

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRICA



TESI DI LAUREA

**Approccio numerico per la determinazione dei parametri di base di
un sistema di ricarica di auto elettriche wireless**

Relatore: Ch.mo Prof. Fabrizio Dughiero

Laureando: Marco Moschetta

Matricola n.: 1034555

Anno Accademico 2013/2014

Ringraziamenti

Desidero innanzitutto ringraziare coloro che mi hanno aiutato nella stesura di questo elaborato.

Vorrei ringraziare il professor Fabrizio Dughiero, il relatore della mia tesi, per il tempo e i consigli che mi ha sempre dato. Ringrazio anche il professor Michele Forzan e i tecnici del laboratorio di elettrotermia dell'Università degli Studi di Padova per l'aiuto nella preparazione delle simulazioni eseguite.

Ringrazio i miei genitori, Angelo e Fanny, che sempre, e in particolar modo durante questi ultimi mesi, mi sono stati vicini e mi hanno appoggiato in ogni mia scelta.

Un ringraziamento particolare vorrei farlo alla mia fidanzata Catrinel che è stata sempre al mio fianco e mi ha sostenuto, incoraggiato ed aiutato ad affrontare quest'ultimo capitolo del mio percorso formativo.

Indice sommario

1. Introduzione.....	Pag.	1
1.1 Premessa.....		1
1.2 Introduzione alla tecnologia.....		2
1.3 Possibili utilizzi.....		2
1.4 V2G – Vehicle to Grid.....		3
1.5 Accoppiamento con sistema fotovoltaico.....		4
2. Sistemi CPT e sistemi IPT.....	Pag.	5
2.1 Descrizione e prestazioni sistemi CPT.....		7
2.2 Descrizione e prestazioni sistemi IPT.....		9
2.3 Conclusioni.....		10
3. Rifasamento.....	Pag.	11
3.1 Tipologia SS.....		14
3.2 Tipologia SP.....		16
3.3 Tipologia PS.....		18
3.4 Tipologia PP.....		20
4. Valutazione della resistenza degli avvolgimenti.....	Pag.	25
4.1 Effetto pelle.....		25
4.2 Effetto di prossimità.....		26
5. Progettazione e calcolo dei parametri fisici del sistema.....	Pag.	27
5.1 Descrizione del modello.....		27
5.2 Caratteristiche fisiche.....		29
5.2.1 Resistenza.....		29
5.2.2 Autoinduttanza.....		30
5.2.3 Mutua induttanza.....		31
5.2.4 Coefficiente di accoppiamento.....		31
5.2.5 Fattore di qualità.....		31
5.3 Parametrizzazione della dimensione dell'avvolgimento trasmettitore.....		33
6. Simulazioni.....	Pag.	35
6.1 Frequenza 85 kHz.....		37
6.1.1 Sistema non rifasato.....		37
6.1.2 Sistema rifasato.....		38
6.1.3 Rifasamento SS.....		40
6.1.4 Rifasamento SP.....		47
6.1.5 Rifasamento PS.....		49
6.1.6 Rifasamento PP.....		51
6.2 Frequenza 140 kHz.....		54
6.2.1 Sistema non rifasato.....		54

6.2.2	Sistema rifasato.....	Pag.	55
6.2.3	Rifasamento SS.....		55
6.2.4	Rifasamento SP.....		56
6.2.5	Rifasamento PS.....		58
6.2.6	Rifasamento PP.....		59
7.	Conclusioni.....	Pag.	62
8.	Bibliografia.....	Pag.	65

Capitolo 1

Introduzione

1.1 PREMESSA

Negli ultimi anni molteplici fattori hanno contribuito ad un cambiamento del mercato automobilistico mondiale.

Il peggioramento dell'inquinamento atmosferico, l'aumento del prezzo del petrolio e, dall'altra parte, il miglioramento delle prestazioni dei veicoli elettrici e delle batterie, hanno portato ad un cambio di orizzonte del mercato dell'automobile verso veicoli sempre più ecosostenibili come auto elettriche o ibride.

I fattori che storicamente hanno contribuito a mantenere il predominio dei carburanti fossili rispetto all'elettricità sono la migliore autonomia, la velocità e la facilità di rifornimento. Infatti nel 1899, agli albori della tecnologia automobilistica, la prima macchina che rompe il muro dei 100 km/h fu una macchina elettrica. Tuttavia a causa dei due fattori sopra citati e grazie alla diffusione sempre più economica del petrolio, il mercato dell'automobile è stato spinto a focalizzarsi sui veicoli a combustione interna.

Il recente sviluppo tecnologico dei veicoli a trazione elettrica ha permesso una inversione di tendenza. Le auto elettriche attualmente hanno una autonomia di circa 150-200 km (si stima che più dell'85% dei tragitti giornalieri della popolazione europea sia inferiore ai 60 km) e necessitano di minori costi di manutenzione, circa il 20% in meno rispetto ai tradizionali veicoli.

L'azienda *Deloitte* nel 2010, stimava che nel 2020 le auto elettriche costituiranno circa un terzo delle vendite del mercato dell'auto nei Paesi sviluppati e circa il 20% nei Paesi in via di sviluppo.

Negli ultimi anni anche la crisi economica mondiale ha fatto la sua parte nel cambiamento di rotta del mercato dell'automobile. Anche novembre 2013 è stato archiviato con il segno meno davanti alla percentuale di variazione sull'anno precedente. La gravità della crisi ormai è cosa nota, ma non è superfluo sottolineare che novembre è stato il 42esimo mese consecutivo di perdite. Nella statistica delle vendite si è registrato il calo dell'11,2% delle auto a benzina mentre le diesel aumentano del 2,47%, confermandosi la parte più consistente del mercato, con il 56% del mercato. In forte crescita sono le vetture ibride che sono cresciute del 57,4%. Salgono anche le auto a metano, aumentate del 18,8%. Le auto elettriche immatricolate a novembre, infine, sono state 122 per un totale di 796 da gennaio, dato che conferma il fatto che il mercato delle automobili elettriche è ancora agli albori, ma che è in forte crescita.

Infatti questo settore ha recentemente fatto grandi passi avanti, sviluppando veicoli con prestazioni paragonabili a quelle dei veicoli tradizionali e batterie con maggiore autonomia e più brevi tempi di ricarica.

Già nel 2003 la Energy Information Administration (EIA) stimò un aumento medio del tasso di vendita delle automobili completamente elettriche pari al 53.2% nel periodo 2000-2004.

Studi più recenti sulle macchine elettriche negli USA hanno stimato che nel 2020 il volume di questi veicoli sarà circa il 3.1% del totale delle macchine vendute. Questi dati dimostrano come l'adozione di massa delle macchine elettriche sia ancora ad uno stato primordiale, con molti problemi ed obiettivi ancora da risolvere.

In questo elaborato è stato studiato un possibile sistema di ricarica per macchine elettriche, in particolare il sistema CET (Contactless Energy Transfer), attraverso la presentazione della tecnologia nelle sue diverse tipologie e componenti e ne è stata fatta una simulazione attraverso il programma FLUX Cedrat, verificandone le prestazioni e le caratteristiche. È stato anche eseguito uno studio per l'ottimizzazione della geometria degli avvolgimenti utilizzati.

1.2 INTRODUZIONE ALLA TECNOLOGIA

I sistemi CET sono definiti come sistemi attraverso i quali viene trasferita potenza tra due sistemi indipendenti dal punto di vista elettrico, separati da un gap di aria.

Il sistema primario, quello che fornisce l'alimentazione, è chiamato trasmettitore. Esso riceve energia dalla rete, ne eleva la frequenza e crea il flusso magnetico. Questo si concatena con il sistema secondario (detto ricevitore) e ne induce una corrente di pulsazione uguale alla primaria. Successivamente la corrente viene rettificata ed eventualmente aggiustata in tensione e frequenza a seconda delle necessità del carico.

L'idea di trasmettere energia elettrica attraverso l'aria è nata grazie a Nikola Tesla che nel XIX secolo aveva iniziato lo studio di questo fenomeno.

Recentemente alcuni studiosi del Massachusetts Institute of Technology (MIT) sono riusciti a sviluppare alcuni sistemi abili a questo scopo. Questa tecnologia offre, rispetto ai tradizionali collegamenti, notevoli vantaggi: innanzitutto il livello di sicurezza è maggiore in quanto l'utilizzatore non necessita di maneggiare cavi e spine e non deve effettuare collegamenti fisici tra i sistemi.

I due avvolgimenti inoltre possono essere alloggiati in contenitori chiusi (anche ermeticamente) permettendo non solo una maggior durata del sistema (non essendo soggetti a intemperie, polvere, umidità, agenti inquinanti, ecc.), ma anche una minore manodopera e possono essere utilizzati in ambienti ove i collegamenti tradizionali sono estremamente dispendiosi o addirittura impossibili.

Nel caso di carichi in movimento, questa tipologia di collegamento permette la rimozione di spazzole e contatti striscianti, parti del sistema che maggiormente necessitano di manutenzione e sono spesso sede di scintillamenti e perdite intrinseche. Inoltre i sistemi CPT sono meno sensibili al disallineamento rispetto a sistemi a barre o contatti striscianti.

1.3 POSSIBILI UTILIZZI

Molteplici sono le possibili applicazioni di questa tecnologia in svariati ambienti.

- Utilizzatori domestici come caricabatterie per cellulari, telecomandi, computer o router per internet possono essere ricaricati o funzionare completamente grazie ad una connessione wireless.
- Negli uffici possono essere alimentati carichi come monitor, altoparlanti, tastiere, stampanti.
- In ambito industriale la tecnologia CET può eliminare le fastidiose e dispersive connessioni tra parti rotanti di utilizzatori come robot, macchine per gli assemblaggi e per montaggi.
- Per l'alimentazione di sonde o sensori in ambienti particolarmente ostili questa tecnologia può facilmente sostituire connessioni via cavo molto dispendiose.
- Caricabatterie wireless possono essere utilizzati da operatori, oppure da robot mobili per evitare fastidiosi e costosi blocchi della produzione dovuti al ricambio manuale delle batterie (come avviene per trapani, frese, punzonatrici).

- Nell'ambito dei trasporti la tecnologia CPT può essere utilizzata per ricaricare molteplici tipologie di utilizzatori. Ricariche wireless possono essere utilizzate da golfcart, carretti elevatori o autovetture elettriche o ibride
- Ulteriori applicazioni per questa tecnologia possono essere trovate in ambito medico (per la ricarica delle batterie di dispositivi impiantati all'interno del corpo) oppure in ambito militare (per dispositivi mobili alimentati a batterie, per sensori nascosti oppure per robot e velivoli UVS).

1.4 V2G – VEHICLE TO GRID

Come conseguenza del consumo delle riserve mondiali dei combustibili fossili e con la presa di coscienza del fatto che il cambiamento climatico è un problema a livello globale, molte Nazioni, negli ultimi anni, sono state attivamente coinvolte nell'incremento dell'utilizzo delle fonti di energia rinnovabili con particolare enfasi nel miglioramento dell'efficienza e dell'eco-sostenibilità.

Molti impianti per la generazione di energia elettrica da fonti rinnovabili sono stati costruiti e connessi alla rete nazionale. Questa pratica sta cambiando (un diretto raffronto si può riscontrare nel quinto conto energia) a favore della Generazione Distribuita, attraverso la quale viene prodotta energia elettrica con potenze medio-basse e immessa immediatamente in rete oppure consumata in loco. Questa tipologia di generazione possiede notevoli vantaggi in termini economici, sociali ed ambientali, ma la sua natura imprevedibile ed intermittente (specialmente per impianti come fotovoltaici ed eolici) può portare la rete all'instabilità o a bassi costi di vendita dell'energia elettrica nel mercato.

Come conseguenza molti investitori nel settore dell'energia si stanno ampiamente occupando dello studio di sistemi di accumulo, in particolar modo della generazione distribuita di media potenza, per controllare le fluttuazioni di potenza generata ed incontrare la domanda nel modo più efficiente ed economico.

Una soluzione in fase di studio è la cosiddetta Vehicle-to-Grid (V2G – Veicolo verso Rete). Utilizzando un appropriato sistema elettronico, che consiste tipicamente in convertitori AC/DC bidirezionali, rettificatori e convertitori, le connessioni tra automobile elettrica o ibrida e rete di trasmissione possono permettere al flusso di potenza di essere bidirezionale. L'energia fluisce dalla rete verso il veicolo nella fase di ricarica della batteria e nell'altro verso quando la rete richiede energia, per esempio, per alimentare i picchi di potenza utilizzata o fornire una riserva di energia a breve termine. Alcuni studi infatti indicano che, mediamente, i veicoli non sono utilizzati per il 95% del tempo (Letendre e Denholm 2006), premessa questa ottimale per i sistemi V2G attraverso i quali, durante questo periodo, la batteria può essere utilizzata per servire la rete elettrica senza compromettere la sua funzione principale di alimentazione del veicolo.

Ovviamente questo scenario richiede lo sviluppo e la costruzione di appropriate infrastrutture come stazioni di ricarica e sistemi di comunicazione automatizzati tra il veicolo, stazione di ricarica e rete di distribuzione.

1.5 ACCOPPIAMENTO CON SISTEMA FOTOVOLTAICO

Nell'ambito della produzione dell'energia elettrica attraverso le tecnologie fotovoltaiche una importante domanda è sorta negli ultimi mesi del 2013: potrà il fotovoltaico essere ancora competitivo malgrado la mancanza degli ingenti incentivi dati negli ultimi anni? Rimarrà esso in corsa per contribuire alla crescita delle risorse rinnovabili rispetto a quelle fossili?

Il panorama del settore della produzione dei pannelli fotovoltaici ha subito un notevole cambiamento nel 2013. A livello nazionale esso ha visto la fine degli incentivi statali (DM 5 luglio 2012 - V Conto Energia) e a livello mondiale, a seguito di interventi dell'Unione Europea, i prezzi degli impianti fotovoltaici di provenienza cinese hanno raggiunto un prezzo comparabile con quello degli impianti provenienti da altri Paesi (0.75 €/kW contro 0.85 €/kW).

Questi interventi, che per lo più consistono nell'introduzione di dazi progressivi sull'importazione di prodotti fotovoltaici cinesi, hanno contribuito ad un leggero aumento del prezzo di questi impianti rendendone così la produzione da parte delle società europee più sostenibile.

Uno studio della società di consulenza UBS intitolato "*The unsubsidised solar revolution*" (La rivoluzione solare non sovvenzionata) stima che nei prossimi sette anni, anche senza incentivi, il mercato del fotovoltaico decollerà e l'energia solare, immessa in rete o auto consumata, prenderà una parte sempre più rilevante del mercato elettrico.

Sulla base di considerazioni di carattere economico, la UBS stima che entro il 2020 quasi ogni edificio d'Italia, Germania e Spagna possiederà un impianto fotovoltaico sul tetto. Questo potrebbe ridurre l'importo delle bollette del 20-30% e portare ad una conseguente diminuzione del tempo di recupero degli impianti, che si aggirerebbe attorno ai 6 anni per gli impianti ad uso commerciale e agli 11 anni per gli impianti ad uso domestico.

A causa degli interventi agli incentivi attuati nel V Conto Energia, in Italia si interrompe un'era: quella dei grandi parchi fotovoltaici a terra e dei grandi impianti realizzati per la sola vendita di energia. Dal 2014 il fotovoltaico si svilupperà dunque in ambito domestico ed industriale facendo affidamento esclusivamente alla propria capacità di ripagarsi. In altre parole il fotovoltaico verrà installato ed utilizzato per lo più in autoconsumo. Si svilupperà al fianco dello sviluppo dei sistemi di accumulo e delle cosiddette "smart grids": sistemi in grado di ottimizzare l'utilizzo in loco della fonte solare per ricavare il massimo risparmio rispetto all'acquisto dell'energia dalla rete.

Anche senza incentivi, ricordiamolo, in Italia rimane la possibilità di aderire allo scambio sul posto o, in alternativa, al "ritiro dedicato" (cioè la vendita dell'energia al Gestore del Sistema Elettrico con un prezzo minimo garantito). Inoltre, secondo le disposizioni dell'Agenzia delle Entrate (AdE), la realizzazione di un impianto fotovoltaico è equiparata a tutti gli effetti alla realizzazione di interventi finalizzati al risparmio energetico, in quanto consente di ottenere una riduzione dei consumi da fonti di energia fossili. Per questo motivo chi installa un impianto con pannelli fotovoltaici può usufruire della detrazione del 50% delle spese sostenute entro la soglia massima di spesa di 96.000 euro. La data fissata per la fine di questo incentivo è il 31/12/2014 (legge 147 del 27 dicembre 2013 pubblicata nel supplemento ordinario n.87 della Gazzetta Ufficiale): chi installerà entro tale data un impianto fotovoltaico potrà dunque profittare di una sostanziosa detrazione sull'IRPEF, pari alla metà delle spese affrontate per la sua costruzione (con un limite massimo di 96.000 euro). Si ricorda inoltre che dal 01/01/2015 al 31/12/2015 lo sgravio sarà ancora attivo ma scenderà al 36%.

È stato calcolato che, con i prezzi di adesso degli impianti fotovoltaici e grazie alle sopraccitate detrazioni, l'investimento è addirittura più conveniente di quanto lo fosse a settembre 2012 quando si poteva usufruire del più generoso V Conto Energia.

Capitolo 2

Sistemi CPT e Sistemi IPT

Esistono due possibili tecnologie per la trasmissione di potenza contactless e sono il trasporto attraverso condensatori (CPT – Capacitive Power Transfer) e attraverso induttori (IPT – Inductive Power Transfer).

La prima, CPT (Capacitive Power Transfer), utilizza i due piatti di un condensatore ed il campo elettrico tra essi generato per il trasferimento della potenza. Il primo piatto è collegato al circuito trasmettitore, il secondo piatto a quello ricevitore.

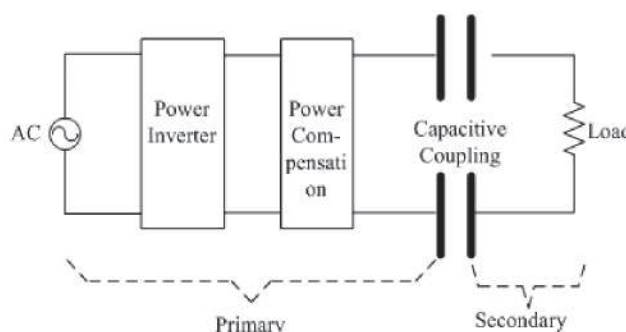


Fig.2.1 Circuito equivalente accoppiamento CPT

La tecnologia CPT presenta, rispetto ai sistemi IPT, alcuni vantaggi, quali: basse perdite, basse emissioni elettromagnetiche e la possibilità di trasferire potenza attraverso oggetti metallici senza indurre correnti parassite su di essi.

Tuttavia l'energia trasmissibile da questa tipologia di sistema CET è relativamente bassa (confrontata con la tecnologia IPT), pertanto può essere utilizzata solo per piccoli trasferimenti di potenza.

La tecnologia IPT (Inductive Power Transfer), invece, consiste in due avvolgimenti (circolari o rettangolari) affacciati e mutuamente accoppiati attraverso un flusso magnetico generato da una corrente ad alta frequenza che percorre il circuito primario (trasmettitore).

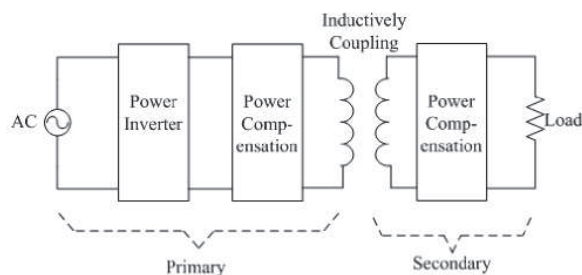
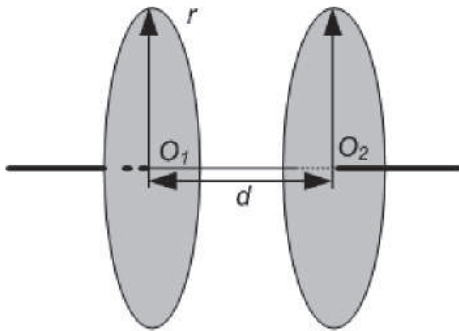


Fig. 2.2 Circuito equivalente accoppiamento IPT

Grazie al fatto che in aria l'energia magnetica accumulabile è molto maggiore rispetto a quella elettrica, il trasporto di potenza in questa tipologia di collegamento è molto maggiore rispetto ai sistemi CPT. Tuttavia la necessità di operare ad elevate frequenze (10 kHz – 1 MHz) comporta la produzione di elevate perdite joule negli avvolgimenti e notevoli interferenze elettromagnetiche. Inoltre, se un corpo metallico viene interposto tra gli avvolgimenti produce un effetto schermante che impedisce il trasporto di potenza.

2.1 DESCRIZIONE E PRESTAZIONI SISTEMI CPT



Un esempio di struttura di un sistema CPT è raffigurata in fig.2.3. È costituita da due piatti metallici circolari affacciati di raggio r e distanti d . La capacità equivalente è pari a:

$$C_S = \frac{A \varepsilon_0 \varepsilon_r}{d} = \frac{\pi r^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r}{d}$$

dove ε_0 e ε_r rappresentano rispettivamente la permittività del vuoto e permittività relativa del dielettrico tra i piatti.

Fig. 2.3 Esempio di struttura di sistema CPT

La resistenza serie equivalente del condensatore invece è pari a:

$$R_c = \frac{\tan \delta}{\omega C_S} = \frac{d \tan \delta}{\omega \pi r^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r}$$

dove δ sono le perdite dielettriche e ω è la pulsazione del sistema.

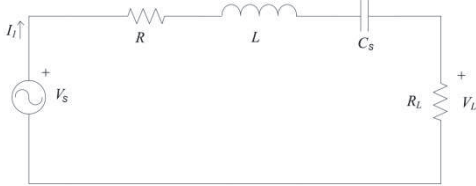


Fig. 2.4 Circuito equivalente sistema CPT

La fig.2.4 rappresenta il circuito equivalente di un sistema CPT. In riferimento ad esso possono essere calcolate alcune prestazioni caratteristiche del sistema. La pulsazione di risonanza naturale è pari a:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

La tensione ai capi del carico è:

$$V_L = \frac{R_L}{R + R_C + R_L} V_S$$

dove R è la resistenza dell'induttanza L , R_C è la resistenza equivalente del condensatore C_S e R_L è la resistenza del carico.

La potenza, invece, può essere ottenuta attraverso la relazione:

$$P_{CPT} = \frac{V_L^2}{R_L}$$

Il rendimento del sistema analizzato è:

$$\eta_{CPT} = \frac{R_L}{R + R_C + R_L} \cong \frac{R_L}{\frac{\tan \delta}{\omega C} + R_L}$$

La semplificazione può essere effettuata quando la resistenza dell'induttore L è particolarmente piccola rispetto alle altre due.

