frac{1}{\omega_S^2 L_P} & S - S \\ \frac{1}{\omega_S^2 (L_P - L_M^2/L_S)} & S - P \\ \frac{L_M^2}{R_L (\omega_S^2 L_M^2)^2 + \omega_S^2 L_P^2} & P - S \\ \frac{(L_P - L_M^2/L_S)}{R_L (\omega_S^2 L_M^2)^2 + \omega_S^2 (L_P - L_M^2/L_S)^2} & P - P \end{cases} \quad (4.24)$$

Ora sappiamo che sicuramente ω_S è una frequenza che realizza sfasamento zero. Nel resto del capitolo si cercherà di capire in quali condizioni questa frequenza sia anche l'unica. Per fare un'analisi generalizzata di 4.21 procederemo con la sua normalizzazione. La frequenza operativa ω verrà normalizzata usando ω_S come

$$u = \frac{\omega}{\omega_S} \quad (4.25)$$

Essendo l'obbiettivo della compensazione far diventare Z_T completamente reale, esso verrà normalizzato con l'espressione della sua parte reale in 4.22

$$\begin{aligned} Z_n &= \frac{Z_T}{ReZ_{R0}} = \\ &= \frac{ReZ_T}{ReZ_{R0}} + j \frac{ImZ_T}{ReZ_{R0}} = \\ &= ReZ_n + jImZ_n \end{aligned} \quad (4.26)$$

Quest'espressione è comoda quando la compensazione al primario è in serie, ma per la compensazione primaria in parallelo è più conveniente esprimere l'impedenza di carico normalizzata in termini di ammettenza (conduttanza e suscettanza). Ossia

$$Z_n = \frac{1}{Y_T(ReZ_{R0})} = \frac{1}{(ReY_T)(ReZ_{R0}) + j(ImY_T)(ReZ_{R0})} = \frac{1}{ReY_n + jImY_n} = \frac{1}{Y_n} \quad (4.27)$$

Per ricavare le espressioni di Z_n e Y_n basta sostituire 4.21 in 4.26. Le espressioni che si otterranno possono arrivare ad essere piuttosto complesse per cui alcune parti di esse saranno riportate in una tabella. L'espressione di Z_n per i sistemi a compensazione primaria in serie, scomposta nelle sue componenti reale ed immaginaria vale

$$ReZ_n = \frac{ReZ_R}{ReZ_{R0}} \quad (4.28)$$

e

$$ImZ_n = -\frac{1}{\omega C_P(ReZ_{R0})} + \frac{\omega L_P}{ReZ_{R0}} + \frac{ImZ_R}{ReZ_{R0}} \quad (4.29)$$

Mentre sostituendo 4.21 in 4.27 si ottiene l'espressione delle conduttanze e suscettanze di carico normalizzate per sistemi a compensazione primaria in parallelo

$$ReY_n = \frac{\frac{ReZ_R}{ReZ_{R0}}}{\left(\frac{ReZ_R}{ReZ_{R0}}\right)^2 + \left(\frac{\omega L_P}{ReZ_{R0}} + \frac{ImZ_R}{ReZ_{R0}}\right)^2} \quad (4.30)$$

e

$$ImY_n = \omega C_P(ReZ_{R0}) - \frac{\frac{\omega L_P}{ReZ_{R0}} + \frac{ImZ_R}{ReZ_{R0}}}{\left(\frac{ReZ_R}{ReZ_{R0}}\right)^2 + \left(\frac{\omega L_P}{ReZ_{R0}} + \frac{ImZ_R}{ReZ_{R0}}\right)^2} \quad (4.31)$$

Si può notare come, per i sistemi a compensazione primaria in serie, la resistenza di carico sia uguale all'impedenza riflessa. La reattanza di carico è invece dipendente da condensatore e induttanza primari e dalla reattanza riflessa. Per i sistemi compensati al primario in parallelo si può notare che la conduttanza di carico dipende dall'induttanza primaria e dalla resistenza e reattanza riflesse mentre la suscettanza di carico dipende da capacità e induttanza primaria e anche dalla resistenza e reattanza riflesse. Queste quattro equazioni possono essere semplificate se espresse in termini dei quality-factor Q_s e Q_p associati al circuito risonante primario e secondario, definiti come il rapporto tra potenza reattiva e potenza attiva alla frequenza di risonanza del secondario ω_S . Il risultato di questo rapporto è

$$Q_p = \begin{cases} \frac{L_P R_L}{\omega_S L_M^2} & \text{Secondario in serie} \\ \frac{\omega_S L_P L_S^2}{L_M^2 R_L} & \text{Secondario in parallelo} \end{cases} \quad (4.32)$$

$$Q_s = \begin{cases} \frac{L_S \omega_S}{R_L} & \text{Secondario in serie} \\ \frac{R_L}{\omega_S L_S} & \text{Secondario in parallelo} \end{cases} \quad (4.33)$$

e i risultati delle (4.28)-(4.31) sono riportati nella tabella in 4.8.