Si può subito notare che più bassa è R_C rispetto a R_L e maggiore sarà il rendimento.

2.2 DESCRIZIONE E PRESTAZIONI SISTEMI IPT

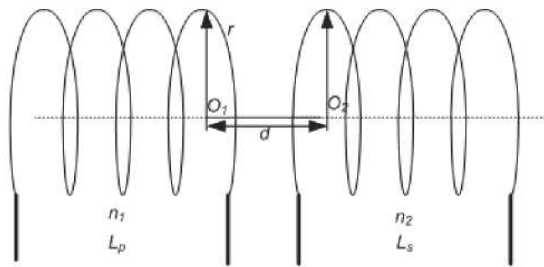


Fig. 2.5 Esempio di struttura sistema IPT

Un esempio di struttura di un sistema IPT è rappresentata in fig.2.5. È costituita da due avvolgimenti di forma circolare (a spirale o solenoidale) di raggio r , distanti d tra loro e aventi n_t e n_r spire rispettivamente per l'avvolgimento trasmettitore e ricevitore.

Il circuito equivalente di un sistema IPT senza compensazione (verranno descritte e confrontate in seguito le diverse tipologie di compensazione) è rappresentato in fig.2.6.

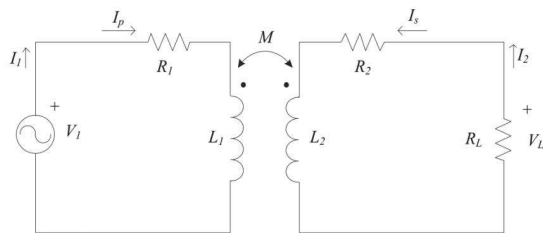


Fig. 2.6 Circuito equivalente sistema IPT

I due circuiti, trasmettitore e ricevitore, sono accoppiati attraverso la mutua induttanza M .

Un parametro molto importante per lo studio di questo sistema è il coefficiente di accoppiamento, che è definito come:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_t L_r}} \quad 0 < k < 1$$

La potenza trasmessa al carico può essere espressa in funzione dei parametri del circuito equivalente come:

$$P_{IPT} = \frac{\omega^2 M^2 V_S^2 R_L}{[\omega^2 M^2 + (R_r + R_L)(R_S + R_t)]^2}$$

Il rendimento può essere espresso attraverso la formula:

$$\eta_{IPT} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{[(R_r + R_L)^2 + \omega^2 L_r^2](R_t + R_S) + \omega^2 M^2 (R_r + R_L)}$$

Si può notare che il rendimento migliora quando crescono la pulsazione ω , la resistenza del carico R_L e la mutua induttanza M e quando cala la resistenza dell'avvolgimento ricevitore R_r .

2.3 CONCLUSIONI

Da una analisi attraverso il software Matlab (effettuata nella pubblicazione “*Analysis of Power Transfer Characteristic of Capacitive Power Transfer System and Inductively Coupled Power Transfer System*”) sono stati ricavati i seguenti grafici della Potenza trasferita al carico e rendimento in funzione della frequenza di alimentazione per le due tipologie di sistema, CPT e IPT, a parità di coupling body e resistenza del carico R_L :

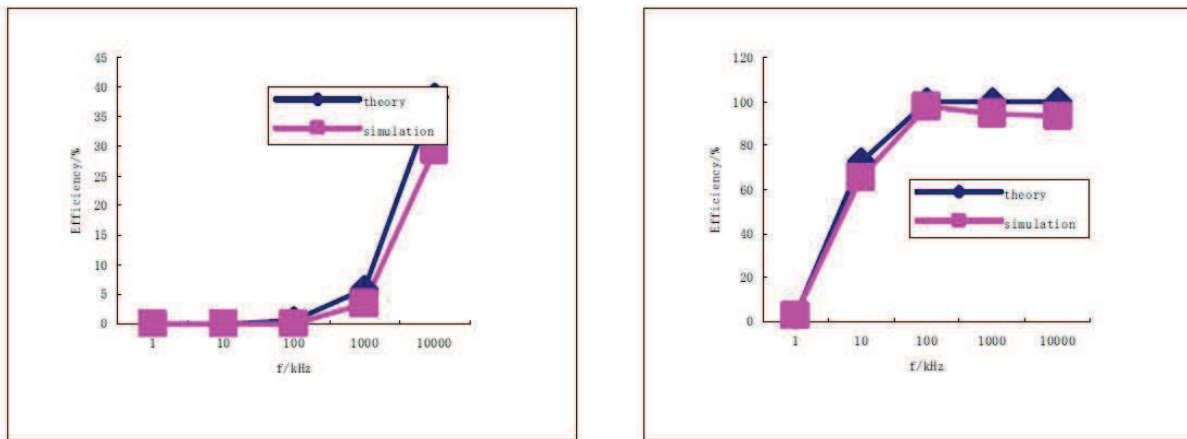


Fig. 2.7 Andamento della potenza trasmessa al carico in funzione della frequenza per sistemi CPT (a sinistra) ed IPT (a destra)

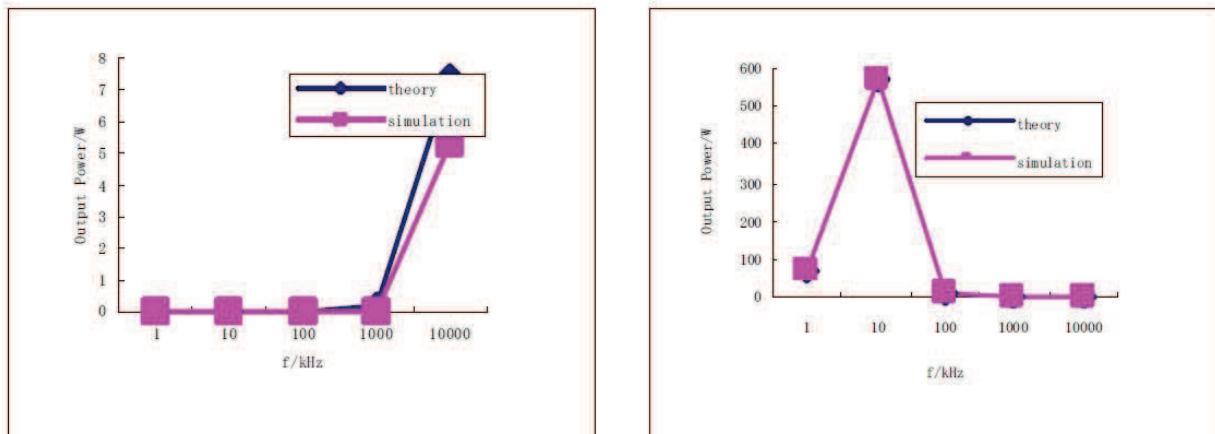


Fig. 2.8 Andamento del rendimento in funzione della frequenza per sistemi CPT (a sinistra) ed IPT (a destra)

Dalle figure sopra riportate si può notare come, sia la potenza trasmissibile (fig.2.7) sia il rendimento (fig.2.8) sono migliori nei sistemi IPT rispetto ai sistemi CPT. Per migliorare le prestazioni di questi ultimi sistemi una soluzione possibile è aumentare la frequenza di funzionamento, tuttavia i valori richiesti (diverse migliaia di kHz) sono difficilmente raggiungibili dagli attuali dispositivi elevatori di frequenza per la trasmissione di potenze medio-alte.

Tuttavia, come riportato in precedenza, questi sistemi lavorano senza malfunzionamenti anche in presenza di strutture metalliche o schermi, pertanto i sistemi CPT vengono utilizzati solamente per il trasporto di piccole potenze oppure quando la presenza di schermi metallici è indispensabile, nelle altre applicazioni invece la tecnologia IPT risulta avere prestazioni migliori.

Capitolo 3

Rifasamento

I sistemi IPT funzionano fondamentalmente secondo il semplice circuito equivalente di fig.3.1. Esso è costituito da un generatore di tensione V_1 che rappresenta il circuito a monte: alimentazione e inverter, R_1 ed R_2 rappresentano le resistenze degli avvolgimenti, L_1 ed L_2 le auto-induttanze degli avvolgimenti ed M la mutua induttanza. Il carico a valle del sistema è considerato completamente resistivo ed è rappresentato nel circuito dalla resistenza R_L .

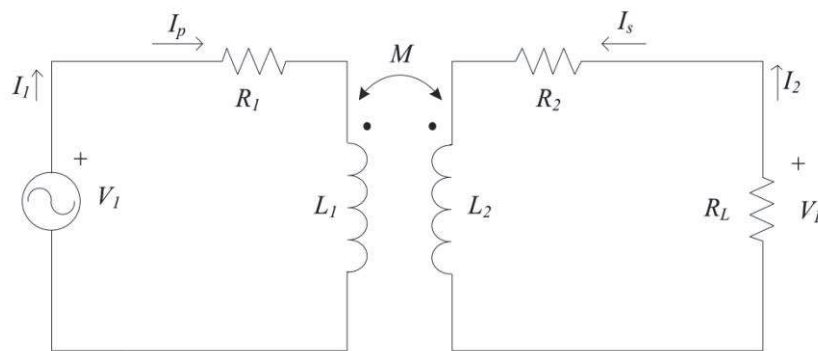


Fig. 3.1 Circuito equivalente sistema IPT non rifasato

Dall'analisi del circuito equivalente, si possono ricavare alcune importanti grandezze e caratteristiche del sistema.

Le equazioni che regolano le tensioni del circuito, ricavate attraverso la seconda Legge di Kirchhoff:

$$\begin{aligned}\bar{V}_1 &= \dot{Z}_T \bar{I}_T + j \omega M \bar{I}_R \\ 0 &= j \omega M \bar{I}_T + \dot{Z}_R \bar{I}_R\end{aligned}$$

Dove: $\dot{Z}_T = R_1 + j \omega L_1$; $\dot{Z}_R = R_2 + j \omega L_2$; M rappresenta la mutua induttanza tra gli avvolgimenti e ω è la pulsazione definita come $\omega = 2\pi f$.

Da queste, si possono ricavare le correnti che fluiscono in entrambe le parti del circuito:

$$\begin{aligned}\bar{I}_T &= \frac{\bar{V}_1 \dot{Z}_R}{\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2} \\ \bar{I}_R &= \frac{\bar{V}_1 j \omega M}{\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2}\end{aligned}$$

Da queste si possono ricavare le espressioni della potenza apparente in ingresso al circuito e quella attiva in uscita al carico:

$$\bar{S}_1 = \bar{V}_1 \bar{I}_1^* = \frac{V_1^2 Z_R}{|\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2|^2} \bar{Z}_R^* (\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2)$$

$$P_L = R_L |I_R|^2 = \frac{R_L V_1^2 \omega^2 M^2}{|\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2|^2}$$

Il rendimento può quindi essere calcolato attraverso la relazione:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_L}{\mathcal{R}_e\{\bar{S}_1\}} = \frac{R_L \omega^2 M^2}{|\dot{Z}_R|^2 \mathcal{R}_e\{\dot{Z}_T\} + \omega^2 M^2 \mathcal{R}_e\{\dot{Z}_R\}} = \frac{R_L \omega^2 M^2}{[(R_2^2 + \omega^2 L_2^2)] R_1 + \omega^2 M^2 R_2} \\ &= \frac{R_L}{R_L + R_2 + R_1 \left[\left(\frac{L_2}{M} \right)^2 + \left(\frac{R_2 + R_L}{\omega M} \right)^2 \right]} = \frac{R_L}{(R_L + R_2) \left[1 + \frac{R_1(R_2 + R_L)}{\omega^2 M^2} \right] + R_1 \left(\frac{L_2}{M} \right)^2} \end{aligned}$$

Si può ricavare da quest'ultima espressione del rendimento che questo è massimo quando $\frac{R_1(R_2 + R_L)}{\omega^2 M^2}$ tende a zero, quindi $\omega \gg \frac{\sqrt{R_1(R_2 + R_L)}}{M}$. In questa situazione il rendimento è pari a:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_2 + R_1 \left(\frac{L_2}{M} \right)^2}$$

Si può notare da questa espressione che per aumentare il rendimento si può aumentare la frequenza (quindi la pulsazione ω). Tuttavia al crescere della pulsazione il fattore di potenza del dispositivo (definito come rapporto tra potenza attiva e potenza apparente) decresce e tende a zero. Questo comporta una notevole diminuzione della potenza attiva trasportabile a parità di potenza apparente nominale.

Per ovviare a questo problema è necessario dotare il dispositivo di rifasamento ad opera di banchi di condensatori in ambo i circuiti, trasmettitore e ricevitore.

Problema fondamentale della tecnologia IPT è, come descritto in precedenza, lo sfasamento che subisce la corrente rispetto alla tensione quando scorre all'interno dei due avvolgimenti. Questo sfasamento determina la produzione di una elevata potenza reattiva di tipo induttivo a scapito di potenza attiva. Per compensare questa perdita vengono utilizzati due banchi di condensatori inseriti uno a monte del circuito trasmettitore (C_1) ed uno a valle di quello ricevitore (C_2).

Esistono due tipologie di inserzione per i condensatori: in serie al circuito (S) o in parallelo al circuito (P). Sono possibili pertanto quattro diverse topologie di inserzione dei due banchi di condensatori:

- Serie – Serie (SS): Il condensatore C_1 è inserito in serie al circuito trasmettitore, mentre il condensatore C_2 è inserito in serie al circuito ricevitore;
- Serie – Parallelo (SP): Il condensatore C_1 è inserito in serie al circuito trasmettitore, mentre il condensatore C_2 è inserito in parallelo al circuito ricevitore;
- Parallelo – Serie (PS): Il condensatore C_1 è inserito in parallelo al circuito trasmettitore, mentre il condensatore C_2 è inserito in serie al circuito ricevitore;

- Parallelo – Parallelo (PP): Il condensatore C_1 è inserito in parallelo al circuito trasmettitore, mentre il condensatore C_2 è inserito in parallelo al circuito ricevitore.

Nella fig.3.2 sono raffigurati quattro circuiti equivalenti semplificati che rappresentano le quattro tipologie di rifasamento possibili.

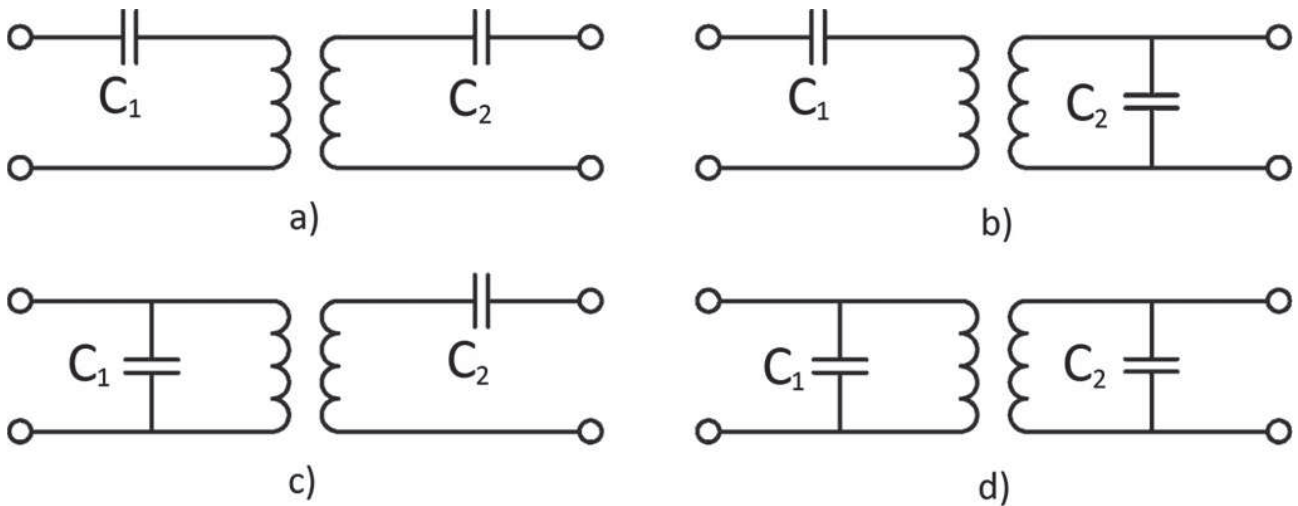


Fig. 3.2 Circuiti equivalenti semplificati delle quattro tipologie di rifasamento. a) SS ; b) SP ; c) PS ; d) PP

I condensatori hanno valore tale per cui, alla frequenza di lavoro, entrano in risonanza con l'induttanza posseduta dai circuiti adiacenti e ne compensano la potenza reattiva induttiva generata immettendo potenza reattiva capacitiva. Il valore di capacità del condensatore C_2 è scelto in modo da compensare la parte immaginaria dell'impedenza dell'avvolgimento secondario al fine di incrementare in valore di potenza trasmissibile dall'avvolgimento trasmettitore all'avvolgimento ricevitore. Il valore di capacità del condensatore C_1 invece è scelto in modo che l'impedenza dell'intero sistema a valle della sorgente sia puramente resistiva. In questo modo l'inverter, che opera come sorgente per il circuito in esame, è chiamato a fornire energia con il miglior fattore di potenza ($\cos \varphi = 1$), quindi avere tensione e corrente in fase. In questo modo, a parità di potenza trasferita, il valore della corrente primaria (lato trasmettitore) decresce ed il rendimento incrementa.

Di seguito è presentato un breve confronto tra le prestazioni in termini di impedenza equivalente e rendimento delle quattro tipologie di rifasamento.

Nella seguente analisi è stato scelto C_2 in valore tale da compensare la parte reattiva di potenza generata dalla parte ricevitrice del sistema. Pertanto esso avrà valore uguale per tutte le tipologie di rifasamento:

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

3.1 TIPOLOGIA SS

Nella fig.3.3 è rappresentato il circuito equivalente di un sistema IPT dotato di rifasamento con tipologia Serie-Serie:

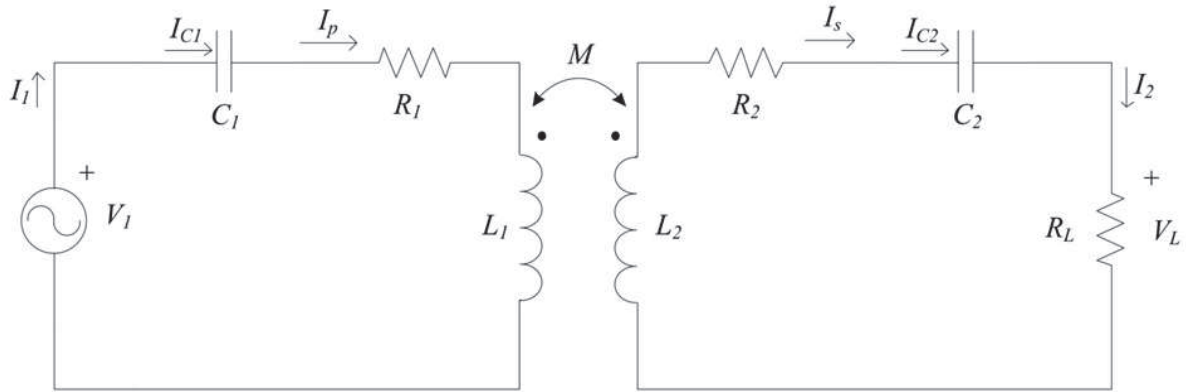


Fig. 3.3 Circuito equivalente tipologia SS

Si può ricavare, a partire da questo circuito equivalente, l'impedenza equivalente del sistema dotato di rifasamento SS vista dal generatore di tensione:

$$\dot{Z}_1 = \frac{M^2 \omega^2}{R_2 + R_L + j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2}} + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1} + R_1$$

Da questa espressione si può ricavare la parte immaginaria dell'impedenza equivalente che deve essere rifasata dal condensatore C_1 :

$$\text{Im}(\dot{Z}_1) = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{\omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2}$$

Avendo imposto la frequenza di lavoro (e quindi il valore della pulsazione ω), si può ricavare, dall'espressione precedente, il valore che deve assumere C_1 affinché la parte immaginaria dell'impedenza equivalente sia nulla:

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1}$$

Si può dedurre che, nella tipologia SS, entrambe le capacità dipendono solo dalla frequenza di lavoro e dall'autoinduttanza della parte di circuito che compete loro (il solo circuito ricevitore per C_2 e l'intero circuito per C_1). Queste ultime (le autoinduttanze) dipendono solo dalla geometria dei conduttori, non dal loro mutuo accoppiamento (e quindi dalla loro posizione reciproca) o dalla natura ed entità del carico.

Per questi motivi il rifasamento di tipo SS è preferito rispetto agli altri tre o, a maggior ragione, rispetto al caso senza rifasamento. Per completezza nelle parti successive sono presentate le analisi e le equazioni anche degli altri rifasamenti.

Per dimostrare l'efficienza del rifasamento si può analizzare il rendimento del sistema. Come si vedrà, esso è migliore in questa tipologia rispetto alle altre tre e rispetto al caso di sistema non rifasato.

Se si esprime il rendimento attraverso il rapporto tra la potenza erogata al carico e la potenza erogata dalla sorgente (descritta attraverso la somma della potenza al carico e delle potenze perse), si ottiene, dopo alcune semplificazioni:

$$\eta = \frac{R_L}{(R_2 + R_L) \left[1 + \frac{R_1(R_2 + R_L)}{\omega^2 M^2} \right]}$$

Esso avrà valore massimo quando $\frac{R_1(R_2 + R_L)}{\omega^2 M^2}$ tende a zero e vale:

$$\eta_{MAX} = \frac{R_L}{(R_2 + R_L)}$$

Si può subito notare che, rispetto al caso senza rifasamento, il rendimento possiede al denominatore un termine in meno $\left(R_1 \left(\frac{L_2}{M} \right)^2 \right)$ il quale è sempre maggiore di zero, pertanto il rendimento massimo in questo caso è intrinsecamente maggiore.

3.2 TIPOLOGIA SP

Nella fig.3.4 è rappresentato il circuito equivalente di un sistema IPT dotato di rifasamento con tipologia Serie-Parallelo:

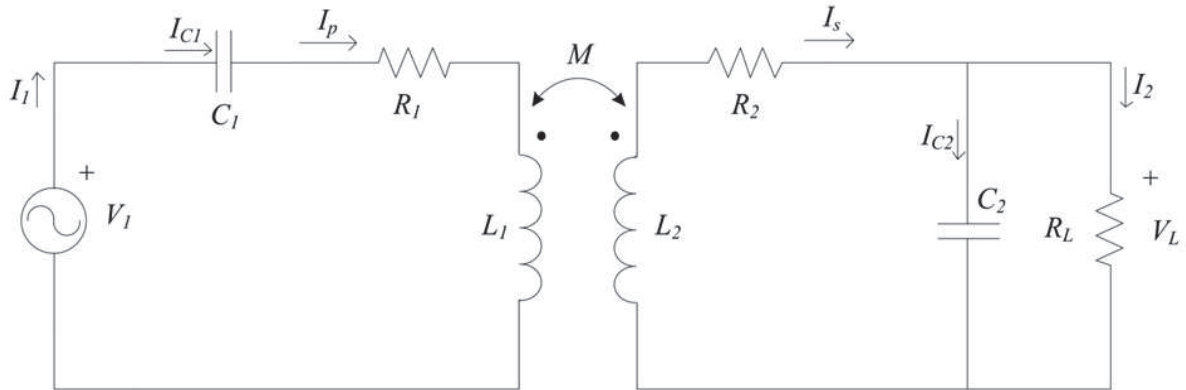


Fig. 3.4 Circuito equivalente tipologia SP

L'impedenza del circuito vista dalla sorgente è pari a:

$$\dot{Z}_1 = \frac{M^2 \omega^2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega C_2 R_L}} + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1} + R_1$$

La parte immaginaria dell'impedenza \dot{Z}_1 è pari a:

$$\Im m(\dot{Z}_1) = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{\omega^3 M^2 [C_2 R_L^2 (\omega^2 L_2 C_2 - 1) + L_2]}{(R_2 + R_L - \omega^2 L_2 C_2 R_L)^2 + \omega^2 (L_2 + C_2 R_2 R_L)^2}$$

Come eseguito per la tipologia SS, è stato fissato il valore di C_2 e della frequenza di lavoro e in base ad essi è stato calcolato il valore di C_1 che annulla la parte immaginaria dell'impedenza \dot{Z}_1 . Per questa analisi gli effetti delle resistenze primaria e secondaria sono stati trascurati.

È stato ricavato il seguente valore di C_1 :

$$C_1 = \frac{L_2^2 C_2}{L_1 L_2 - M^2}$$

Il rendimento, calcolato in maniera analoga al caso precedente, può essere espresso secondo la seguente relazione:

$$\eta = \frac{R_L}{R_2 + R_L + \frac{R_1 L_2^2}{M^2} \left(1 + \frac{R_2 R_L^2 M^2 + R_1 R_2^2 L_2^2}{\omega^2 L_2^2 M^2} \right)}$$

Esso assume valore massimo quando $\frac{R_2 R_L^2 M^2 + R_1 R_2^2 L_2^2}{\omega^2 L_2^2 M^2}$ tende a zero e vale:

$$\eta_{MAX} = \frac{R_L}{R_2 + R_L + R_1 \left(\frac{L_2}{M}\right)^2}$$

Si può immediatamente notare che il terzo termine al denominatore (mancante nell'espressione del rendimento massimo della tipologia SS di rifasamento) determina un abbassamento del valore del rendimento massimo. Esso è uguale al valore massimo del rendimento quando il sistema non è rifasato, tuttavia ciò che rende migliore il sistema rifasato da quello non rifasato è l'andamento del rendimento: in quest'ultimo caso raggiunge il valore massimo ad una frequenza minore.

3.3 TIPOLOGIA PS

Nella fig.3.5 è rappresentato il circuito equivalente di un sistema IPT dotato di rifasamento con tipologia Parallelo-Serie:

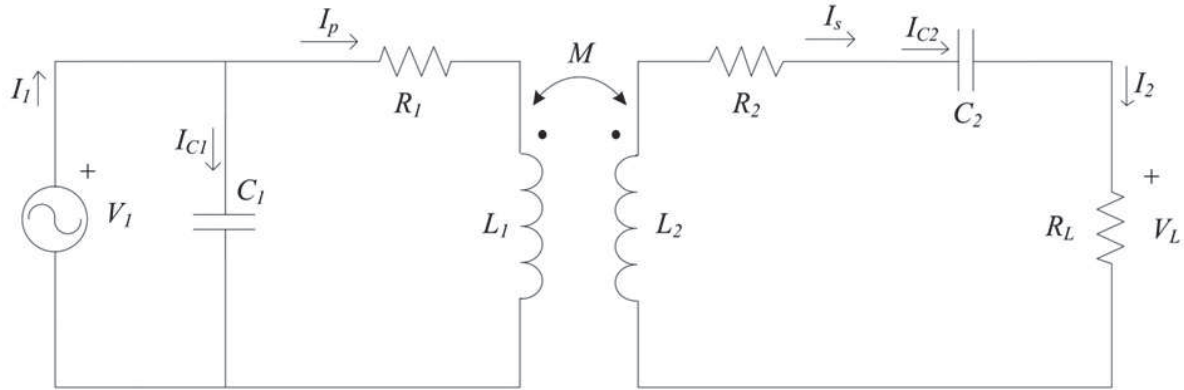


Fig. 3.5 Circuito equivalente tipologia PS

Si può ricavare, a partire da questo circuito equivalente, l'impedenza equivalente del sistema dotato di rifasamento PS vista dal generatore di tensione:

$$\dot{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L + j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2}}}}$$

Dal momento che il primario possiede una capacità in parallelo è consigliabile, per l'analisi del circuito, utilizzare l'ammettenza equivalente \dot{Y}_1 definita come il reciproco dell'impedenza equivalente \dot{Z}_1 .

$$\dot{Y}_1 = j\omega C_1 + \frac{1}{R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L + j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2}}}$$

Per determinare il valore della capacità C_1 è stato eseguito un procedimento analogo a quello utilizzato per la tipologia SS e SP: è stata scelta la frequenza di lavoro ed il valore della capacità C_2 e, dall'equazione dell'impedenza equivalente (ammettenza in questo caso), è stato ricavato il valore di C_1 che ne annulla la parte immaginaria. È stato ricavato un valore di capacità pari a:

$$C_1 = \frac{L_1 L_2^2 C_2^2 R_L^2}{M^2 + L_1 L_2 R_L^2}$$

Imponendo $I_S = I_2$, è stata ricavata l'equazione del rendimento ed il suo valore massimo:

$$\eta = \frac{R_L}{(R_2 + R_L) \left[1 + \frac{R_1(R_2 + R_L)}{\omega^2 M^2} \right]}$$

Esso avrà valore massimo quando $\frac{R_1(R_2 + R_L)}{\omega^2 M^2}$ tende a zero e vale:

$$\eta_{MAX} = \frac{R_L}{(R_2 + R_L)}$$

Si può notare che queste ultime due espressioni sono uguali al caso di rifasamento SS, pertanto le prestazioni in termini di rendimento delle due tipologie sono identiche. La differenza, come accennato in precedenza, sta nell'espressione della capacità C_1 : in questo caso essa dipende dal valore di entrambe le autoinduttanze, dal valore della mutua induttanza e dal valore della resistenza del carico R_L . Questo determina una notevole difficoltà nel scegliere un valore costante di C_1 in quanto l'energia reattiva richiesta per attuare una compensazione ottimale sarà variabile.

3.4 TIPOLOGIA PP

Nella fig.3.6 è rappresentato il circuito equivalente di un sistema IPT dotato di rifasamento con tipologia Parallelo-Parallelo:

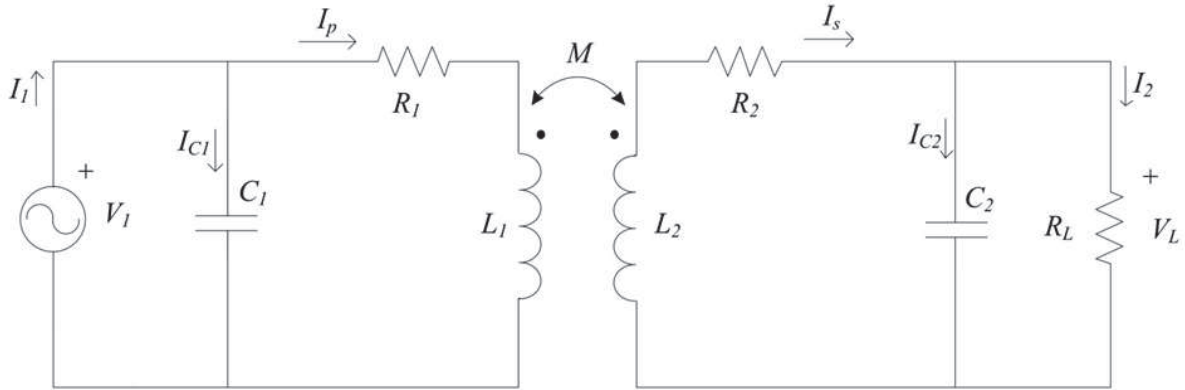


Fig. 3.6 Circuito equivalente tipologia PP

Si può ricavare, a partire da questo circuito equivalente, l'impedenza equivalente del sistema dotato di rifasamento PP vista dal generatore di tensione:

$$\dot{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2 (1 + \omega C_2 R_L)}{(R_2 + R_L + j\omega L_2)(1 + \omega C_2 R_L)}}}$$

Come svolto per l'analisi del sistema con rifasamento PS, è stata ricavata l'ammettenza equivalente \dot{Y}_1 definita come il reciproco dell'impedenza equivalente \dot{Z}_1 .

$$\dot{Y}_1 = j\omega C_1 + \frac{1}{R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2 (1 + \omega C_2 R_L)}{(R_2 + R_L + j\omega L_2)(1 + \omega C_2 R_L)}}$$

Per determinare il valore della capacità C_1 è stato eseguito un procedimento analogo a quello utilizzato per le tipologie precedenti: è stata scelta la frequenza di lavoro ed il valore della capacità C_2 e, dall'equazione dell'impedenza equivalente (ammettenza in questo caso), è stato ricavato il valore di C_1 che ne annulla la parte immaginaria. È stato ricavato un valore di capacità pari a:

$$C_1 = \frac{L_2^2 (L_1 L_2 - M^2) C_2}{(L_1 L_2 - M^2)^2 + M^4 R_L^2 L_2 C_2}$$

Come per i casi precedenti è stata ricavata l'equazione del rendimento ed il suo valore massimo:

$$\eta = \frac{R_L}{R_2 + R_L + \frac{R_1 L_2^2}{M^2} \left(1 + \frac{R_2 R_L^2 M^2 + R_1 R_2^2 L_2^2}{\omega^2 L_2^2 M^2} \right)}$$

Esso avrà valore massimo quando $\frac{R_2 R_L^2 M^2 + R_1 R_2^2 L_2^2}{\omega^2 L_2^2 M^2}$ tende a zero e vale:

$$\eta_{MAX} = \frac{R_L}{R_2 + R_L + R_1 \left(\frac{L_2}{M} \right)^2}$$

Si può notare che queste ultime due espressioni sono uguali al caso di rifasamento SP, pertanto le prestazioni in termini di rendimento delle due tipologie sono identiche. La differenza, come accennato in precedenza, sta nell'espressione della capacità C_1 : in questo caso essa dipende dal valore di entrambe le autoinduttanze, dal valore della mutua induttanza e dal valore della resistenza del carico R_L . Questo determina una notevole difficoltà nel scegliere un valore costante di C_1 in quanto l'energia reattiva richiesta per attuare una compensazione ottimale sarà variabile.

Per una dimostrazione grafica della validità delle considerazioni riguardo i rendimenti ottenute dall'osservazione delle equazioni, è stato utilizzato il software Matlab attraverso il quale sono stati realizzati gli andamenti dei rendimenti delle diverse tipologie di rifasamento in funzione della frequenza di lavoro.

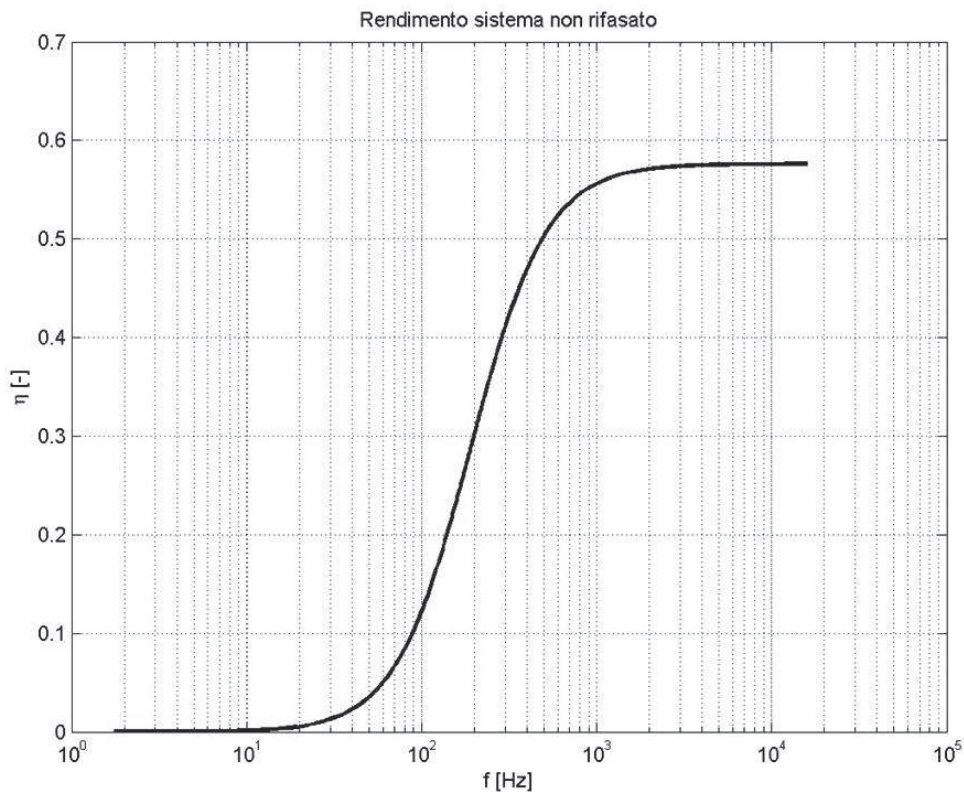


Fig. 3.7 Andamento del rendimento di un sistema IPT non rifasato in funzione della frequenza di lavoro

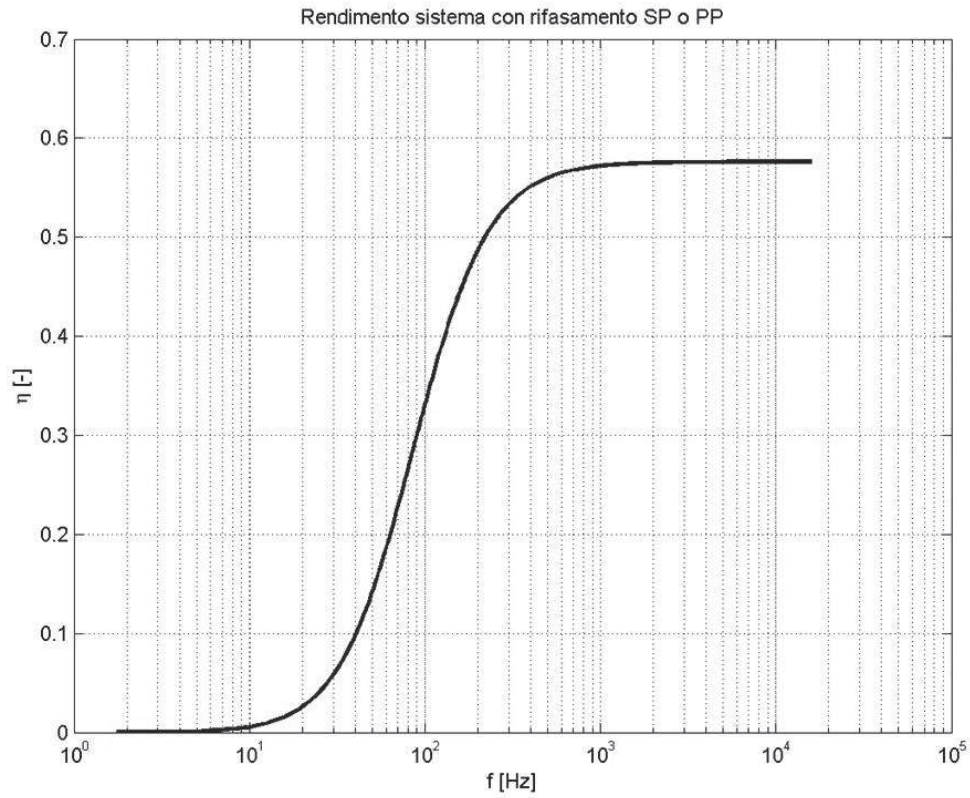


Fig. 3.8 Andamento del rendimento di un sistema IPT con rifasamento SP o PP in funzione della frequenza di lavoro

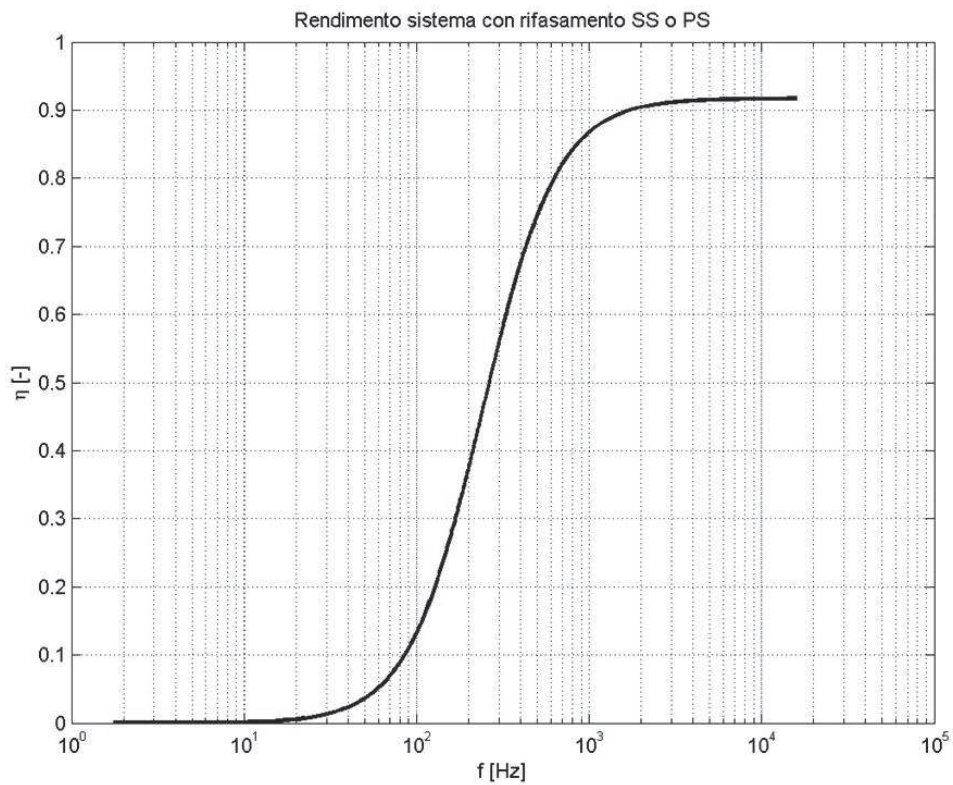


Fig. 3.9 Andamento del rendimento di un sistema IPT con rifasamento SS o PS in funzione della frequenza di lavoro

La frequenza di lavoro è stata fatta variare in un intervallo compreso tra 1 Hz e 160 kHz con passo pari a 1,6 Hz e sono stati disegnati gli andamenti dei rendimenti delle tre tipologie di rifasamento e del rendimento del sistema non rifasato. Durante l'analisi sono stati ricavati anche i valori massimi di rendimento ottenuti:

- Per sistema non rifasato: $\eta_{MAX} = 0.5762$
- Per sistema con rifasamento SS: $\eta_{MAX} = 0.9172$
- Per sistema con rifasamento SP: $\eta_{MAX} = 0.5762$
- Per sistema con rifasamento PS: $\eta_{MAX} = 0.9172$
- Per sistema con rifasamento PP: $\eta_{MAX} = 0.5762$

Come si può immediatamente notare, il rendimento raggiunge un valore massimo che coincide per le tipologie di rifasamento SS – rifasamento PS e per sistema non rifasato – rifasamento SP – rifasamento PP. Questo fenomeno è dimostrato dalle equazioni dei rendimenti massimi.

Ciò che differisce il sistema non rifasato e i sistemi con rifasamento SP – PP è l'andamento del rendimento, infatti in questi ultimi esso raggiunge valori più elevati a frequenza minore rispetto al caso di sistema non rifasato (ancora più evidente nella fig.3.10).

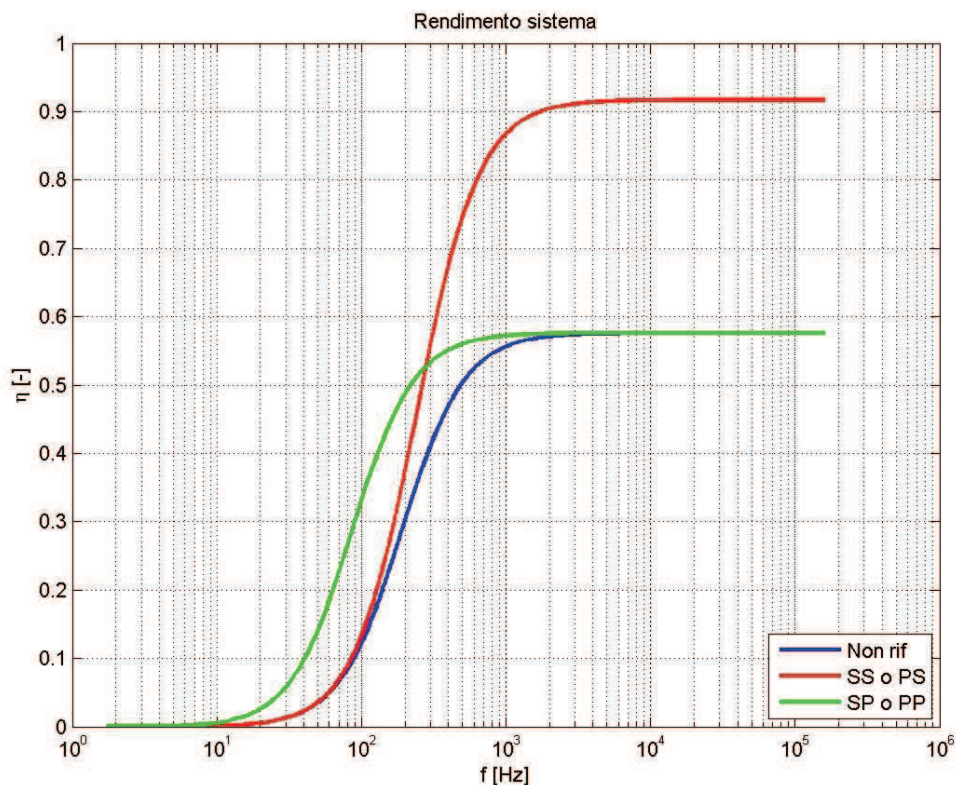


Fig. 3.10 Confronto andamenti dei rendimenti per diverse tipologie di rifasamento

Per quanto riguarda le differenze tra rifasamento SS – PS e tra rifasamento SP – PP, le differenze sono state già enunciate: non esistono differenze in termini di rendimento (né massimo, né come andamento), esse differiscono solo in base all'equazione del valore del condensatore C_1 .

Per i motivi sopra enunciati, per applicazioni quali la ricarica di batterie, è solitamente preferita la tipologia di rifasamento Serie-Serie.