Per illustrare come la frequenza possa non essere unica, la componente immaginaria dell'ammettenza di carico normalizzata espressa in 4.31 per la topologia PP è stata tracciata in funzione di u , espressione di ω normalizzata su ω_S per diversi valori di Q_p e con $Q_s = 5$ e si può vedere in figura 4.9 Grafici simili possono essere tracciati cambiando Q_s anzichè Q_p e per tutte le topologie. Dal grafico si può notare come la frequenza ad angolo

$\frac{1}{\omega C_p(\text{Re}Z_{R0})}$	$= \begin{cases} \frac{Q_p}{u} \\ \frac{Q_p - 1/Q_s}{u} \end{cases}$	topologia SS topologia SP
$\omega C_p(\text{Re}Z_{R0})$	$= \begin{cases} \frac{u(Q_p - 1/Q_s)}{1 + (Q_p - 1/Q_s)^2} \\ \frac{uQ_p}{1 + Q_p^2} \end{cases}$	topologia PP topologia PS
$\frac{\omega L_p}{\text{Re}Z_{R0}}$	$= uQ_p$	tutte le topologie
$\frac{\text{Re}Z_r}{\text{Re}Z_{R0}}$	$= \begin{cases} \frac{u^4}{(u^2 - 1)^2 Q_s^2 + u^2} \\ \frac{u^2}{(u^2 - 1)^2 Q_s^2 + u^2} \end{cases}$	topologie SS&PS topologie PP&SP
$\frac{\text{Im}Z_R}{\text{Re}Z_{R0}}$	$= \begin{cases} \frac{-u^3(u^2 - 1)Q_s}{(u^2 - 1)^2 Q_s^2 + u^2} \\ \frac{-u^3[(u^2 - 1)Q_s + 1/Q_s]}{(u^2 - 1)^2 Q_s^2 + u^2} \end{cases}$	topologie SS&PS topologie PP&SP

Figura 4.8: Tabella che riassume i termini nelle formule (4.28)-(4.31).

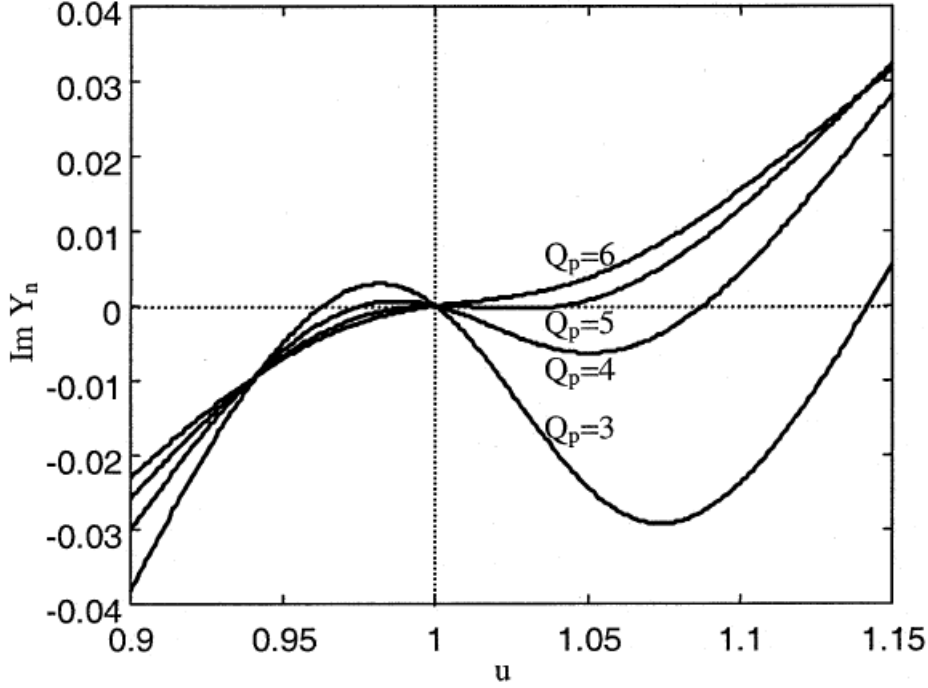


Figura 4.9: Grafico della suscettanza di carico normalizzata in funzione di u per vari valori di Q_p . Topologia P-P. $Q_s = 5$

di sfasamento zero sia unica e uguale alla frequenza di risonanza secondaria solo quando Q_p è più grande di Q_s . In caso contrario si nota facilmente che i punti di attraversamento dello zero diventano tre.

Per trovare un criterio che stabilisca se la frequenza è unica o no le espressioni (4.29) e (4.31) vanno riarrangiate nel seguente modo

$$\text{Im}Z_n \text{ or } \text{Im}Y_n = \frac{u^2 - 1}{D(Q_p, Q_s, u)} P(Q_p, Q_s, u) \quad (4.34)$$

dove i valori di $D(Q_p, Q_s, u)$ sono riportati in figura 4.10. Il coefficiente $P(Q_p, Q_s, u)$ è un polinomio di ordine 8 per le topologie P-P e P-S, è invece di ordine 4 per le topologie S-S e S-P. Lo si può esprimere come

$$P(Q_p, Q_s, u) = a_8 u^8 + a_6 u^6 + a_4 u^4 + a_2 u^2 + a_0 \quad (4.35)$$

I coefficienti diversi da zero del polinomio P sono riportati in 4.11. Essendo i quality-factor sempre positivi per definizione, si può notare, guardando la tabella in figura 4.10 che anche il coefficiente $D(Q_p, Q_s, u)$ è sempre positivo. Ora per assicurarci che la frequenza di risonanza del secondario sia l'unica a garantire un angolo di sfasamento zero deve essere maggiore di zero anche il coefficiente $P(Q_p, Q_s, u)$.