Calcolando le resistenze tenendo conto dell'effetto Pelle, secondo la formula illustrata nel capitolo 4 *Valutazione della resistenza degli avvolgimenti*, gli andamenti ed i valori massimi dei rendimenti cambiano:

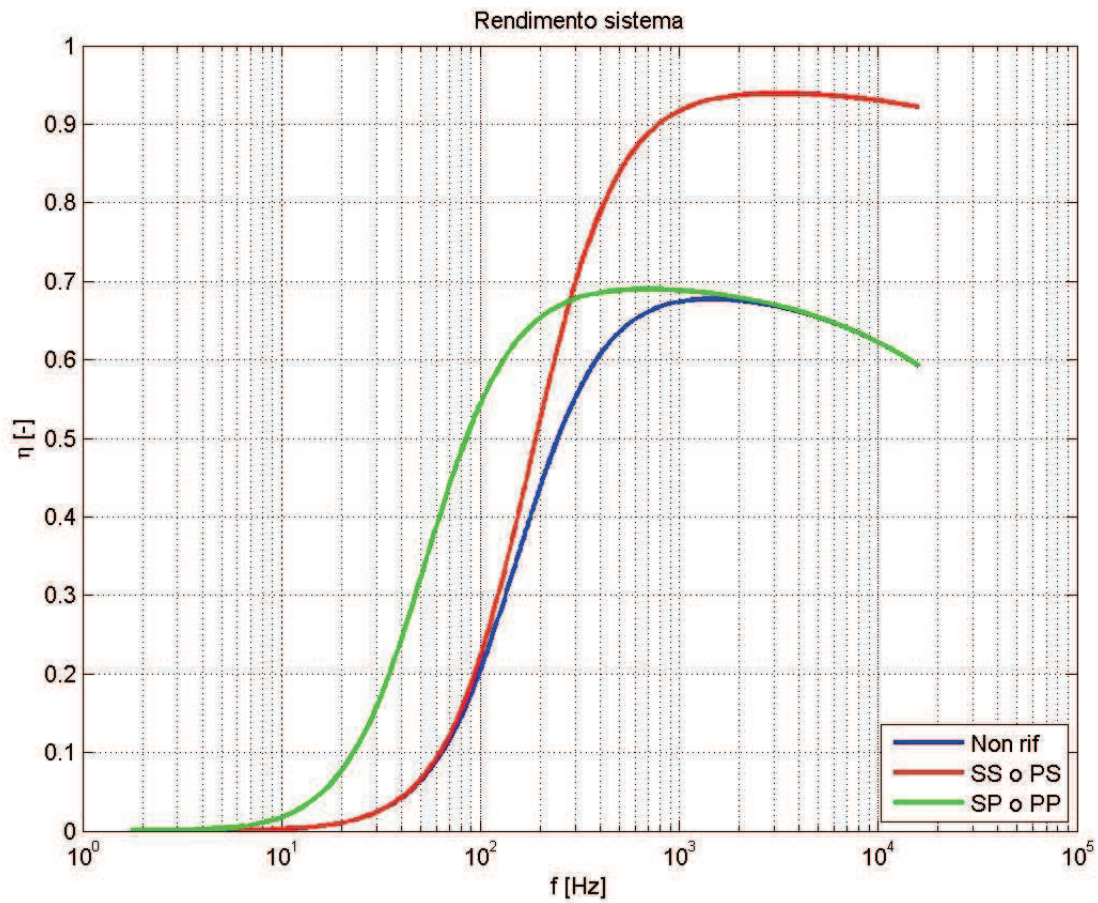


Fig. 3.11 Confronto andamenti dei rendimenti per diverse tipologie di rifasamento. Resistenza dipendente dalla frequenza.

I rendimenti massimi calcolati attraverso le formule sopra riportate sono i seguenti:

- Per sistema non rifasato: $\eta_{MAX} = 0.6773$
- Per sistema con rifasamento SS: $\eta_{MAX} = 0.9392$
- Per sistema con rifasamento SP: $\eta_{MAX} = 0.6898$
- Per sistema con rifasamento PS: $\eta_{MAX} = 0.9392$
- Per sistema con rifasamento PP: $\eta_{MAX} = 0.6898$

Capitolo 4

Valutazione della Resistenza degli Avvolgimenti

La stima delle resistenze dei due avvolgimenti nei sistemi IPT è molto importante in quanto esse sono determinanti per la valutazione della potenza trasmissibile e del rendimento del sistema.

Quando la frequenza di lavoro è nulla o molto bassa, le correnti che fluiscono all'interno dei conduttori è considerabile costante in tutta la sezione, indipendentemente dal diametro del filo.

In questo caso la resistenza del conduttore è facilmente stimabile attraverso la relazione:

$$R = \rho \frac{l}{A}$$

dove l è la lunghezza dell'avvolgimento, A la sezione del conduttore utilizzato e ρ è la resistività del materiale (per il rame $\rho = 1,68 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$).

Se le spire, come in questo caso, sono circolari, si può riscrivere la sopracitata formula in funzione delle caratteristiche geometriche dell'avvolgimento:

$$R = n \frac{\rho 2\pi r}{\pi \left(\frac{D}{2}\right)^2} = \frac{n \rho 8r}{D^2}$$

dove n è il numero di spire, r è il raggio della spira e D è il diametro del conduttore utilizzato.

Nei sistemi IPT tuttavia la frequenza di alimentazione degli avvolgimenti è relativamente elevata (10 kHz – 1 MHz). A causa dell'effetto pelle, quando un conduttore è percorso da una corrente ad elevata frequenza, essa non si distribuisce omogeneamente nell'intera sezione del conduttore, ma tende a concentrarsi sempre più verso la superficie del filo. Lo spessore di conduttore che viene utilizzato dalla corrente è detto spessore di penetrazione (δ) e diminuisce all'aumentare della frequenza.

4.1 EFFETTO PELLE

L'effetto pelle, riducendo lo spessore di conduttore utilizzato dal flusso di corrente, provoca un aumento della resistenza del conduttore e quindi un aumento delle perdite per effetto Joule ($P = R I^2$). Questo fenomeno si può considerare trascurabile quando lo spessore di penetrazione δ è maggiore dello spessore del conduttore (in questo caso la corrente si distribuirà uniformemente in tutto il conduttore). δ può essere calcolato attraverso la relazione:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}}$$

dove ρ è la resistività del materiale, μ_0 e μ_r sono rispettivamente la permeabilità del vuoto ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$) e la permeabilità del materiale conduttore (per il rame $\mu_r \cong 1$) e f è la frequenza di lavoro del sistema.

Graficando lo spessore di penetrazione in funzione della frequenza si ottiene il grafico di fig.4.1 dal quale si può ricavare il diametro massimo che deve avere il conduttore per lavorare ad una determinata frequenza o viceversa ricavare la frequenza massima di funzionamento di un conduttore fissata la sua sezione.

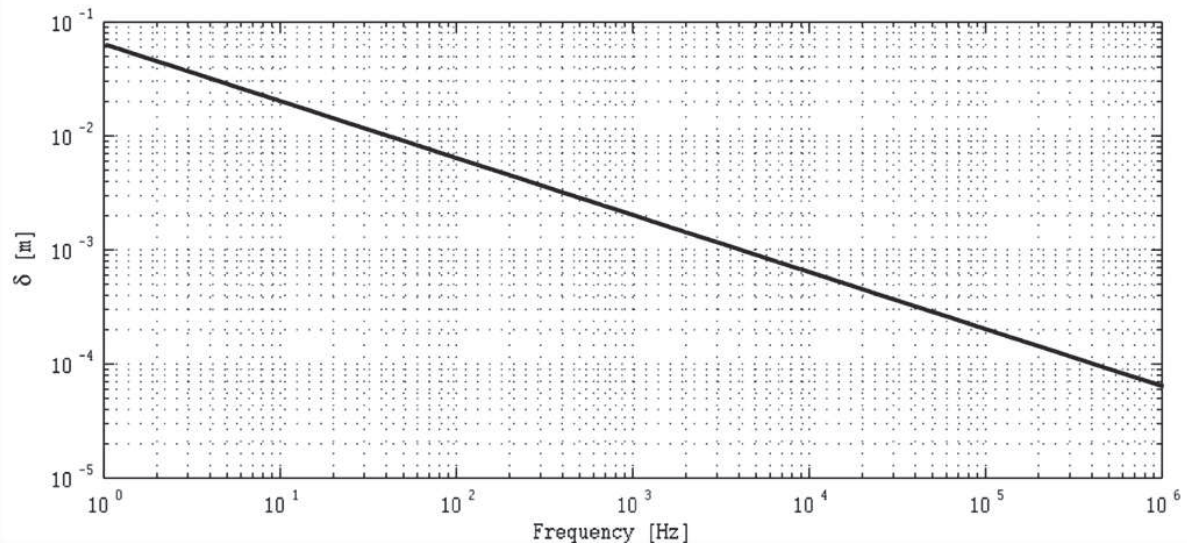


Fig.4.1 Spessore di penetrazione δ in funzione della frequenza di lavoro

Una formula per calcolare la resistenza di un conduttore fissata la frequenza di lavoro (e di conseguenza lo spessore di penetrazione) è la seguente:

$$R = \frac{\rho l}{\pi f \left(1 - e^{-\frac{r}{\delta}}\right) \left[2r - \delta \left(1 - e^{-\frac{r}{\delta}}\right)\right]}$$

dove δ è lo spessore di penetrazione, l la lunghezza del conduttore e r il raggio del conduttore.

4.2 EFFETTO DI PROSSIMITA'

Un altro fenomeno dissipativo nei conduttori in alta frequenza è l'effetto di prossimità. Esso è causato dalla presenza, nelle vicinanze di un conduttore, di una corrente ad elevata frequenza che causa un campo magnetico variabile nel tempo. Questo campo magnetico variabile provoca tensioni indotte e correnti parassite (quindi perdite e interferenze) nei conduttori vicini.

L'effetto di prossimità dipende dalla geometria dei conduttori, dalla frequenza di lavoro e dalla distanza tra i conduttori ed è molto complicato da valutare.

Per limitare i sopracitati due fenomeni dissipativi ad elevate frequenze è possibile utilizzare cavi Litz. Un conduttore Litz è formato da numerosi cavi sottili attorcigliati e trasposti in modo da limitare ed eliminare l'effetto di prossimità e l'effetto pelle.

Capitolo 5

Progettazione e Calcolo dei Parametri Fisici del Sistema

5.1 DESCRIZIONE DEL MODELLO

Come presentato nel Capitolo 1 *Introduzione*, lo scopo del presente elaborato è la simulazione di un sistema di ricarica wireless per veicoli a propulsione elettrica e la determinazione di alcuni suoi parametri di base.

È stata scelta la tecnologia IPT (attraverso quindi l'utilizzo di bobine accoppiate) avente avvolgimenti di forma circolare con le seguenti caratteristiche:

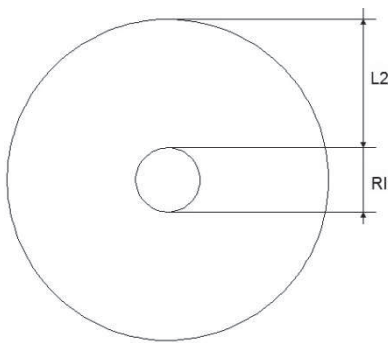


Fig. 5.1 Vista planare delle bobine

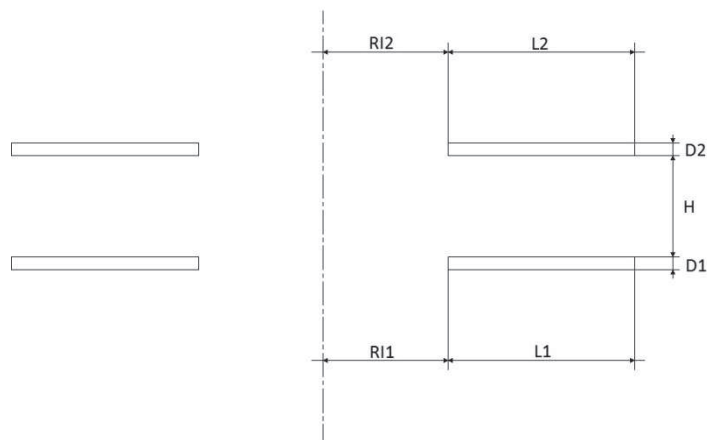


Fig. 5.2 Vista laterale delle bobine

H	100 mm
RI	100 mm
L1	150 mm
L2	150 mm
D1	2.5 mm
D2	2.5 mm

Tab.5.1 Caratteristiche geometriche delle bobine

Per il trasporto di potenza ad elevata frequenza sono stati utilizzati cavi Litz al fine di ridurre le perdite per effetto pelle e di prossimità.

Il sistema è stato simulato a due diverse frequenze: 85 kHz e 140 kHz.

Per il caso di alimentazione a 85 kHz è stato scelto un cavo Litz AWG 25 avente le seguenti caratteristiche:

- Diametro del singolo filo: $D_{1filo} = 0.45466 \text{ mm}$
- Sezione del singolo filo: $S_{1filo} = 0.162 \text{ mm}^2$
- Resistenza del singolo filo: $R_{1filo} = 0.10617 \Omega \cdot m$

- Corrente trasportabile: $I_{1filo} = 0.457 A$
- Frequenza massima: $f_{max} = 85 kHz$

Per il caso di alimentazione a 140 kHz è stato scelto un cavo Litz AWG 28 avente le seguenti caratteristiche:

- Diametro del singolo filo: $D_{1filo} = 0.32004 mm$
- Sezione del singolo filo: $S_{1filo} = 0.081 mm^2$
- Resistenza del singolo filo: $R_{1filo} = 0.21287 \Omega \cdot m$
- Corrente trasportabile: $I_{1filo} = 0.226 A$
- Frequenza massima: $f_{max} = 170 kHz$

5.2 CARATTERISTICHE FISICHE

Prima di eseguire le simulazioni sono stati calcolati alcuni parametri fisici che dipendono dalla geometria e dalla posizione reciproca dei due avvolgimenti.

5.2.1 Resistenza

A partire dalle caratteristiche fisiche delle bobine e dei cavi è stata calcolata la resistenza pos seduta dagli avvolgimenti alle due frequenze di funzionamento.

Nel caso di alimentazione a 85 kHz la corrente imposta è di 10 A. Sono pertanto necessari:

$$n_{fili} = \frac{I}{I_{1filo}} = 21.9 \text{ fili} \rightarrow 22 \text{ fili}$$

Ad essi corrisponde una sezione del cavo pari a:

$$S_{22fili} = S_{1filo} * n_{fili} = 3.564 \text{ mm}^2$$

Cioè ad un diametro totale del filo di:

$$D_{22fili} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{22fili}}{\pi}} = 2.13 \text{ mm}$$

È stato preso per precauzione un diametro pari a $D = 2.5 \text{ mm}$ a cui corrisponde una sezione pari a $S = 4.9087 \text{ mm}^2$. Attraverso il rapporto di questa sezione con la sezione del singolo filo è stato ricavato il numero di fili necessari a riempire la sezione:

$$n_{fili} = \frac{S}{S_{1filo}} = 30 \text{ fili}$$

Per il calcolo della lunghezza totale del filo necessario a formare la bobina è stata utilizzata la seguente relazione:

$$l_{tot} = 2 \pi \left(RI + \frac{L}{2} \right) n_{spire} = 65.97 \text{ m}$$

Dove RI e L sono rispettivamente il raggio interno e la lunghezza orizzontale della bobina (fig.5.2) e n_{spire} è il numero delle spire orizzontali dato dal rapporto tra L e D .

Essendo i 30 fili che compongono il cavo in parallelo, la resistenza totale del cavo si può calcolare attraverso l'espressione:

$$R_{tot} = \frac{1}{\frac{1}{R_{1filo}} * n_{fili}} = 0.2335 \Omega$$

Attraverso le stesse relazioni è stata calcolata la resistenza e le caratteristiche fisiche del cavo utilizzato per l'alimentazione a 140 kHz e corrente imposta di valore 10 A. Sono stati ricavati i seguenti dati:

$$\begin{aligned} n_{fili} &= 60 \text{ fili} \\ l_{tot} &= 1.099 \text{ m} \\ R_{tot} &= 0.2341 \Omega \end{aligned}$$

5.2.2 AUTOINDUTTANZA

Per il calcolo dell'autoinduttanza dei due avvolgimenti è stata fatta una simulazione attraverso il programma Flux del seguente sistema:

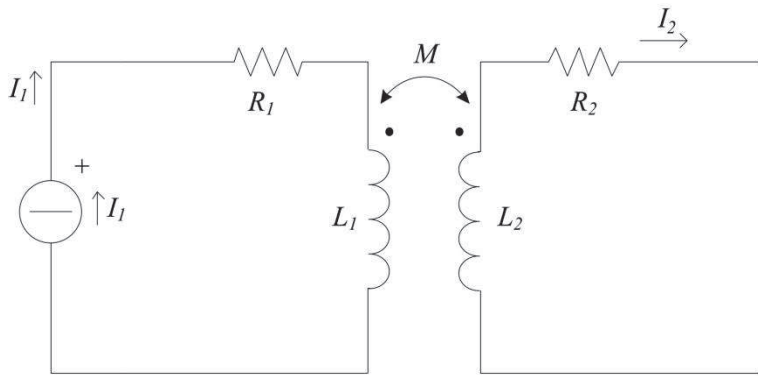


Fig. 5.3 Circuito equivalente aperto per il calcolo dell'autoinduttanza del sistema

L'autoinduttanza della bobina trasmittitrice (uguale a quella della bobina ricevitrice in quanto i due avvolgimenti sono geometricamente uguali) è stata ricavata attraverso il calcolo dell'energia magnetica:

$$E = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 \rightarrow L_1 = \frac{2 E}{I_1^2} = 1,394 \text{ mH}$$

Dove:

- E è l'energia magnetica del dominio
- L_1 è l'autoinduttanza dell'avvolgimento trasmittitore
- I_1 è la corrente che circola nell'avvolgimento trasmittitore

5.2.3 MUTUA INDUTTANZA

Per il calcolo della mutua induttanza è stato simulato attraverso il programma Flux il seguente sistema:

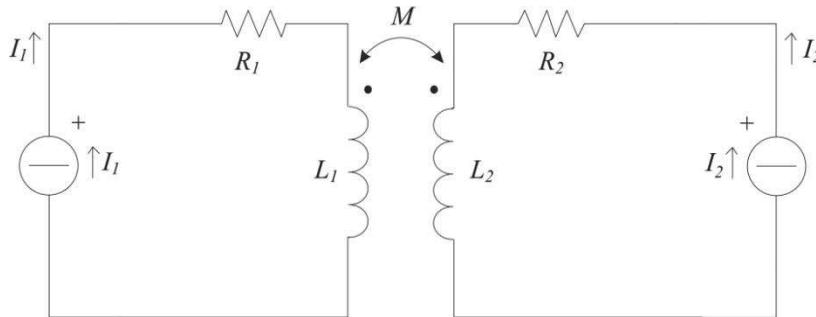


Fig. 5.4 Circuito equivalente aperto per il calcolo della mutua induttanza del sistema

La mutua induttanza tra i due avvolgimenti trasmettitore e ricevitore è stata calcolata attraverso la seguente relazione:

$$E = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + M I_1 I_2 \rightarrow M = \frac{E - \frac{1}{2} L_1 I_1^2 - \frac{1}{2} L_2 I_2^2}{I_1 I_2} = 0,5218 \text{ mH}$$

Dove:

- E è l'energia magnetica del dominio
- L_1 è l'autoinduttanza dell'avvolgimento trasmettitore
- L_2 è l'autoinduttanza dell'avvolgimento ricevitore
- I_1 è la corrente che circola nell'avvolgimento trasmettitore
- I_2 è la corrente che circola nell'avvolgimento ricevitore

5.2.4 COEFFICIENTE DI ACCOPPIAMENTO

Il coefficiente di accoppiamento è stato calcolato analiticamente attraverso la relazione:

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

5.2.5 FATTORE DI QUALITA'

I fattori di qualità dei due avvolgimenti sono stati valutati attraverso le seguenti relazioni:

$$Q_1 = \frac{\omega M^2}{R_L L_1}$$

$$Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2 + R_L}$$

Dove:

- ω è la pulsazione del sistema
- M è la mutua induttanza del sistema
- R_L è la resistenza del carico
- R_2 è la resistenza dell'avvolgimento ricevitore
- L_1 è l'autoinduttanza dell'avvolgimento trasmettitore
- L_2 è l'autoinduttanza dell'avvolgimento ricevitore

Dal momento che entrambi i fattori dipendono dal valore della pulsazione ω , essi assumono valori differenti al variare della frequenza:

- A 85 kHz : $Q_1 = 41,71$
 $Q_2 = 273,16$
- A 140 kHz : $Q_1 = 68,70$
 $Q_2 = 449,92$

5.3 PARAMETRIZZAZIONE DELLA DIMENSIONE DELL'AVVOLGIMENTO TRASMETTITORE

Sono state eseguite due simulazioni parametriche nelle quali è stata fatta variare la dimensione della bobina trasmittitrice (l_1) e dalle quali sono stati ricavati i valori dell'induttanza dell'avvolgimento trasmittitore e l'energia magnetica del dominio. La lunghezza l_1 è stata fatta variare in un intervallo compreso tra 150 mm e 900 mm in modo che il diametro complessivo della bobina variasse tra 0,5 m e 2 m. Nella tab.5.2 e tab.5.3 sono riportati alcuni di questi valori calcolati.

- $f = 85 \text{ kHz}$

l_1 [m]	L_1 [mH]	M [mH]	k [-]	Q_1 [-]	Q_2 [-]
0.150	1.3917	0.5217	0.3742	41.7100	273.163
0.200	2.61549	0.7534	0.3945	46.3629	"
0.300	6.66051	1.1659	0.3826	43.6022	"
0.400	13.3903	1.5016	0.3475	35.9730	"
0.500	23.4681	1.7792	0.3110	28.8157	"
0.600	37.5608	2.0152	0.2785	23.0980	"
0.700	56.3353	2.2201	0.2505	18.6904	"
0.800	80.4581	2.4009	0.2267	15.3057	"
0.900	110.599	2.5628	0.2064	12.6866	"

Tab.5.2 Valori di alcuni dei parametri di base della bobina trasmittitrice a 85 kHz

Dalle molteplici simulazioni effettuate è stata ricavata la lunghezza per la quale il valore del coefficiente di accoppiamento è massimo:

- $l_1 = 218.18 \text{ mm}$
- $L_1 = 3.1812 \text{ mH}$
- $M = 0.8345 \text{ mH}$
- $k = 0.3963$
- $Q_1 = 46.7677$
- $Q_2 = 273.163$

- $f = 140 \text{ kHz}$

l_1	L_1	M	k	Q_1	Q_2
[m]	[mH]	[mH]	[-]	[-]	[-]
0.150	1.3917	0.5217	0.3742	68.6988	449.9155
0.200	2.61549	0.7534	0.3945	76.3623	"
0.300	6.66051	1.1659	0.3826	71.8154	"
0.400	13.3903	1.5016	0.3475	59.2496	"
0.500	23.4681	1.7792	0.3110	47.4611	"
0.600	37.5608	2.0152	0.2785	38.0438	"
0.700	56.3353	2.2201	0.2505	30.7842	"
0.800	80.4581	2.4009	0.2267	25.2094	"
0.900	110.599	2.5628	0.2064	20.8955	"

Tab.5.3 Valori di alcuni dei parametri di base della bobina trasmittitrice a 140

Dalle molteplici simulazioni effettuate è stata ricavata la lunghezza per la quale il valore del coefficiente di accoppiamento è massimo:

- $l_1 = 218.18 \text{ mm}$
- $L_1 = 3.1812 \text{ mH}$
- $M = 0.8345 \text{ mH}$
- $k = 0.3963$
- $Q_1 = 77.0292$
- $Q_2 = 449.9155$

Capitolo 6

Simulazioni

Nell'analisi dei risultati di queste simulazioni è necessario tenere conto che il software utilizzato permette di inserire come dispositivo che alimenta il circuito equivalente, solo generatori ideali di tensione o corrente. Questo implica che ai capi del generatore di corrente può essere rilevata una tensione di valore qualsiasi, anche molto elevata, cosa che nella realtà non sarebbe possibile. Allo stesso modo la corrente che passa attraverso un generatore di tensione o attraverso le bobine del sistema, può avere valori elevati senza che il programma ne limiti l'entità. Per questo motivo si potrà notare che, malgrado nelle simulazioni la corrente primaria sia imposta al valore di 10 A, la tensione ai capi del generatore, e quindi anche quello della potenza generata, sia molto elevata. Anche la potenza trasmessa avrà valori estremamente alti, il che porterà ad avere valori di tensione e corrente nel circuito ricevente molto elevati.

Questa tesi, pertanto, non vuole analizzare un sistema concreto ma vuole determinare alcuni parametri fondamentali e analizzare gli andamenti delle principali grandezze di un generico sistema di ricarica wireless di auto elettriche.

Attraverso il software Flux Cedrat sono state effettuate una serie di simulazioni che hanno permesso la valutazione di alcuni parametri fondamentali per il funzionamento e il dimensionamento del sistema analizzato.

Il modello disegnato è rappresentato nella fig. 5.2 ed è stato accoppiato al seguente circuito elettrico:

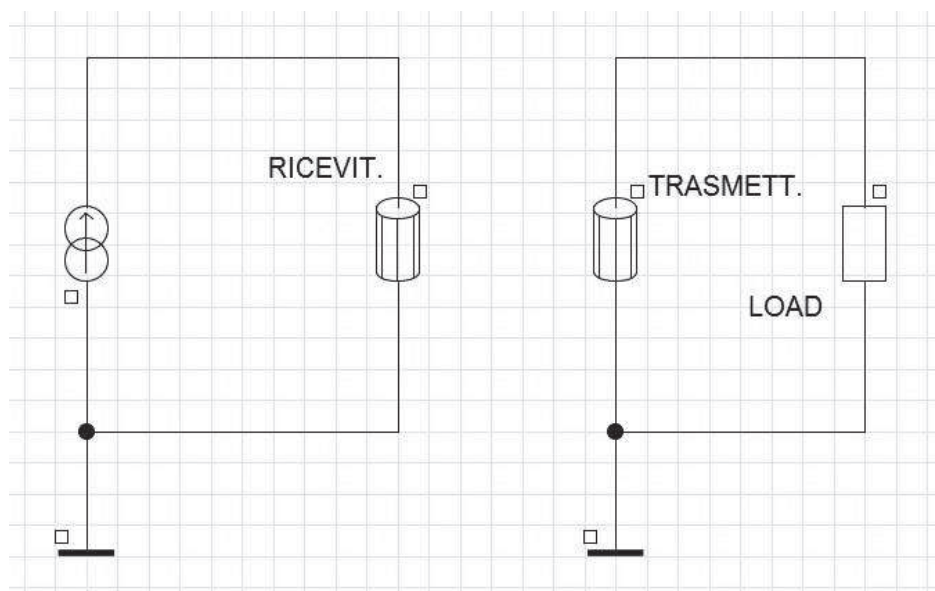


Fig. 6.1 Circuito elettrico analizzato

Questo sistema è stato simulato in diverse condizioni, facendo variare molteplici caratteristiche al fine di ottenere i valori e gli andamenti delle grandezze fondamentali del sistema al variare di alcuni parametri di riferimento.

Le simulazioni sono state effettuate a due diversi livelli di frequenza: 85 kHz e 140 kHz. Per ognuna di esse il sistema è stato studiato senza l'utilizzo di condensatori per il rifasamento e con le configurazioni di rifasamento Serie-Serie ; Serie-Parallelo ; Parallelo-Serie e Parallelo-Parallelo. Come dimostrato nel capitolo 3 *Rifasamento*, la configurazione che fornisce le migliori prestazioni è la prima, Serie-Serie. In questo capitolo questo sarà dimostrato e per questo sono state effettuate, per questa tipologia, alcune simulazioni al variare della corrente impressa nella bobina trasmittente.

Nell'interpretare i risultati derivanti dalle simulazioni bisogna tenere conto del fatto che per il calcolo dell'autoinduttanza e della mutua induttanza sono state fatte alcune approssimazioni. Inoltre anche nella determinazione del valore da assegnare ai condensatori sono stati fatti importanti arrotondamenti. Questo ha determinato un evidente spostamento del valore della frequenza alla quale il sistema entra in risonanza. In fase di progettazione e costruzione di un sistema analogo a quello studiato in questo elaborato, tuttavia, questo problema si risolverà dal momento che l'inverter tenderà ad aggiustare la propria frequenza a quella di risonanza dell'impianto.

Di seguito sono stati riportati alcuni andamenti e valori di grandezze caratteristiche del sistema al variare delle grandezze imponibili sul sistema: la frequenza di lavoro ed il valore dei condensatori per il rifasamento.

6.1 FREQUENZA 85 kHz

In questa sezione sono presentati i risultati delle simulazioni eseguite alla frequenza di 85 kHz. Il sistema è stato simulato inizialmente senza rifasamento e successivamente inserendo i condensatori nelle quattro topologie di rifasamento possibili.

6.1.1 SISTEMA NON RIFASATO

Il sistema simulato è quello presentato nella fig. 6.1. Non essendo presenti condensatori, le simulazioni sono state eseguite parametrizzando solo la frequenza di lavoro.

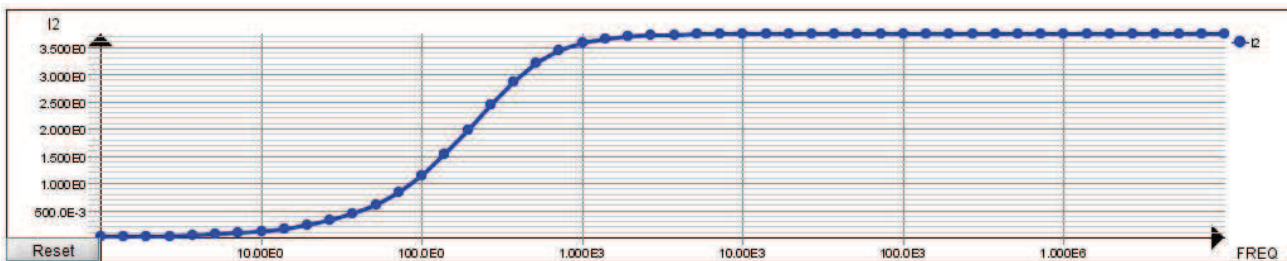


Fig. 6.2 Corrente nel circuito ricevitore in funzione della frequenza di alimentazione.

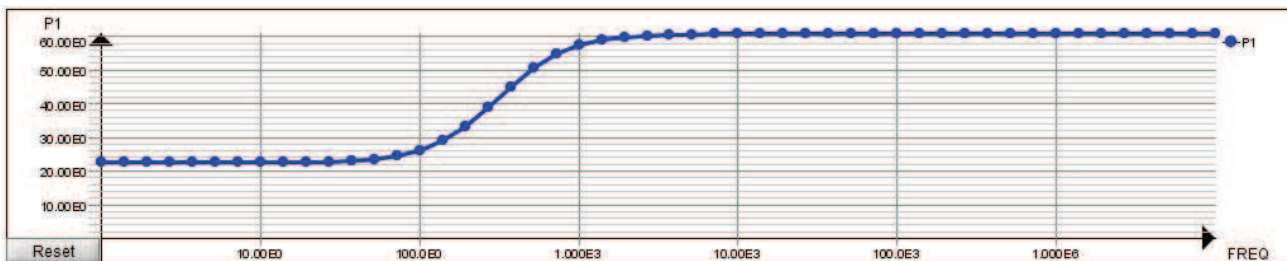


Fig. 6.3 Potenza attiva erogata dal generatore al variare della frequenza di alimentazione.

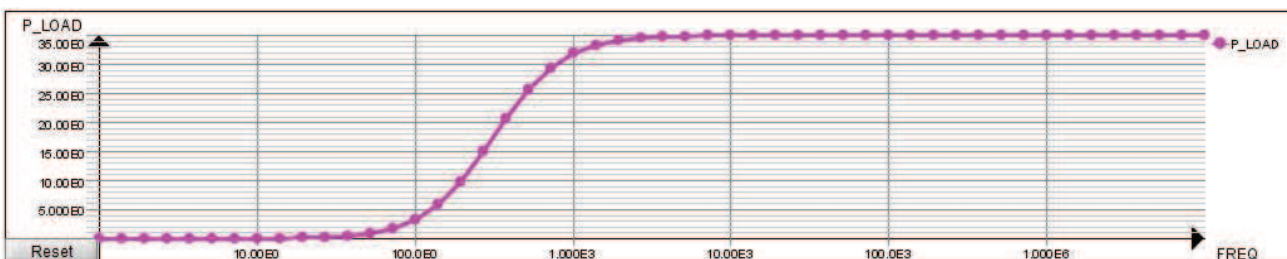


Fig. 6.4 Potenza attiva erogata al carico al variare della frequenza di alimentazione.

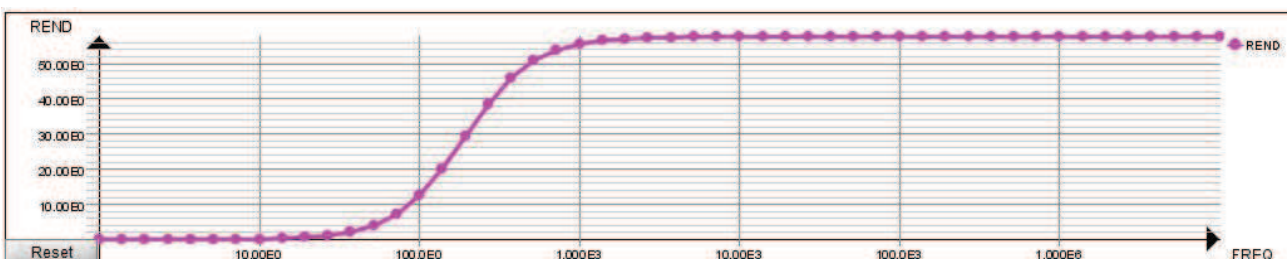


Fig. 6.5 Rendimento del sistema non rifasato al variare della frequenza di alimentazione.

Le quattro figure precedentemente riportate raffigurano l'andamento delle principali grandezze del sistema avendo parametrizzato la frequenza di alimentazione. Si può notare come, per frequenze relativamente basse (sotto 100 Hz), il rendimento è molto basso mentre all'aumentare della frequenza aumenta il trasporto di potenza. Di conseguenza, alla sopracitata frequenza anche la corrente ricevuta dal circuito secondario aumenta e raggiunge il valore massimo alla frequenza di circa 1 kHz.

È opportuno notare che l'andamento del rendimento del sistema ed il suo valore massimo sono identici a quelli ottenuti analiticamente (rappresentati nella fig.3.7) e che i valori di potenza trasmessa al sistema ricevitore sono notevolmente bassi.

Facendo una simulazione alla frequenza esatta di 85 kHz sono stati ricavati i seguenti valori delle principali grandezze del sistema:

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	60.76 [W]
I_2	3.743 [A]	0.210 [°]	P_2	35.02 [W]
U_1	9056 [V]	-90.05 [°]	Q_1	64039 [VAr]
U_2	13.23 [V]	0.210 [°]	Q_2	0.2564 [VAr]
			η	0.5763 [-]

Tab. 6.1 Grandezze caratteristiche del sistema non rivasato a 85 kHz

Si può notare come il sistema abbia un trasporto di potenza molto basso mentre la potenza reattiva erogata al primario è molto elevata. Il valore di rendimento ottenuto è analogo a quello calcolato attraverso l'approccio analitico presentato nel capitolo 3 *Rifasamento*.

6.1.2 SISTEMA RIFASATO

Attraverso le formule descritte nel capitolo 3 *Rifasamento*, sono stati calcolati i valori di capacità da assegnare ai condensatori per il rifasamento. Nella tabella sottostante sono riportati i valori per tutte le tipologie di rifasamento e per le due frequenze studiate.

		Topologia			
		SS	SP	PS	PP
85 kHz	C_1	2.5 nF	2.92 nF	8.82 e-21 F	2.92 nF
	C_2	2.5 nF	2.5 nF	2.5 nF	2.5 nF
140 kHz	C_1	927 pF	1.08 nF	1.19 e-21 F	1.08 nF
	C_2	927 pF	927 pF	927 pF	927 pF

Tab.6.2 Valori calcolati analiticamente dei condensatori per il rifasamento

Questi valori di capacità sono stati inseriti come valori dei condensatori, tuttavia essi non corrispondono al valore di massime prestazioni per le tipologie di rifasamento SS e PS. Questo errore è dovuto al fatto che le formule analitiche non tengono conto del fatto che l'accoppiamento tra le bobine non è perfetto. In questo caso infatti non è più valida la relazione:

$$M^2 = L_1 L_2$$

dove M rappresenta la mutua induttanza tra le bobine, mentre L_1 e L_2 le autoinduttanze rispettivamente dell'avvolgimento trasmettitore e ricevitore.

Nel caso studiato invece, il quadrato del coefficiente di mutua induttanza è minore del prodotto delle due autoinduttanze.

$$M^2 < L_1 L_2$$

Le induttanze proprie L_1 e L_2 sono numeri positivi che, dovendo soddisfare la precedente disuguaglianza, possiamo immaginare costituite da due parti:

$$\begin{aligned} L_1 &= L_1^{(1)} + L_1^{(2)} \\ L_2 &= L_2^{(1)} + L_2^{(2)} \end{aligned}$$

in cui i due contributi $L_1^{(1)}$ e $L_2^{(1)}$ sono scelti in maniera tale da soddisfare l'uguaglianza:

$$M^2 = L_1 L_2$$

Queste tre equazioni formano un sistema composto da tre equazioni e quattro incognite. Dal momento che i due contributi delle autoinduttanze sono scelti arbitrariamente, si può scegliere, ad esempio, $L_2^{(1)} = 0$. Risolvendo il risultante sistema si ottengono i seguenti risultati:

$$L_1^{(1)} = \frac{M^2}{L_2} ; L_1^{(2)} = L_1 - \frac{M^2}{L_2} ; L_2^{(1)} = L_2$$

Questo fenomeno comporta una leggera, ma sostanziale, variazione delle equazioni delle tensioni e quindi delle prestazioni del sistema rispetto al caso di accoppiamento perfetto:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= j \omega L_1^{(1)} \dot{I}_1 + j \omega M \dot{I}_2 + j \omega L_1^{(2)} \dot{I}_1 \\ \dot{V}_2 &= j \omega M \dot{I}_1 + j \omega L_2^{(1)} \dot{I}_2 \end{aligned}$$

Essendo questo sistema analogo ad un trasformatore si può definire il suo rapporto di trasformazione:

$$a = \frac{L_1^{(1)}}{M} = \frac{M}{L_2}$$

Nel caso in esame, dato che le bobine hanno dimensioni uguali, anche le loro autoinduttanze coincidono. Questo coefficiente pertanto, assume lo stesso valore del coefficiente di accoppiamento:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = 0,3742$$

Questo fenomeno, nel sistema oggetto di questo elaborato, si riflette sul valore di capacità da fornire al condensatore C_1 al fine di ottenere il valore di minima potenza reattiva erogata dal generatore.

6.1.3 RIFASAMENTO SS

Il sistema simulato è quello rappresentato nella fig.6.6. Dato che il rifasamento SS ha le migliori prestazioni (analiticamente e, come si vedrà anche numericamente), sono state eseguite simulazioni non solo parametrizzando la frequenza ed i valori dei condensatori, ma anche al variare della corrente impressa.

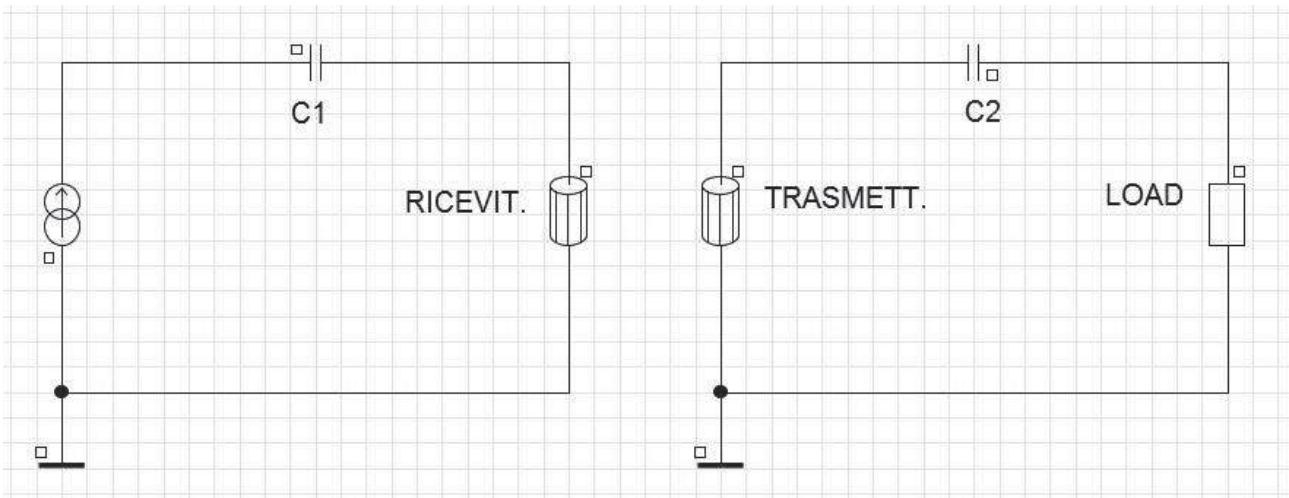


Fig. 6.6 Circuito elettrico del sistema con rifasamento SS

Di seguito sono riportati gli andamenti delle grandezze caratteristiche del sistema. Inizialmente è stata eseguita una simulazione parametrizzando il valore del condensatore C_1 ed è stata inserita nel grafico di fig.6.7 la potenza reattiva erogata dal generatore al fine di individuare il valore del condensatore che la minimizza.

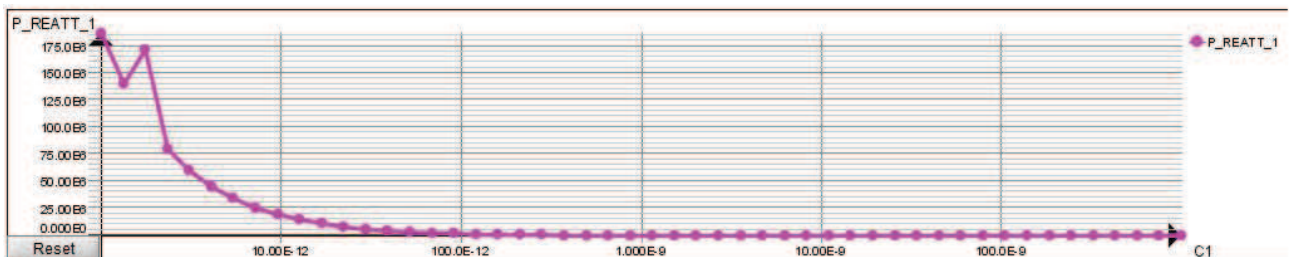


Fig. 6.7 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione del valore del condensatore C_1 .

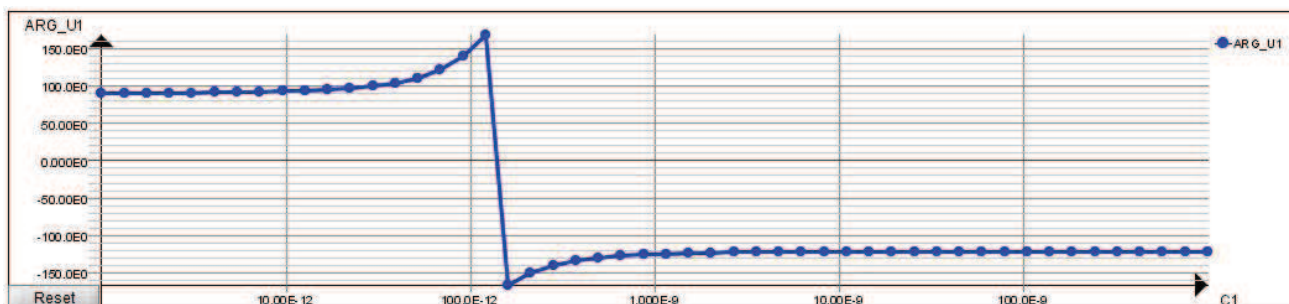


Fig. 6.8 Argomento della tensione ai capi del generatore in funzione del valore del condensatore C_1 .

Si può notare come la potenza reattiva, molto elevata e di natura induttiva ($\varphi \approx +90^\circ$) per bassi valori di capacità, decresca e raggiunga lo zero per un valore di C_1 pari a 136.8 pF. Oltre questo valore essa cambia segno diventando di natura capacitiva ($\varphi \approx -90^\circ$).

Dopo aver trovato il valore di capacità C_1 , è stata effettuata una simulazione parametrizzando la capacità del condensatore C_2 al fine di ottenere il valore che massimizza il trasporto di potenza tra le bobine.