Inanzitutto analizziamo il coefficiente $P(Q_p, Q_s, u)$ per le topologie S-S e S-P in quanto solo di ordine quattro e quindi molto più semplice. Normalmente i quality-factor possiedono un valore maggiore dell'unità, questo fa sì che i coefficienti a_4 diventino positivi

$$\text{se } Q_p > 1 \text{ e } Q_s > 1 \text{ allora } a_4 = Q_p Q_s^2 - Q_s > 0 \text{ per topologie S-S e S-P}$$

$D(Q_p, Q_s, u)$	
SS&SP	$u(u^2 - 1)^2 Q_s^2 + u^3$
PP	$u \left\{ u^2 + \left[(u^2 - 1)^2 Q_d Q_s^2 + u^2 Q_d - (u^2 - 1) Q_s \right]^2 \right\} (1 + Q_d^2)$
PS	$u \left\{ u^6 + \left[(u^2 - 1)^2 Q_p Q_s^2 + u^2 Q_p - u^2 (u^2 - 1) Q_s \right]^2 \right\} (1 + Q_p^2)$

Figura 4.10: Tabella in cui sono riportati i valori di $D(Q_p, Q_s, u)$ per le varie topologie

Coefficienti del polinomio $P(Q_p, Q_s, u)$		
SS	a_4	$Q_p Q_s^2 - Q_s$
	a_2	$Q_p - 2Q_p Q_s^2$
	a_0	$Q_p Q_s^2$
SP	a_4	$Q_p Q_s^2 - Q_s$
	a_2	$(1 - 2Q_s^2) \left(Q_p - \frac{1}{Q_s} \right) - Q_s$
	a_0	$Q_p Q_s^2 - Q_s$
PP	a_8	$Q_d^3 Q_s^4$
	a_6	$-4Q_d^3 Q_s^4 + 2Q_d^3 Q_s^2 - 2Q_d^2 Q_s^3 - Q_d Q_s^4$
	a_4	$6Q_d^3 Q_s^4 - 4Q_d^3 Q_s^2 + 5Q_d^2 Q_s^3 + 3Q_d Q_s^4 - Q_d Q_s^2 - 2Q_d^2 Q_s + Q_d^3 + Q_s^3$
	a_2	$-4Q_d^3 Q_s^4 + 2Q_d^3 Q_s^2 - 4Q_d^2 Q_s^3 - 3Q_d Q_s^4 + Q_d Q_s^2 + Q_d^2 Q_s - 2Q_s^3 + Q_s$
PS	a_4	$Q_d^3 Q_s^4 + Q_d^2 Q_s^3 + Q_d Q_s^4 + Q_s^3$
	a_8	$Q_p^3 Q_s^4 - 2Q_p^2 Q_s^3 + Q_p Q_s^2$
	a_6	$-4Q_p^3 Q_s^4 + Q_p + 2Q_p^3 Q_s^2 + 5Q_p^2 Q_s^3 - Q_p Q_s^4 - Q_p Q_s^2 - 2Q_p^2 Q_s + Q_s^3$
	a_4	$6Q_p^3 Q_s^4 + Q_p - 4Q_p^3 Q_s^2 - 4Q_p^2 Q_s^3 + 3Q_p Q_s^4 - 2Q_p Q_s^2 + Q_p^3 + Q_p^2 Q_s - 2Q_s^3 + Q_s$
PS	a_2	$-4Q_p^3 Q_s^4 + 2Q_p^3 Q_s^2 + Q_p^2 Q_s^3 - 3Q_p Q_s^4 + 2Q_p Q_s^2 + Q_s^3$
	a_0	$Q_p^3 Q_s^4 + Q_p Q_s^4$

Q_d è definito come $Q_p - 1/Q_s$

Figura 4.11: Tabella in cui sono riportati i valori dei coefficienti del polinomio $P(Q_p, Q_s, u)$ per le varie topologie

Ne consegue che il polinomio $P(Q_p, Q_s, u)$ sarà positivo se è invece negativo il discriminante Δ

se $\Delta < 0$ allora $P(Q_p, Q_s, u) > 0$ per topologie S-S e S-P

Dove

$$\Delta = a_2^2 - 4a_4a_0 \quad (4.36)$$

Sostituendo i coefficienti della tabella 4.11 nella disequazione

$$a_2^2 - 4a_4a_0 < 0$$

Si possono ricavare le seguenti disequazioni

$$Q_p > \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1} \quad \text{topologia S - S} \quad (4.37)$$

$$Q_p > Q_s + \frac{1}{Q_s} \quad \text{topologia S - P} \quad (4.38)$$

che, se rispettate, assicurano che la frequenza di risonanza del secondario sia l'unica. Per quanto riguarda le topologie P-S e P-P, il polinomio risulta troppo complicato per essere risolto come appena visto. Il polinomio è stato comunque risolto attraverso metodologie numeriche portando alle seguenti disequazioni

$$Q_p > Q_s \quad \text{topologia P - S} \quad (4.39)$$

$$Q_p > Q_s + \frac{1}{Q_s} \quad \text{topologia P - P} \quad (4.40)$$

4.3 Efficienza di Conversione

Per analizzare l'efficienza dei circuiti compensati si prenderanno ad esempio le topologie S-S e S-P in figura 4.1 in cui però si deve tener conto anche delle R_P e R_S resistenze equivalenti rispettivamente del circuito primario e del circuito secondario. Le impedenze diventano quindi

Impedenza primaria

$$Z_P = j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} + R_P \quad (4.41)$$