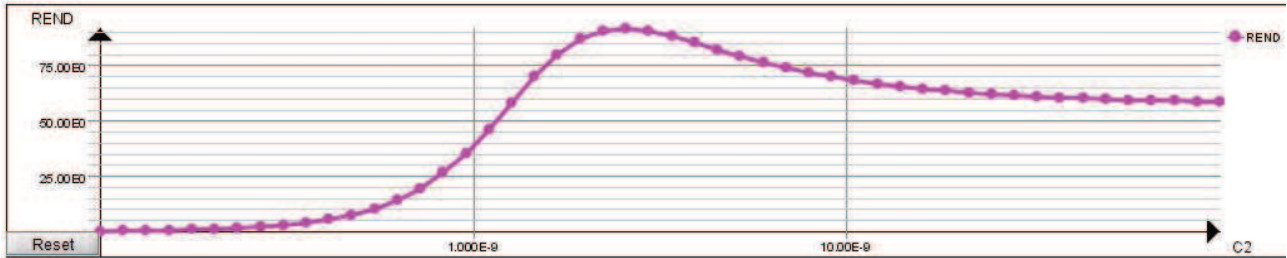


Fig. 6.9 Rendimento del sistema in funzione del valore del condensatore C_2 .

Il valore massimo di rendimento ($\eta_{MAX} = 0.917$) è stato raggiunto per un valore di capacità pari a 2.5 nF.

Ancora più significativa è a fig.6.10 che rappresenta la potenza erogata al carico al variare della capacità del condensatore C_2 :

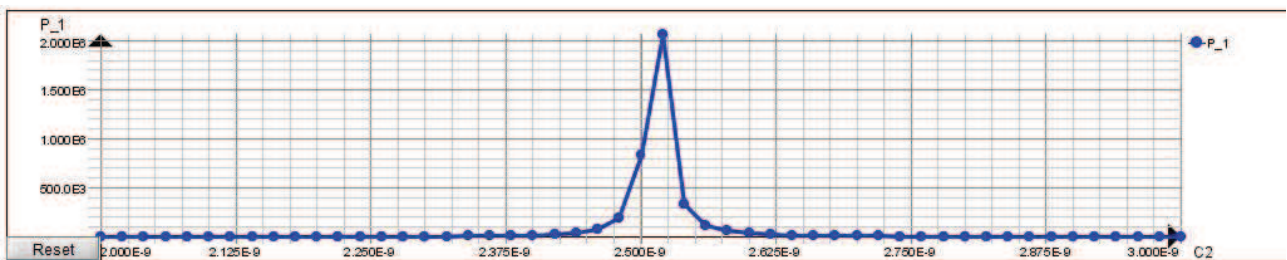


Fig. 6.10 Potenza attiva erogata al carico al variare del valore del condensatore C_2 .

Si può notare in questa figura che il picco di potenza attiva si ottiene per un valore di capacità leggermente superiore a 2.5 nF. Questo fenomeno, come precedentemente accennato, è dovuto al fatto che nel calcolo dell'autoinduttanza degli avvolgimenti sono state compiute alcune approssimazioni e arrotondamenti che hanno portato ad un leggero spostamento del picco di potenza.

È stata in seguito eseguita una simulazione parametrizzata al variare della frequenza di lavoro. Anche in essa è visibile lo spostamento del picco di potenza trasmessa sopra descritto. Sono riportati gli andamenti della corrente trasmessa al sistema ricevitore, le potenze attive e reattive erogate dal generatore di corrente ed erogate al carico ed il rendimento del sistema.

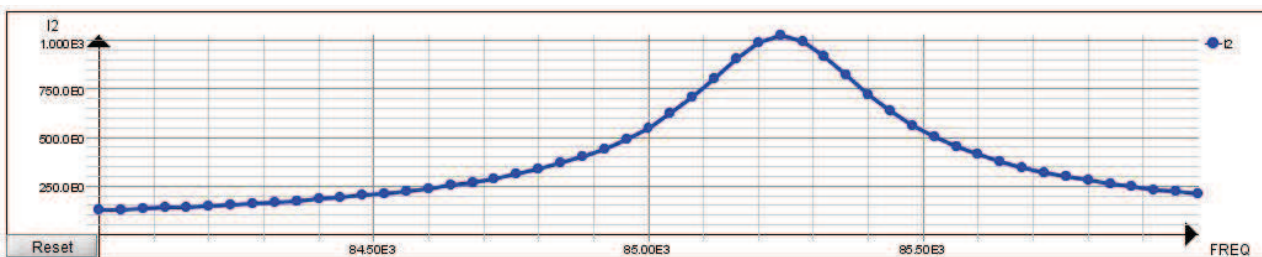


Fig. 6.11 Corrente nel circuito ricevitore in funzione della frequenza di lavoro.

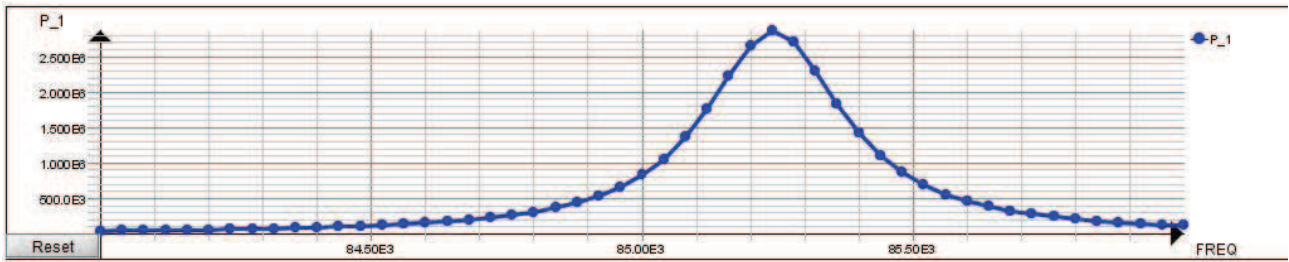


Fig. 6.12 Potenza attiva erogata dal generatore in funzione della frequenza di lavoro.

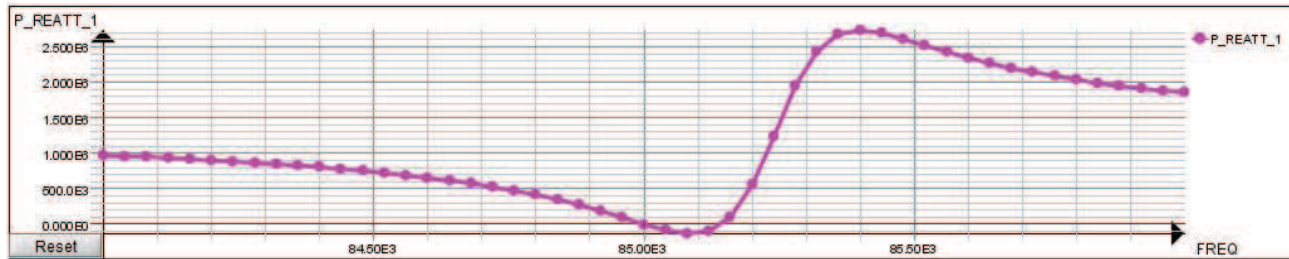


Fig. 6.13 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione della frequenza di lavoro.

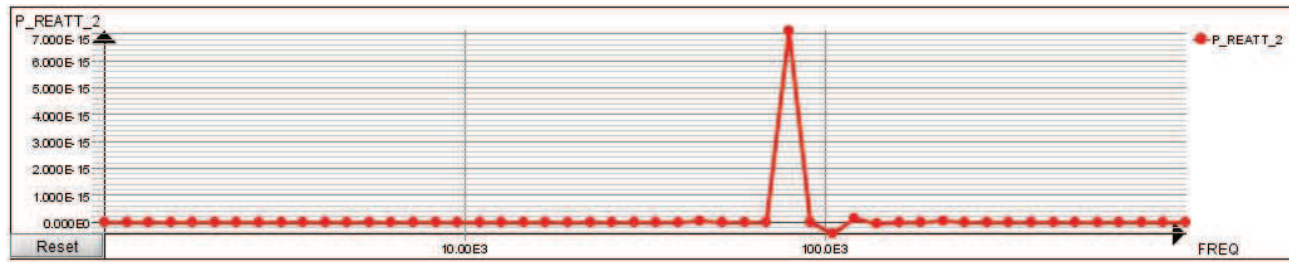


Fig. 6.14 Potenza reattiva erogata al carico in funzione della frequenza di lavoro.

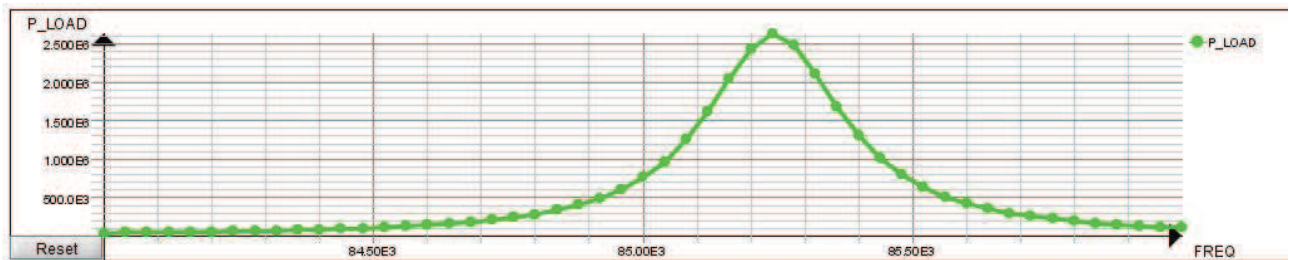


Fig. 6.15 Potenza attiva erogata al carico in funzione della frequenza di lavoro.

Analizzando le fig.6.12 e fig.6.13 si può notare come, sebbene il picco di potenza attiva sia leggermente spostato rispetto alla frequenza di lavoro, il valore di minima potenza reattiva si raggiunge esattamente a 85 kHz. Questo fenomeno è dovuto al fatto che, mentre il valore di C_2 che massimizza il trasporto di potenza è stato ottenuto attraverso le formule analitiche, il valore del condensatore C_1 che minimizza la potenza reattiva è stato trovato numericamente.

La fig.6.14 rappresenta l'andamento della potenza reattiva erogata al carico al variare della frequenza. Sebbene essa abbia un picco nell'intorno della frequenza nominale del sistema, la sua entità è nulla a 85 kHz. Questo è dimostrato dalla seguente tabella, ottenuta simulando il sistema alle condizioni nominali.

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	828.8 [kW]
I_2	551.4 [A]	147.36 [°]	P_2	760.1 [kW]
U_1	82.88 [kV]	180 [°]	Q_1	67.13 [VAr]
U_2	1.378 [kV]	147.36 [°]	Q_2	0 [VAr]
U_{C1}	136.9 [kV]	-90 [°]	η	0.9171 [-]
U_{C2}	413.0 [kV]	-122.36 [°]		

Tab. 6.3 Grandezze caratteristiche del sistema con rifasamento SS a 85 kHz

Da questa tabella si può notare come, non potendo fissare il valore di potenza erogabile dal generatore ma solo il valore di corrente, il valore di potenza attiva sia molto elevato. Al contrario, il valore delle potenze reattive nei due circuiti sono molto basse, indice del fatto che i condensatori sono stati scelti accuratamente.

È doveroso inoltre notare che la tensione e la corrente del circuito ricevitore sono in fase (il carico è puramente resistivo), mentre le tensioni dei due condensatori sono in quadratura rispetto alle correnti che circolano in essi.

Nella fig.6.16 è riportato l'andamento del rendimento in funzione della frequenza di alimentazione.

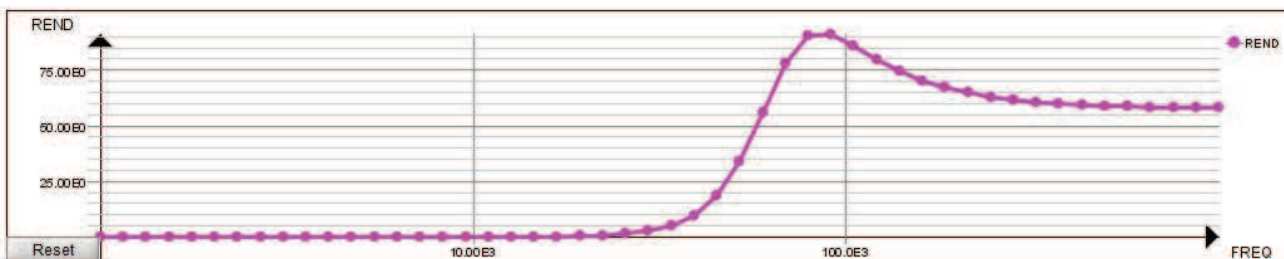


Fig. 6.16 Rendimento del sistema con rifasamento SS in funzione della frequenza di lavoro.

Si può notare come esso raggiunga il valore massimo alla frequenza di circa 85 kHz ed esso è pari a 0.917, valore analogo a quello calcolato analiticamente nel capitolo 3.

Per questa configurazione geometrica e tipologia di rifasamento è stata eseguita anche una simulazione parametrizzando il valore della corrente impressa nel circuito trasmettitore. L'intervallo analizzato è tra 5 A e 55 A, nominalmente il valore imposto è di 10 A.

Si potrà notare che aumentando la corrente del circuito primario, aumenti linearmente anche quella del circuito secondario in quanto il rendimento resta costante. Le potenze attive erogate dal generatore ed al carico, invece, hanno un andamento quadratico in quanto dipendono dal quadrato della corrente.

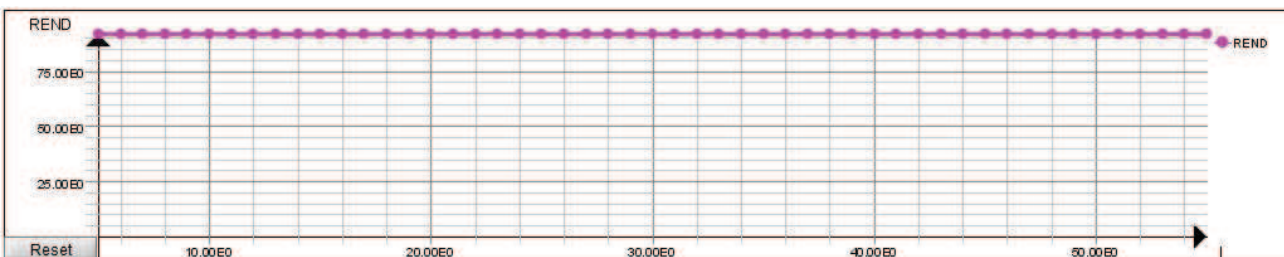


Fig. 6.17 Rendimento del sistema con rifasamento SS in funzione della corrente nel circuito trasmettitore.

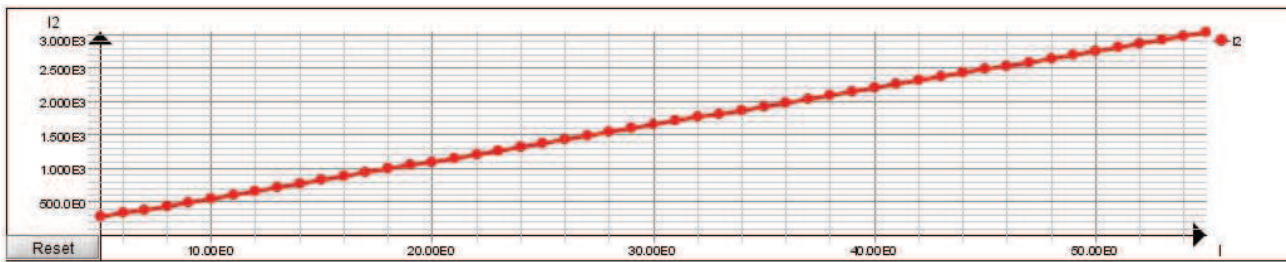


Fig. 6.18 Corrente nel circuito ricevitore in funzione della corrente nel circuito trasmettitore.

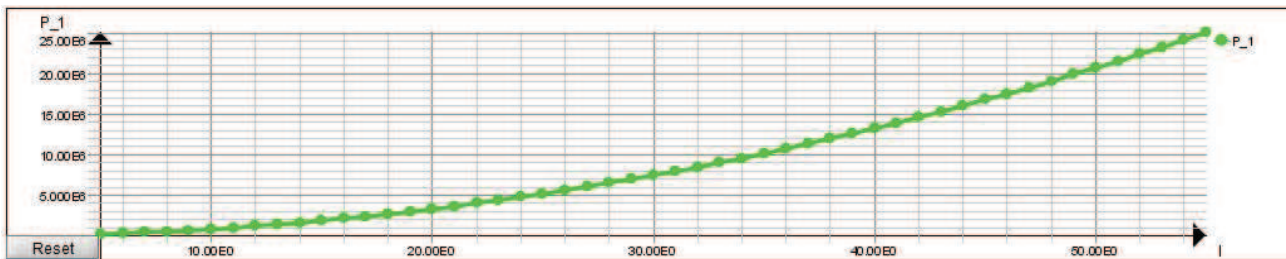


Fig. 6.19 Potenza attiva erogata dal generatore in funzione della corrente nel circuito trasmettitore.

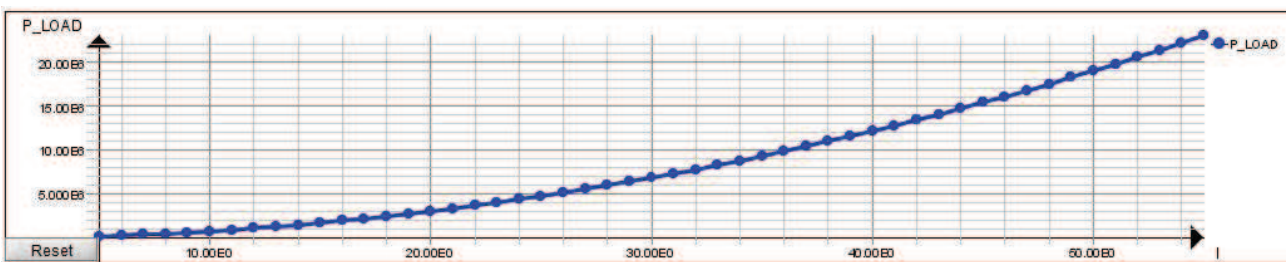


Fig. 6.20 Potenza attiva erogata al carico in funzione della corrente nel circuito trasmettitore.

A seguito dell'analisi parametrica al variare delle dimensioni dell'avvolgimento trasmettitore eseguita nel capitolo precedente, è stato effettuato lo studio del sistema dotato di rifasamento SS e avente bobina primaria di lunghezza $l_1 = 220 \text{ mm}$. Anche per questa configurazione è stato inizialmente ricavato il valore di C_1 che minimizza il valore della potenza reattiva primaria, successivamente è stato verificato che il valore di C_2 calcolato analiticamente massimizza il trasporto di potenza e infine sono stati ricavati gli andamenti delle grandezze fondamentali al variare della frequenza di lavoro.

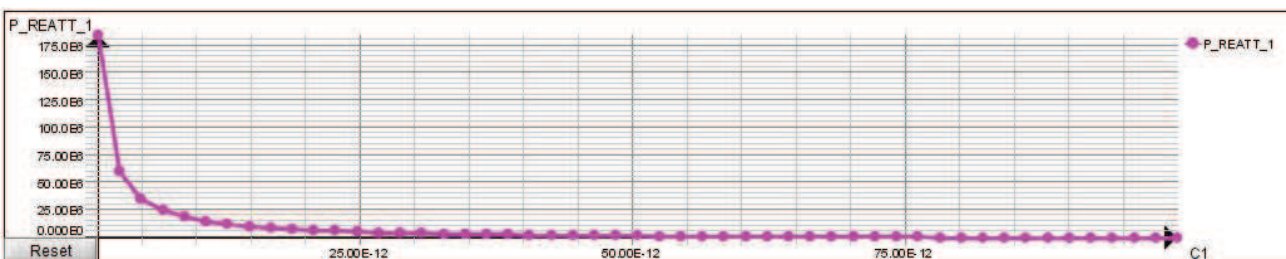


Fig. 6.21 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione la valore del condensatore C_1 .

È stato calcolato che essa raggiunge il valore minimo quando il condensatore assume il valore di $C_1 = 53.1 \text{ pF}$.

Anche in questa configurazione si può notare come il massimo trasporto di potenza si raggiunga ad un valore leggermente superiore a quello calcolato analiticamente di 2.5 nF.

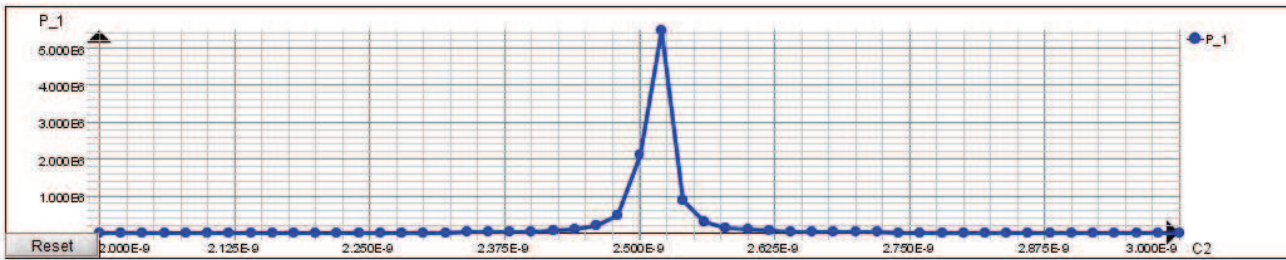


Fig. 6.22 Potenza attiva erogata al carico al variare del valore del condensatore C_2 .

Le seguenti figure rappresentano gli andamenti delle grandezze al variare della frequenza di lavoro del sistema.

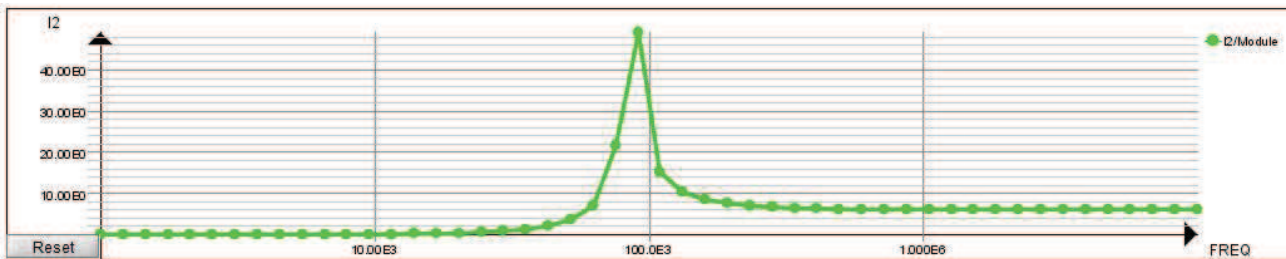


Fig. 6.23 Corrente nel circuito ricevitore in funzione della frequenza di lavoro.