Impedenza secondaria

$$Z_S = \begin{cases} j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_S + R_L & \text{comp. secondario in serie} \\ j\omega L_S + R_S + \frac{1}{j\omega C_S + \frac{1}{R_L}} & \text{comp. secondario in parallelo} \end{cases} \quad (4.42)$$

e si può calcolare, come nel capitolo 4.2, l'impedenza secondaria riflessa al primario

$$Z_R = \frac{\omega^2 L_M^2}{Z_S} \quad (4.43)$$

Ora che abbiamo definito tutte le impedenze possiamo andare a calcolare le efficienze primaria e secondaria

$$\eta_P = \frac{Re(Z_R)}{R_P + Re(Z_R)} \quad (4.44)$$

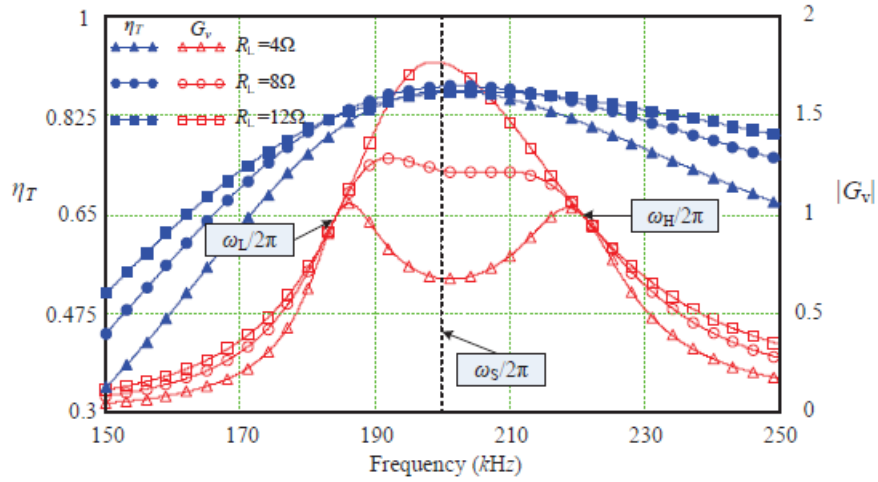


Figura 4.12: Simulazione efficienza S-S

$$\eta_S = \frac{\text{Re}(Z_S) - R_S}{\text{Re}(Z_S)} \quad (4.45)$$

L'efficienza totale del circuito sarà quindi

$$\eta = \eta_P \eta_S \quad (4.46)$$

Una volta definiti gli avvolgimenti e fissata una distanza tra di essi, L_M può essere considerato come un numero fisso e per questo non verrà discusso. Si può quindi notare che l'efficienza del circuito primario dipende solo da parametri relativi al secondario e dalla resistenza equivalente primaria R_P . La compensazione primario non influisce sull'efficienza del sistema, influisce solo sullo scambio di energia reattiva con la rete. L'unico parametro del primario influente è R_P che però, una volta dimensionati e definiti i componenti e avvolgimenti, è fissata e non modificabile. Il parametro chiave per massimizzare l'efficienza è quindi Z_S . Il ragionamento fatto per R_P vale anche per R_S . I parametri che influenzano l'efficienza contenuti in Z_S sono quindi: il tipo di compensazione secondaria, il valore della resistenza carico e la frequenza operativa.

Compensazione secondaria

Per quanto riguarda la compensazione secondaria in serie, valori molto prossimi alla massima efficienza sono raggiunti, come è intuibile, quando C_S e L_S si cancellano in risonanza ossia quando vale

$$C_S = \frac{1}{\omega L_S} \quad (4.47)$$

Le resistenze devono essere quindi ottimizzate per un range di frequenze attorno a ω_s . Per capire meglio si può osservare una simulazione fatta in SPICE nell'articolo [11] dove è stata calcolata l'efficienza di un circuito accoppiato con compensazione S-S per diversi valori del carico. La simulazione si può osservare in figura 4.12 mentre i parametri utilizzati sono riportati in tabella di seguito.

L_P (μH)	L_S (μH)	k	R_P (Ω)	R_S (Ω)
32.74	31.59	0.355	0.365	0.323
32.80	31.59	0.264	0.365	0.323
32.78	31.46	0.182	0.365	0.321

Nel grafico è riportato anche il rapporto tra la tensione di ingresso e di uscita. Possiamo notare come ω_S ci dia la miglior efficienza ma anche la maggior differenza di $|G_v|$ ossia del rapporto tra tensione di ingresso e di uscita.

Per quanto riguarda la compensazione al secondario in parallelo, in accordo con lo studio fatto in [11], l'efficienza massima è raggiunta quando

$$C_S = \frac{1}{\omega_S^2 L_S \Gamma^2} \quad (4.48)$$

con

$$\Gamma = \left(1 + \frac{Q_P}{Q_S} k^2\right)^{\frac{1}{4}} \quad (4.49)$$

dove i quality factors, già definiti in precedenza, sono espressi come

$$Q_P = \frac{\omega L_P}{R_P}$$

$$Q_S = \frac{\omega L_S}{R_S}$$

Valore del carico

Come detto in precedenza, il secondo parametro che influenza l'efficienza è il valore del carico. Si può esprimere la resistenza del carico R_L attraverso un quality factor relativo ad essa, espresso come

$$Q_L = \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L_S}{C_S}} \quad \text{secondario in serie} \quad (4.50)$$

$$Q_L = \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{C_S}{L_S}} \quad \text{secondario in parallelo} \quad (4.51)$$

In accordo con lo studio condotto in [] l'efficienza massima è raggiunta quando Q_L soddisfa la seguente equazione

$$Q_L = \frac{Q_S}{\sqrt{1 + k^2 Q_P Q_S}} \quad (4.52)$$

Frequenza operativa

L'espressione dell'efficienza in (4.46) può essere riformulata nel seguente modo

$$\eta = \frac{\omega^2 L_M^2 R_L}{|Z_S|^2 R_P + \omega^2 L_M^2 (R_S + R_L)} \quad (4.53)$$

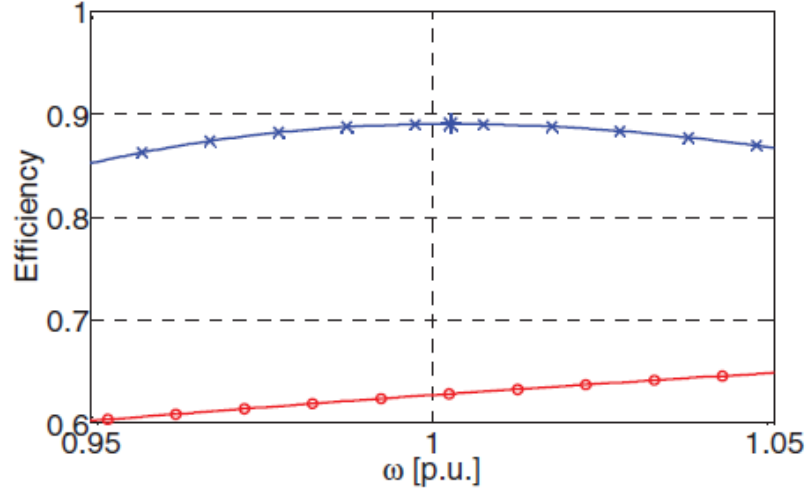


Figura 4.13: Efficienza vs pulsazione normalizzata per un valore del carico minore del valore critico (blu) e maggiore del valore critico (rosso)

che sotto condizioni di risonanza diventa

$$\eta_{ris} = \frac{\omega^2 L_M^2 R_L}{(R_S + R_L)(R_P(R_S + R_L) + \omega^2 L_M^2)} \quad (4.54)$$

l'espressione appena vista non ci da la massima efficienza raggiungibile, variando la frequenza. Infatti, manipolando la derivata dell'espressione (4.53) rispetto a ω , si scopre che, per $R_S + R_L$ minori del valore critico

$$R_c = \sqrt{\frac{2L_S}{C_S}} \quad (4.55)$$

l'efficienza massima è data da

$$\eta_{max} = \frac{\omega_s^2 L_M^2 R_L}{(R_S + R_L)^2 R_P \left(1 - \frac{(R_S + R_L)^2}{2R_c}\right) + \omega_s^2 L_M^2 R_S R_L} \quad (4.56)$$

ed è raggiunta ad una frequenza un po' più grande di ω_S , ossia a

$$\omega_{max} = \omega_S \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{(R_S + R_L)^2}{2R_c}}} \quad (4.57)$$

Invece, per valori di $R_S + R_L$ maggiori della resistenza critica, l'efficienza aumenta monotonamente con la frequenza.

Quanto detto può essere osservato in figura 4.13

4.4 Errore di Frequenza

Nella pratica, per quanto precisi si possa essere, ci sarà sempre una differenza tra la frequenza di risonanza del circuito e la frequenza a cui esso viene alimentato. Questo può

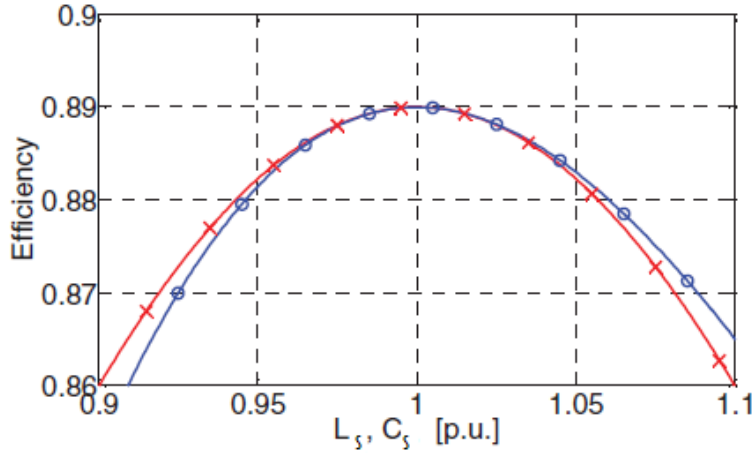


Figura 4.14: Variazione di efficienza dovuta a un cambiamento di L_S (rosso) o C_S (blu)

essere dovuto a vari fattori come incertezza sui valori dei parametri in gioco e la variazione degli stessi dovuta, ad esempio, alla temperatura. È comunque possibile modificare la frequenza di alimentazione attraverso un sistema di controllo che durante la ricarica continuerà ad aggiornarne il valore.

Di seguito si andrà ad analizzare come possano cambiare efficienza e power factor di un WPTS quando i suoi parametri reali variano in una zona del $\pm 10\%$ attorno ai parametri nominali. L'analisi verrà svolta per la sola topologia S-S ma ragionamenti equivalenti possono essere applicati anche alle altre tre topologie. L'espressione dell'efficienza che utilizzeremo in quest'analisi è la (4.53) mentre per il power factor, definito nel capitolo 2.2, si può facilmente arrivare alla seguente espressione

$$\alpha = \frac{|Z_S| |Z_S Z_P + \omega^2 L_M^2|}{\omega^2 L_M R_L} \quad (4.58)$$

Inizialmente considereremo il caso in cui la frequenza di alimentazione venga tenuta al valore nominale. Come si può osservare in (4.53), l'efficienza dipende solamente dai parametri del circuito di compensazione secondario. Quando un L_S o C_S varia allora $|Z_S|$ aumenta e di conseguenza l'efficienza diminuisce come si può vedere in fig. 4.14. Si può notare come la diminuzione dovuta alla variazione dei due parametri sia molto simile.

Per quanto riguarda il power factor, analizzando la (4.58) si può constatare che l'espressione è influenzata anche dai parametri della compensazione primaria, a differenza dell'efficienza. La fig. 4.15 mostra il power factor in funzione delle variazioni di L_P , C_P , L_S e C_S . Si può notare che anche la funzione del power factor risulta simil-parabolica come per l'efficienza e che i parametri del secondario influenzano molto di più di quelli del primario.