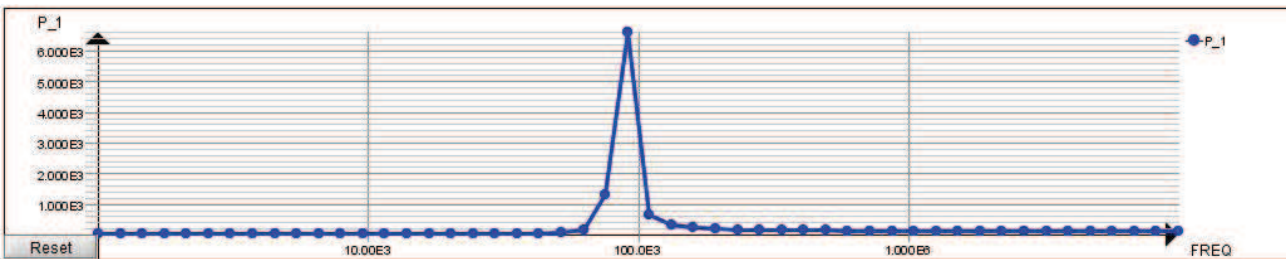


Fig. 6.24 Potenza attiva erogata dal generatore in funzione della frequenza di lavoro.

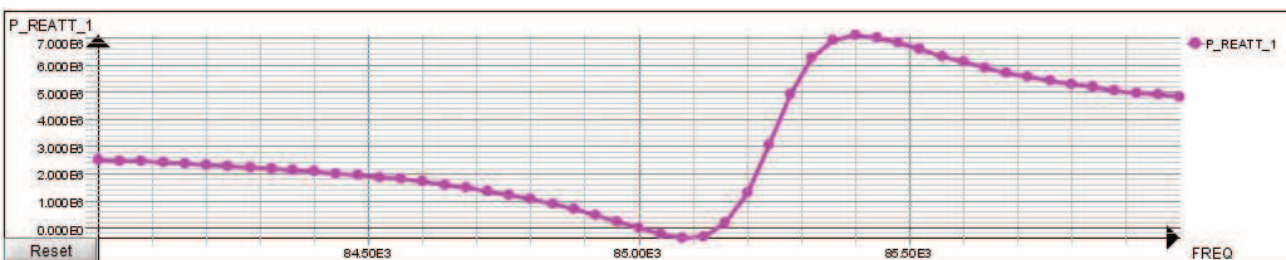


Fig. 6.25 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione della frequenza di lavoro.

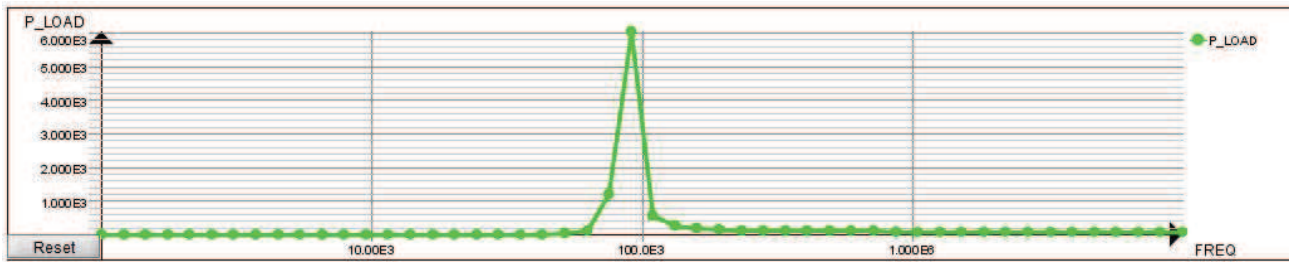


Fig. 6.26 Potenza attiva erogata al carico in funzione della frequenza di lavoro.

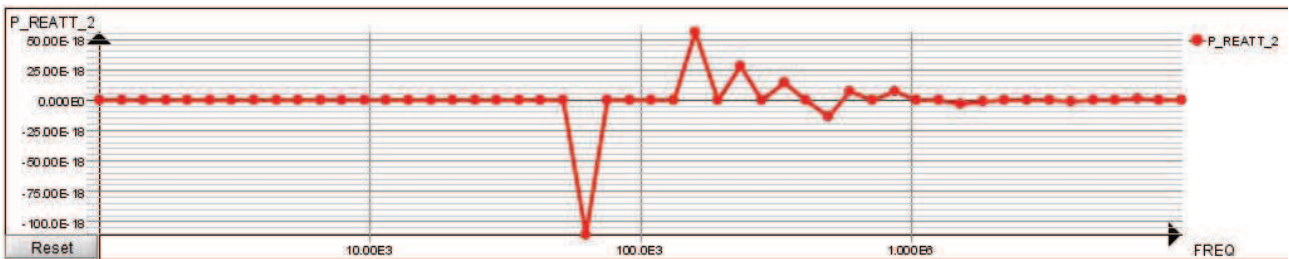


Fig. 6.27 Potenza reattiva erogata al carico in funzione della frequenza di lavoro.

Come sottolineato per la precedente configurazione, anche in questo caso il picco di trasporto di potenza è posizionato ad una frequenza leggermente superiore a 85 kHz (fig.6.23 ; fig.6.24 ; fig.6.26), mentre il punto di minimo della potenza reattiva è posizionato esattamente a 85 kHz. Dalla fig.6.27 si può notare come la potenza reattiva erogata al carico assuma sempre valori trascurabili per tutto lo spettro di frequenza.

Viene infine riportato l'andamento del rendimento in funzione della frequenza di alimentazione. Si può notare come esso sia accordato alla frequenza di circa 85 kHz ed assuma il valore massimo pari a 0.917.

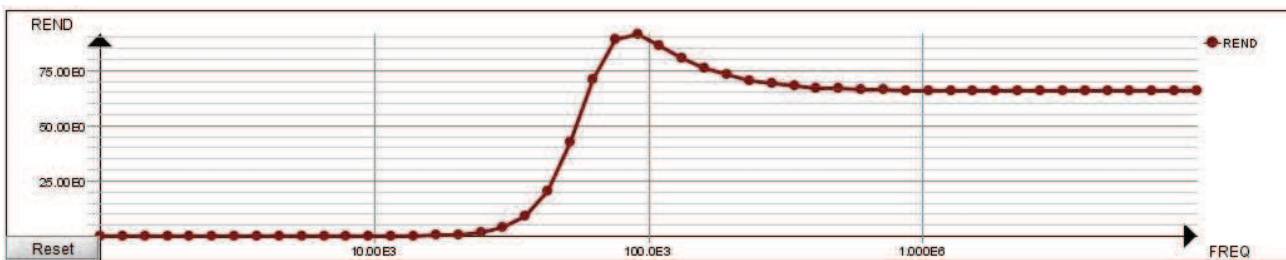


Fig. 6.28 Rendimento del sistema con rifasamento SS in funzione della frequenza di lavoro.

Da una simulazione eseguita a 85 kHz è stata ricavata la seguente tabella delle grandezze fondamentali. Si può notare come, rispetto alla tab.6.3 relativa alla precedente configurazione geometrica, queste dimensioni dell'avvolgimento trasmettitore permettono il trasporto di una maggiore potenza attiva ed, in rapporto, una minore potenza reattiva lato primario. Sono maggiori di conseguenza anche i valori di tensioni e corrente nel circuito e ai capi dei condensatori.

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	2.119 [MW]
I_2	881.7 [A]	147.71 [°]	P_2	1.943 [MW]
U_1	221.9 [kV]	180 [°]	Q_1	-1.050 [kVAr]
U_2	2.204 [kV]	147.71 [°]	Q_2	0 [VAr]
U_{C1}	352.6 [kV]	-90 [°]	η	0.9171 [-]
U_{C2}	660.3 [kV]	-122.71 [°]		

Tab.6.4 Grandezze caratteristiche del sistema con rifasamento SS a 85 kHz

6.1.4 RIFASAMENTO SP

Il circuito elettrico accoppiato al sistema simulato è quello rappresentato nella fig.6.29.

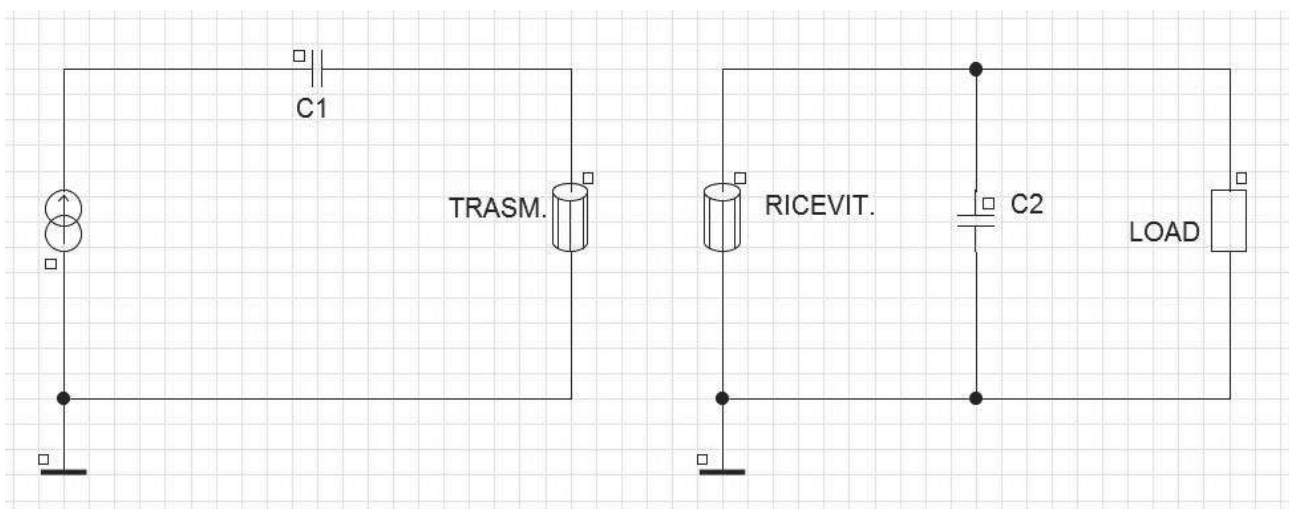


Fig. 6.29 Circuito elettrico del sistema con rifasamento SP.

Come eseguito per la tipologia di rifasamento SS, questo sistema è stato inizialmente simulato parametrizzando il valore di capacità del condensatore C_1 e ricavando il valore che minimizza la potenza reattiva. Successivamente è stato simulato il sistema al variare della capacità del condensatore C_2 ed è stata verificata la condizione di massimo trasporto di potenza. Infine il sistema è stato simulato parametrizzando il valore della frequenza di alimentazione e sono state verificate le condizioni di massimo trasporto di potenza e minima potenza reattiva primaria nelle condizioni nominali di lavoro.

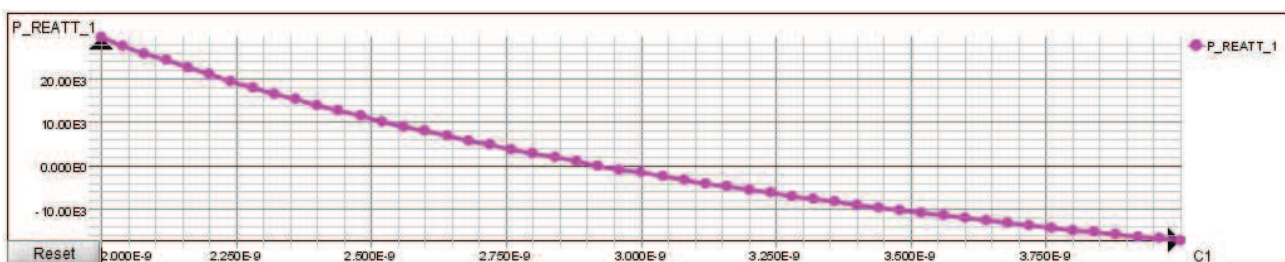


Fig. 6.30 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione la valore del condensatore C_1 .

È stato riportato in fig.6.30 l'andamento della potenza reattiva erogata al variare del valore del condensatore C_1 . La figura riporta solo un piccolo intervallo di valori di capacità, ma si può notare meglio che il valore che azzerava la potenza è 2.92 nF, esatto valore trovato dall'analisi analitica del sistema.

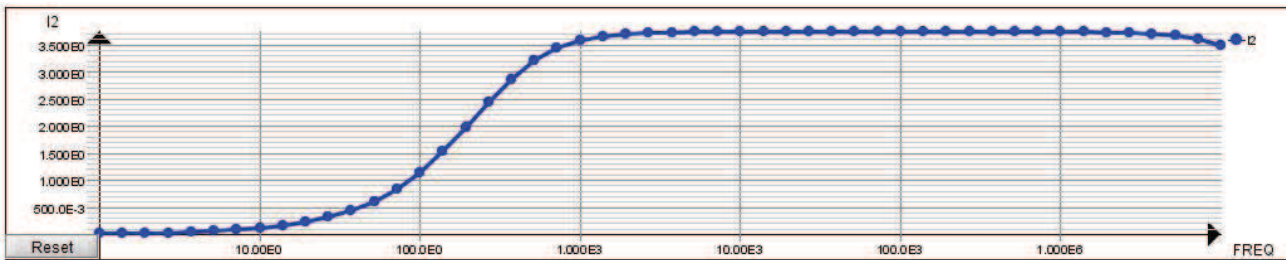


Fig. 6.31 Corrente nel circuito ricevitore in funzione della frequenza di lavoro.

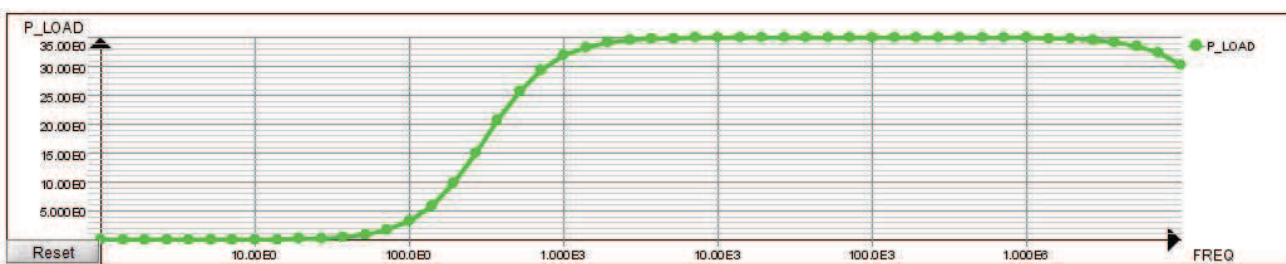


Fig. 6.32 Potenza attiva erogata al carico in funzione della frequenza di lavoro.

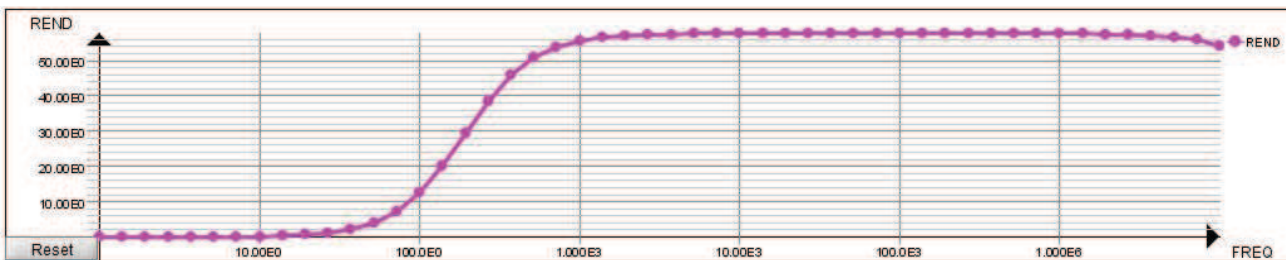


Fig. 6.33 Rendimento del sistema con rifasamento SP in funzione della frequenza di lavoro.

Sono qui riportati solo i più significativi andamenti delle grandezze del sistema. Da essi si può notare che le grandezze non hanno un picco di valore alla frequenza desiderata (85 kHz), ma raggiungono il valore massimo attorno ai 1000 Hz e si stabilizzano.

Da una simulazione mono valore eseguita alla frequenza di 85 kHz sono stati ricavati i seguenti dati:

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	60.76 [W]
I_2	3.743 [A]	0 [°]	P_2	35.02 [W]
U_1	10.47 [V]	125.45 [°]	Q_1	85.32 [VAr]
U_2	9.357 [V]	0 [°]	Q_2	0 [VAr]
U_{C1}	6.412 [kV]	-90 [°]	η	0.5763 [-]
I_{C2}	12.50 [mA]	-90 [°]		

Tab.6.5 Grandezze caratteristiche del sistema con rifasamento SP a 85 kHz

È subito evidente come i valori delle grandezze in gioco (esclusa la corrente imposta) siano decisamente minori rispetto al caso di rifasamento SS e siano invece molto simili al caso di sistema non rifasato (tab.6.1). È doveroso notare che, a parità di potenza trasmessa e ricevuta, con questo

rifasamento i valori di tensione ai morsetti del sistema sono molto più contenuti. Questo fatto è giustificato dal fatto che la potenza reattiva erogata dal generatore di corrente è molto bassa rispetto al caso di sistema non rifasato, ma il suo valore è comunque molto elevato perché comparabile a quello della potenza attiva trasmessa.

Per quanto riguarda il rendimento, esso ha, come previsto dall'analisi analitica, valore massimo uguale a quello del sistema non rifasato.

6.1.5 RIFASAMENTO PS

Il circuito elettrico accoppiato al sistema simulato è quello rappresentato nella fig.6.34.

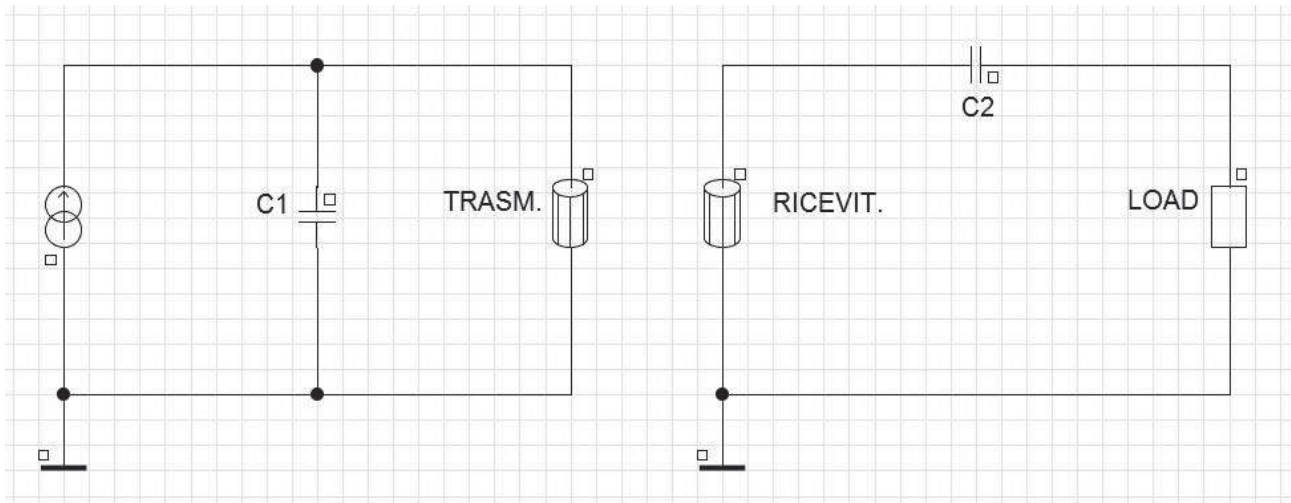


Fig. 6.34 Circuito elettrico del sistema con rifasamento PS.

La prima simulazione effettuata è quella al variare della capacità del condensatore C_1 .

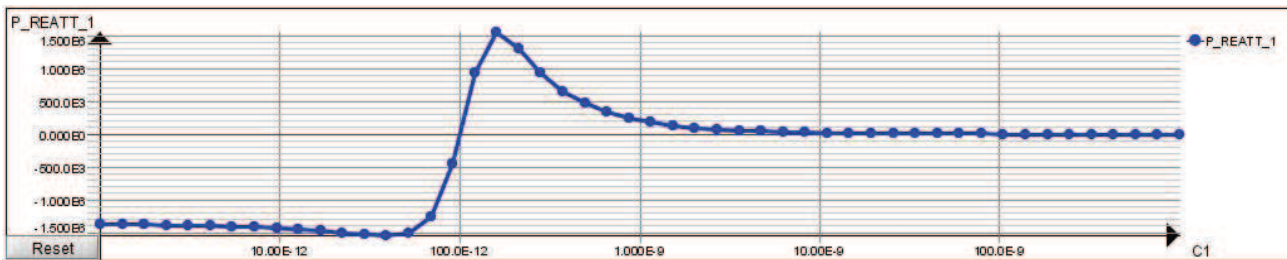


Fig. 6.35 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione la valore del condensatore C_1 .

Si può notare come il valore della potenza reattiva raggiunga il valore minimo ($Q_1 = -4.83 \text{ VAR}$ quando $C_1 = 100 \text{ pF}$, valore totalmente diverso da quello ottenuto analiticamente ($C_1 = 8.82 \cdot 10^{-21} \text{ F}$).

È stata in seguito verificata la corretta scelta del condensatore C_2 eseguendo una simulazione parametrizzata al variare del valore di capacità.

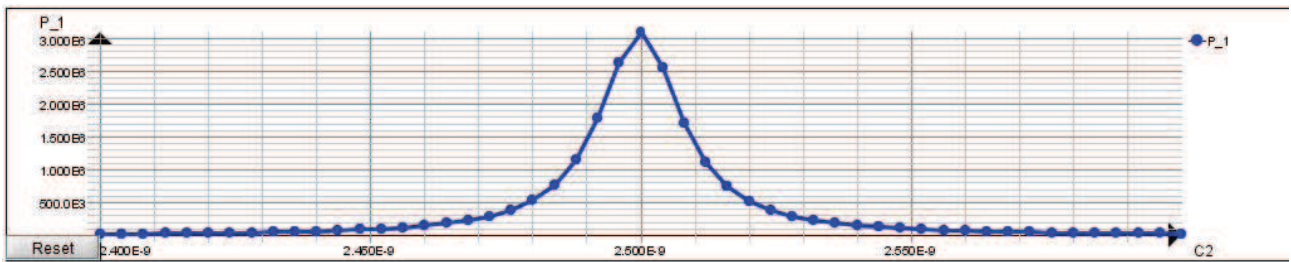


Fig. 6.36 Potenza attiva erogata al carico al variare del valore del condensatore C_2 .

Si può subito notare che in questo caso il valore di C_2 che massimizza il trasporto di potenza è esattamente 2.5 nF.

Eseguendo una simulazione al variare della frequenza di lavoro sono stati ottenuti i seguenti andamenti delle grandezze principali del sistema.