Andiamo ora ad analizzare cosa succede quando un parametro dei circuiti compensativi cambia e la frequenza di alimentazione viene aggiornata alla frequenza di risonanza del circuito (onde evitare confusione, in questa sezione per frequenza di risonanza si intende quella che azzerava lo sfasamento tra tensione e corrente di alimentazione del circuito). Sempre utilizzando le (4.53) e (4.58) è possibile tracciare le funzioni nelle figure 4.16, 4.17, 4.18 e 4.19. In fig. 4.16 è tracciata l'efficienza in funzione delle variazioni di L_S e C_S sia con aggiornamento della frequenza che senza. Si può notare come il cambiamento di frequenza mantenga l'efficienza al massimo, infatti essa non varia più del

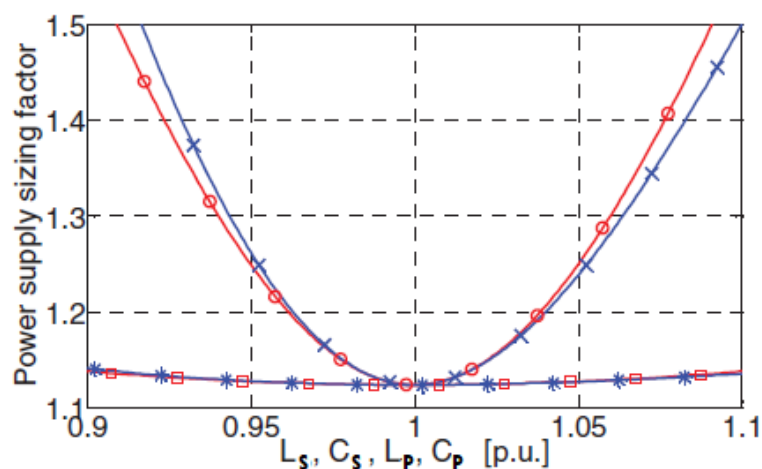


Figura 4.15: Variazione del power factor dovuta a un cambiamento di L_S (rosso simbolo o) o C_S (blu simbolo x) L_P (rosso simbolo □) o C_P (blu simbolo *)

0.1%. Inoltre è possibile osservare che una variazione positiva dei parametri porta a una diminuzione dell'efficienza e viceversa. In fig. 4.17 è invece tracciato il power factor in funzione delle variazioni di L_S e C_S sia con aggiornamento della frequenza che senza. Il grafico conferma i benefici dell'aggiornamento di frequenza, infatti il power factor rimane quasi invariato. In fig. 4.18 è tracciata l'efficienza in funzione delle variazioni di L_P e C_P sia con aggiornamento della frequenza che senza. In questo caso l'efficienza peggiora leggermente dopo l'aggiornamento ma si parla comunque di quantità contenute, infatti in corrispondenza del massimo scostamento dai valori nominali di L_P o C_P si arriva ad una diminuzione dello 0.2%. Infine in fig. 4.19 è tracciato il power factor in funzione delle variazioni di L_S e C_S sia con aggiornamento della frequenza che senza. I risultati che emergono sono gli stessi che per l'efficienza: si ha un lieve peggioramento del power factor con una massima diminuzione uguale allo 0.2%.

Si può quindi constatare che aggiornare attraverso un sistema di controllo la frequenza di alimentazione alla frequenza di risonanza del circuito produce un miglioramento sia nell'efficienza che nel power factor del WPTS quando si ha una deviazione di L_S e C_S mentre si ha un lieve peggioramento per una deviazione di L_P e C_P .

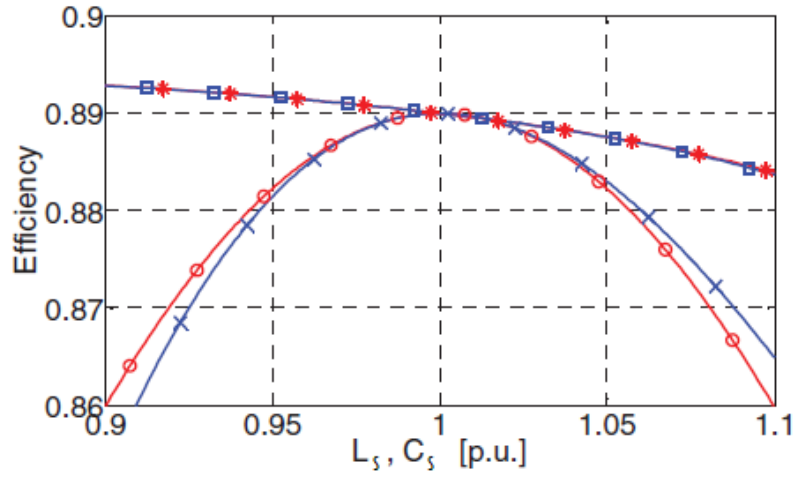


Figura 4.16: Variazione dell'efficienza dovuta a un cambiamento di L_S (rosso simbolo ○) o C_S (blu simbolo x) senza aggiornamento della frequenza e di L_S (rosso simbolo □) o C_S (blu simbolo *) con aggiornamento della frequenza

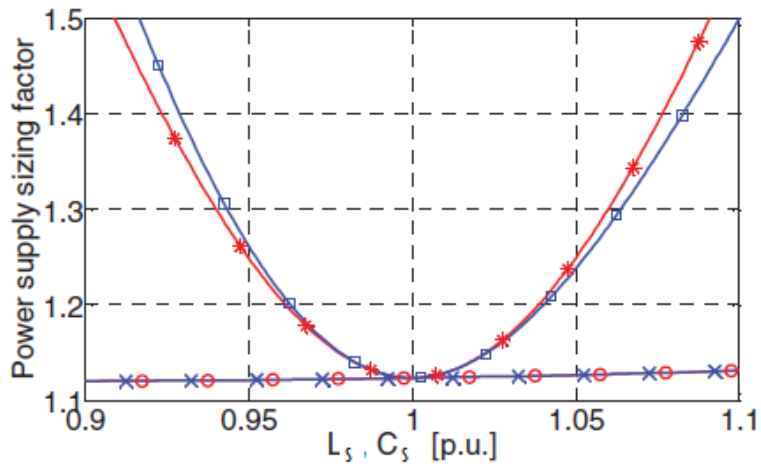


Figura 4.17: Variazione del power factor dovuta a un cambiamento di L_S (rosso simbolo ○) o C_S (blu simbolo x) senza aggiornamento della frequenza e di L_S (rosso simbolo □) o C_S (blu simbolo *) con aggiornamento della frequenza

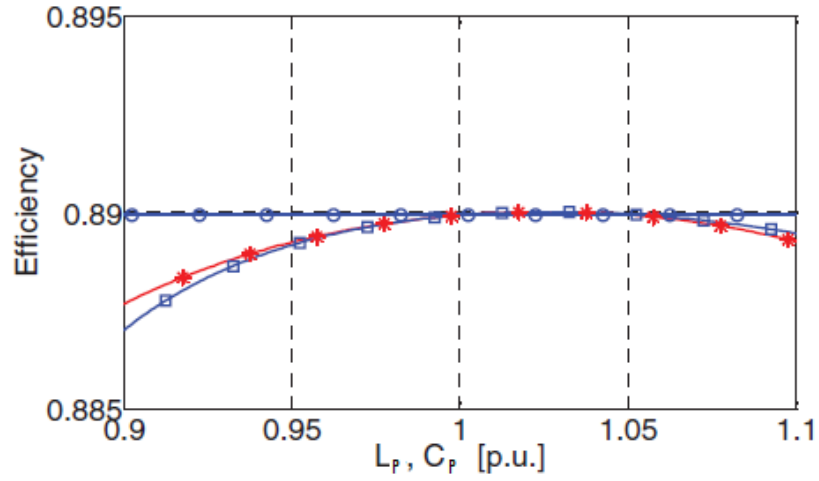


Figura 4.18: Variazione dell'efficienza dovuta a un cambiamento di L_P o C_P senza aggiornamento della frequenza (blu simbolo \circ) e di L_P (rosso simbolo \square) o C_P (blu simbolo \square) con aggiornamento della frequenza

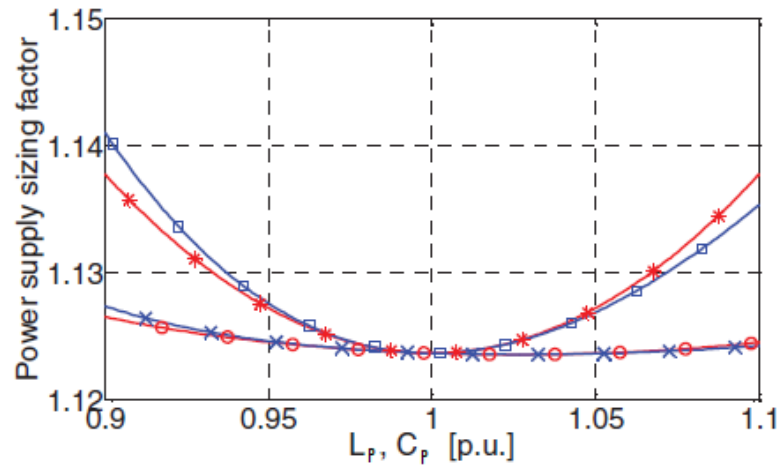


Figura 4.19: Variazione del power factor dovuta a un cambiamento di L_P (rosso simbolo \circ) o C_P (blu simbolo \times) senza aggiornamento della frequenza e di L_P (rosso simbolo \square) o C_P (blu simbolo \ast) con aggiornamento della frequenza

Conclusioni

Per concludere questa tesi si analizzeranno i risultati che sono emersi nei vari capitoli. Dalla sezione 4.3 è emerso che i parametri del sistema di compensazione posti al primario non influiscono sull'efficienza, se non per la presenza di una certa resistenza intrinseca della bobina, quindi in senso negativo. Solo i parametri del secondario influiscono sull'efficienza del sistema. La compensazione al primario influenza solamente il dimensionamento volt-aperometrico del sistema, ossia il power factor. Se solo un miglioramento in termini di efficienza è desiderato allora può anche essere tralasciata diventando una topologia S. Dalla figura 2.2 si può notare che la carica di una batteria trasferisce la maggior parte dell'energia a corrente costante mentre solo nella fase finale sarebbe desiderabile una tensione costante. Si è visto nella sezione della stabilità dell'uscita che le topologie migliori per una carica a corrente costante sono quelle che hanno il condensatore inserito in serie al carico al secondario in quanto presenta la massima efficienza in corrispondenza della frequenza di risonanza secondaria, a differenza delle topologie con condensatore al secondario in parallelo, come si può evincere dal grafico in figura 4.12. Sarà poi possibile passare alla frequenza ω_H calcolata in (4.9) per rendere costante la tensione di uscita nella fase finale di carica con una certa spesa in termini di efficienza. Potrebbero esserci problemi con l'unità di controllo in quanto la frequenza di risonanza potrebbe non essere unica. Per evitare ciò è necessario rispettare la disequazione (4.37) ricavata nella sezione 4.3. Se il carico che si vuole alimentare non fosse una batteria ed avesse maggiormente bisogno di un controllo in tensione allora la topologia consigliata sarebbe quella con il condensatore in parallelo al secondario che garantirebbe complessivamente un'efficienza maggiore.

Per quanto riguarda la topologia della compensazione al primario è sempre consigliata quella in serie in quanto la compensazione in parallelo posta in uscita diretta di un inverter porterebbe a un cortocircuito. Per evitare ciò sarebbe quindi necessario inserire un nuovo elemento al primario.

Ricapitolando, per le batterie elettrochimiche, la topologia migliore è sicuramente la S-S. Un inconveniente di questa tecnologia è che nella modalità che genera un'uscita a tensione costante non è possibile annullare l'angolo di sfasamento tra tensione e corrente di alimentazione. Solo la modalità a corrente costante può farlo. Come si era visto nella sezione 4.1.1 la topologia S-S in funzionamento a corrente costante è riconducibile ai circuiti V-C-2 e C-C-8 mostrati nelle tabelle nelle figure 3.7 e 3.9. Il circuito C-C-8 non partecipa alla realizzazione dell'uscita costante ma permette di azzerare l'angolo di ingresso. Se si vuole ottenere un angolo nullo anche durante la modalità a tensione costante è possibile inserire un ulteriore condensatore in parallelo al carico in modo da realizzare un'altro circuito V-V-8 che non si occuperebbe di rendere stabile l'uscita ma di portare a zero l'angolo. Questo darebbe vita ad una nuova topologia S-SP. Lo stesso ragionamento vale per una topologia S-P che si vuole rendere in grado di realizzare sfasamento nullo in modalità uscita a corrente costante: sarebbe necessario inserire un condensatore in serie al carico dando vita ad una topologia S-PS.

Nel caso di un WPTS progettato per alimentare più veicoli contemporaneamente, come nel caso di un'autostrada attrezzata per la ricarica delle automobili che la percorrono,

Compensation topology	Maximum efficiency	Constant output type
Series-series	94.6%	current
Series-parallel	94.6%	voltage
Series-series with leakage inductance compensation	93.3%	voltage
LCC-series	94.2%	voltage
LCC-parallel	94.3%	current
LCC-LCC	93.5%	current

Figura 4.20: Efficienze massime a seconda della topologia

potrebbe essere desiderabile mantenere costante anche la corrente in uscita del primario. Per realizzare un WPTS di questo tipo nell'articolo [13] è stata proposta una topologia LCC-S che sarebbe in grado di mantenere costante la corrente nel primario, quella nel secondario e realizzare uno sfasamento nullo contemporaneamente. In questo modo si riuscirebbe a fornire la stessa quantità di energia ai vari veicoli che si troverebbero accoppiati al WPTS. Va detto, per concludere, che aumentando il numero di componenti dei sistemi di compensazione si possono aumentare le prestazioni in termini di controllo ma si va ad abbassare l'efficienza complessiva, anche se di poco, in quanto si introducono nuove resistenze parassite intrinseche in ogni componenete. Questo può essere osservato nella figura 4.20 riportata dall'articolo [6].

Bibliografia

- [1] Hui, S.Y.R. (2016), "Past, present and future trends of non-radiative wireless power transfer", *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, Vol. 1 No. 1, pp. 83-91.
- [2] C. Liu, A.P. Hu, M. Budhia, "A generalized coupling model for Capacitive Power Transfer systems," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* , pp.274-279, 7-10 Nov. 2010
- [3] Zhou W, Ma H. "Design considerations of compensation topologies in ICPT system". *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Anaheim Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2007:985-99
- [4] C. S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 5, pp. 1308-1314, Oct. 2005.
- [5] M.Bertoluzzo, M.K.Naik, and G.Buja, "Preliminary investigation on contactless energy transfer for electric vehicle battery recharging," *Proc. of IEEE Int. Conf. on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, 2012, pp.1-6.
- [6] W. Zhang, and C. C. Mi, "Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.* Vol. 65, no. 6, pp. 4768-4778, Jun. 2016.
- [7] W. Zhang, S. C. Wong, C. K. Tse and Q. Chen, "Compensation technique for optimized efficiency and voltage controllability of IPT systems," *IEEE International Symposium on Circuit and System (ISCAS)*, 2012, pp. 225–228.
- [8] C. S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.* Vol. 51, no. 1, pp. 148–157, Feb. 2004.
- [9] M. Bertoluzzo, R. K. Jha, G. Buja, "Series-series resonant IPT system analysis under frequency mismatch," *41th Annual IEEE IECON*, pp. 439–444, 2015
- [10] M. K. Naik, M. Bertoluzzo, and G. Buja, "Design of a contactless battery charging system," *AFRICON*, 2013, vol., no., pp.1,6, 9-12 Sept. 2013.
- [11] W. Zhang, S.C. Wong, C.K.Tse, and Q. Chen, "Analysis and comparison of secondary series- and parallel-compensated inductive power transfer systems operating for optimal efficiency and load-independent voltage-transfer ratio," *IEEE Trans. on Power Electronics.* ,vol. 29, no. 6, pp. 2979–2990, Jun. 2014.
- [12] G. Buja, M. Bertoluzzo, and K. N. Mude, "Design and experimentation of WPT charger for electric city car," *IEEE Trans. Ind. Electron.* ,vol. 62, no. 12, pp. 7436–7447, Dec. 2015

- [13] G. A. Covic and J. T. Boys, "Modern trends in inductive power transfer for transportation applications," *IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 1, pp. 28–41, Mar. 2013.