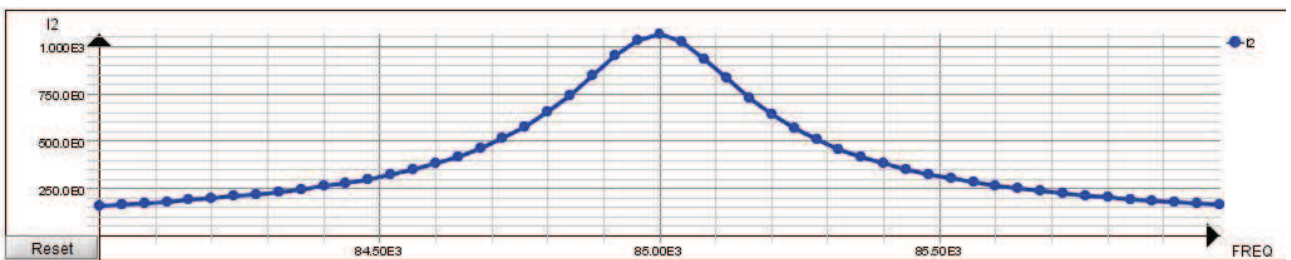


Fig. 6.36 Corrente nel circuito ricevitore in funzione della frequenza di lavoro.

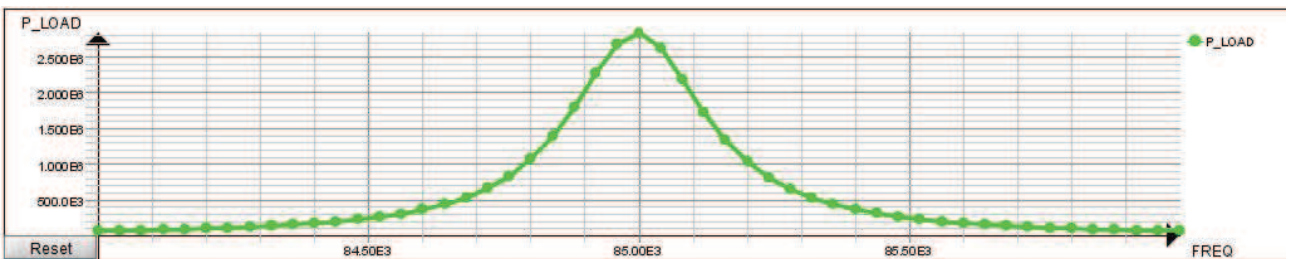


Fig. 6.37 Potenza attiva erogata al carico in funzione della frequenza di lavoro.

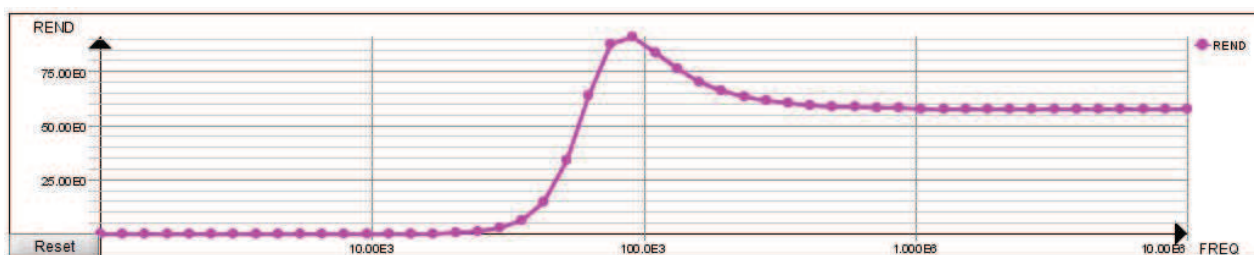


Fig. 6.38 Rendimento del sistema con rifasamento PS in funzione della frequenza di lavoro.

Dai precedenti grafici si può notare come l'accurata valutazione delle grandezze caratteristiche del sistema e la corretta scelta dei condensatori abbiano portato il sistema alle migliori condizioni di lavoro. Un aspetto negativo di questa tipologia di rifasamento è la sua instabilità per quanto riguarda la potenza reattiva erogata dal generatore di corrente: sia al variare della capacità del condensatore C_1 (fig.6.35) sia al variare della frequenza (fig.6.39) un piccolo spostamento dalle condizioni nominali comporterebbe una grande variazione del valore della potenza reattiva erogata.

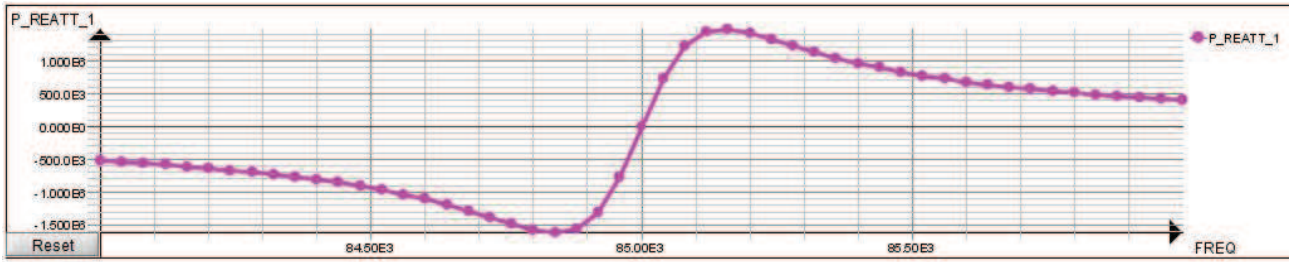


Fig. 6.39 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione della frequenza di lavoro.

Nelle condizioni nominali è stata effettuata una simulazione che ha portato ai seguenti risultati:

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	3.09 [MW]
I_2	1064.6 [A]	88.65 [°]	P_2	2.83 [MW]
U_1	309.0 [kV]	180 [°]	Q_1	-4.803 [VAr]
U_2	2.662 [kV]	88.65 [°]	Q_2	0 [VAr]
I_{C1}	16.50 [A]	90 [°]	η	0.9171 [-]
U_{C2}	797.3 [kV]	178.65 [°]		

Tab.6.6 Grandezze caratteristiche del sistema con rifasamento PS a 85 kHz

Si può notare come le prestazioni sono molto buone in termini di potenza attiva trasmessa e potenza reattiva erogata dal generatore, tuttavia il sopracitato problema di sensibilità alla variazione del valore della potenza reattiva rende questa tipologia di rifasamento meno prestante rispetto alla tipologia SS.

6.1.6 RIFASAMENTO PP

Il circuito elettrico accoppiato al sistema simulato è quello rappresentato nella fig.6.40.

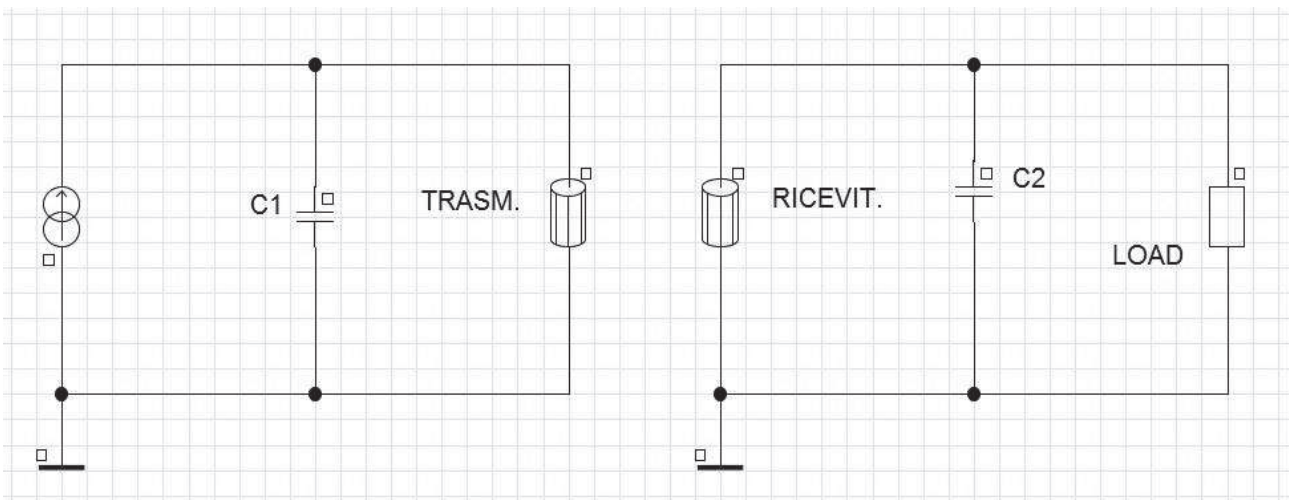


Fig. 6.40 Circuito elettrico del sistema con rifasamento PP.

La procedura per le simulazioni eseguita per questa tipologia di rifasamento è analoga a quella eseguita per le precedenti tipologie.

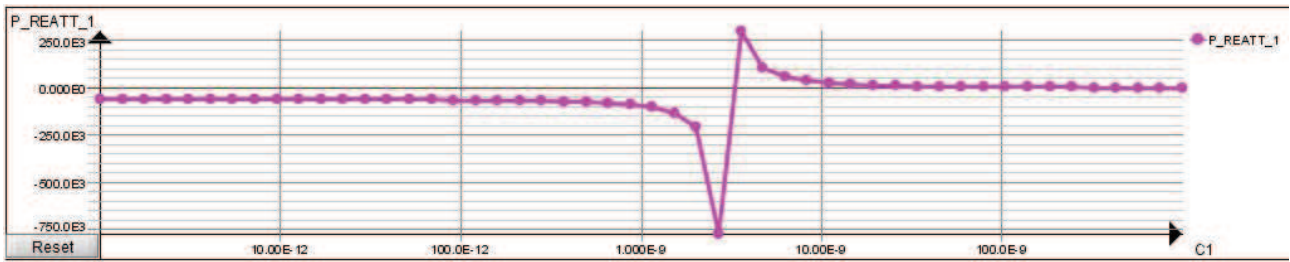


Fig. 6.41 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione la valore del condensatore C_1 .

Da una analisi più puntuale del grafico di fig.6.41 è stato possibile ricavare il valore di capacità C_1 che minimizza il valore di potenza reattiva erogata dal generatore di corrente. Questo valore corrisponde, come precedentemente anticipato, al valore calcolato analiticamente di 2.92 nF.

Sono di seguito inseriti gli andamenti risultanti dalla simulazione parametrizzata al variare della frequenza. Si può notare come, sebbene il rendimento abbia un andamento analogo a quello della tipologia SP, le potenze attive caratteristiche dei due circuiti siano caratterizzate da una cuspidè alla frequenza di risonanza desiderata.

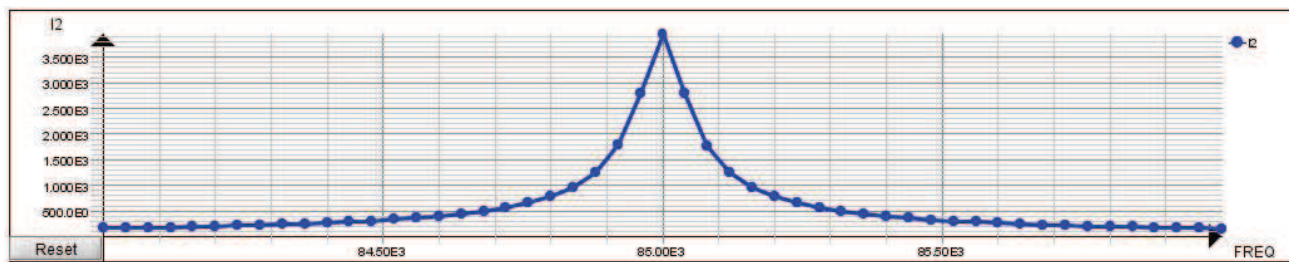


Fig. 6.42 Corrente nel circuito ricevitore in funzione della frequenza di lavoro.

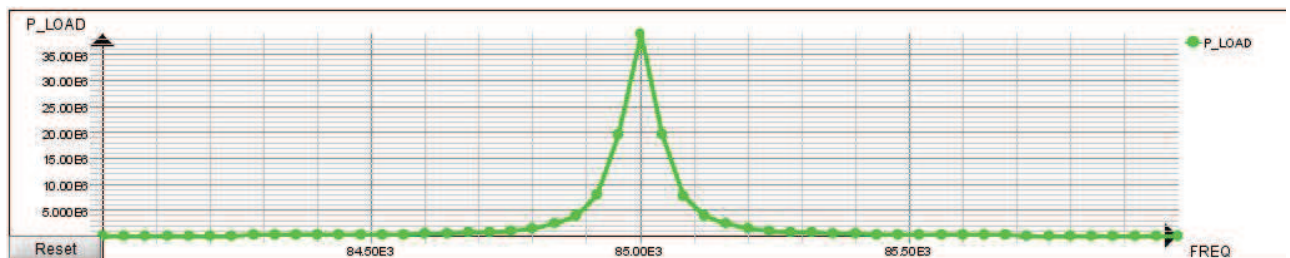


Fig. 6.43 Potenza attiva erogata al carico in funzione della frequenza di lavoro.

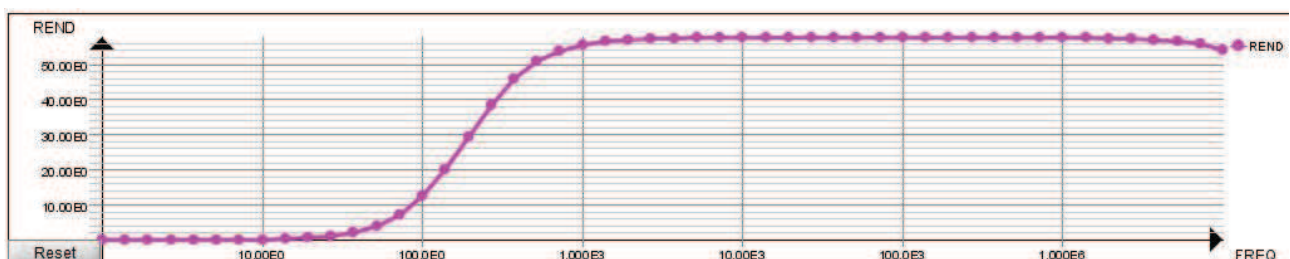


Fig. 6.44 Rendimento del sistema con rifasamento PP in funzione della frequenza di lavoro.

Come si può notare dai grafici sopra riportati e dalla tabella seguente, il sistema è caratterizzato da buoni valori di corrente e potenza trasmessa, tuttavia il suo rendimento è molto basso. Come previsto dall'analisi analitica il suo valore massimo è 0.576.

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	67.5 [MW]
I_2	3945 [A]	-90.18 [°]	P_2	39.0 [MW]
U_1	6.75 [MV]	179.75 [°]	Q_1	296.4 [kVAr]
U_2	9.816 [kV]	-90.18 [°]	Q_2	0 [VAr]
I_{C1}	10.54 [kA]	89.75 [°]	η	0.5763 [-]
I_{C2}	13.17 [A]	-0.18 [°]		

Tab.6.7 Grandezze caratteristiche del sistema con rifasamento PP a 85 kHz

6.2 FREQUENZA 140 kHz

In questa sezione sono presentati i risultati delle simulazioni eseguite alla frequenza di 140 kHz. Il sistema è stato simulato inizialmente senza rifasamento e successivamente inserendo i condensatori nelle quattro tipologie di rifasamento possibili. I circuiti elettrici ed il sistema fisico analizzato sono identici a quelli presentati per la frequenza precedente, di conseguenza essi non sono stati nuovamente riportati.

6.2.1 SISTEMA NON RIFASATO

Il sistema simulato è raffigurato in fig.6.1 ed è, come precedentemente anticipato, uguale a quello utilizzato per la simulazione ad 85 kHz.

I risultati ottenuti riguardanti il sistema non rifasato alla frequenza di 140 kHz sono molto simili a quelli ottenuti alla frequenza precedente, salvo per la potenza reattiva erogata dal generatore di corrente che in questo caso è maggiore. Gli andamenti delle grandezze fondamentali parametrizzate al variare della frequenza di alimentazione sono molto simili a quelli del caso precedente.

È stato riportato in fig.6.45 solo l'andamento del rendimento. Si può confrontare con quello di fig.6.5 notando come essi assumano valori identici.

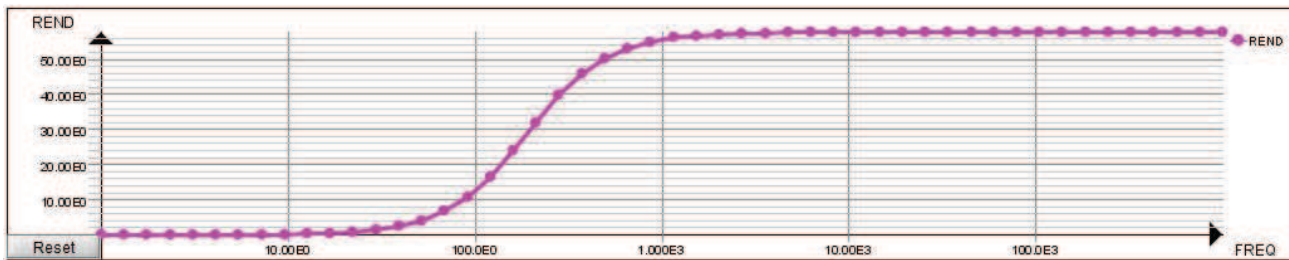


Fig. 6.45 Rendimento del sistema senza rifasamento in funzione della frequenza di lavoro.

I dati derivanti da una simulazione a singola frequenza (140 kHz) riportati nella tab.6.8 descrivono più esaurientemente il comportamento del sistema alla frequenza nominale.

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	60.76 [W]
I_2	3.743 [A]	0.127 [°]	P_2	35.02 [W]
U_1	10.55 [kV]	-90 [°]	Q_1	105.5 [kVAr]
U_2	9.357 [V]	0.127 [°]	Q_2	0 [VAr]
			η	0.5763 [-]

Tab.6.8 Grandezze caratteristiche del sistema non rifasato a 140 kHz

Da questa tabella si può notare come la maggiore potenza reattiva erogata dal generatore di corrente si giustifica dal valore più elevato di tensione U_1 e dal suo sfasamento rispetto alla corrente I_1 (più prossimo ai 90°). Per quanto riguarda il trasporto di potenza attiva e il rendimento i risultati sono uguali a quelli del caso di sistema non rifasato a 85 kHz.

6.2.2 SISTEMA RIFASATO

In questo capitolo sono riportati gli andamenti ed i valori in condizioni nominali delle grandezze caratteristiche del sistema rifasato. Sono stati riscontrati, rispetto al caso di frequenza pari a 85 kHz, due risultati imprevisti: nelle tipologie di rifasamento Serie-Serie e Parallelo-Serie non è stato possibile trovare un valore da dare al condensatore C_1 per azzerare la potenza reattiva. Questo, nel primo caso, non ha prodotto conseguenze riguardo al valore della potenza attiva trasportata, nel secondo invece il trasporto di potenza è stato drasticamente tagliato.

6.2.3 RIFASAMENTO SS

Il sistema simulato è rappresentato in fig.6.6. Come eseguito per la frequenza precedente il sistema è stato inizialmente simulato parametrizzando il valore della capacità del condensatore C_1 , poi quello della capacità C_2 e infine il valore della frequenza di alimentazione.

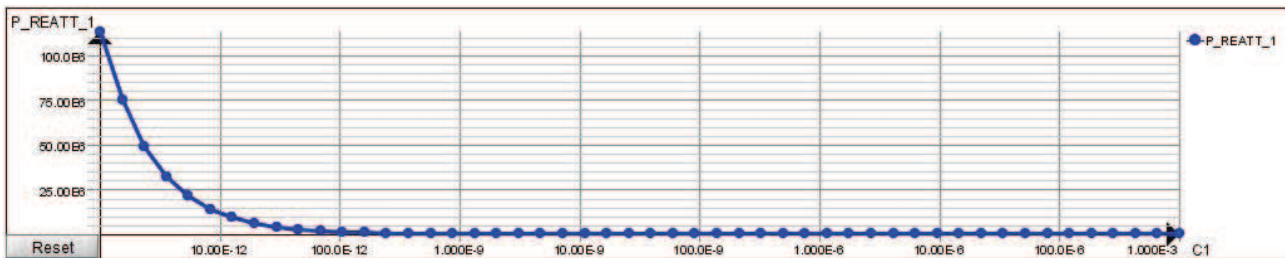


Fig. 6.46 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione la valore del condensatore C_1 .

L'immagine inserita non è abbastanza grande per poter mostrare che l'andamento della potenza reattiva non raggiunge lo zero, ma tende asintoticamente al valore di 533 kVar. È stato scelto come valore di capacità $C_1 = 100$ nF, il quale comporta un valore di potenza reattiva simile all'asintoto.

Dalla simulazione parametrizzata al variare del condensatore C_2 si può notare come il picco di corrente (e di conseguenza anche di potenza) del circuito secondario sia accordato al valore di capacità calcolata analiticamente di 927 pF.

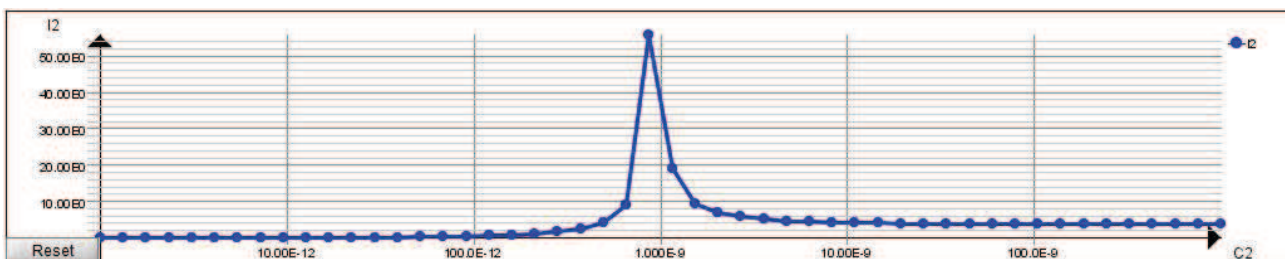


Fig. 6.47 Corrente nel circuito ricevitore in funzione del valore del condensatore C_2 .

Parametrizzando il valore della frequenza sono stati ottenuti i seguenti andamenti.

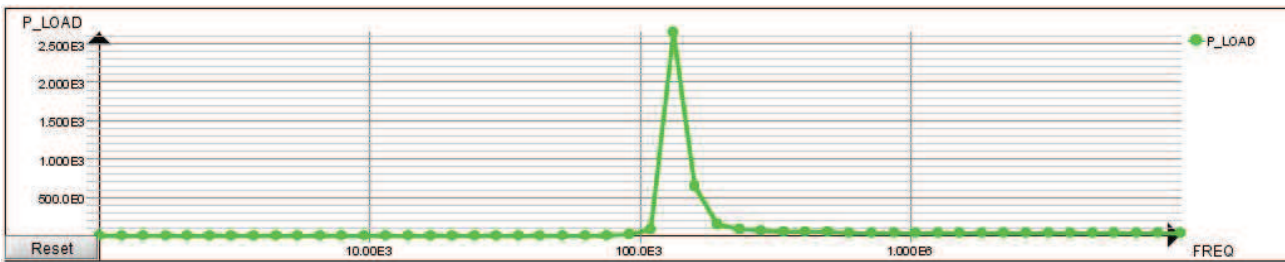


Fig. 6.48 Potenza attiva erogata al carico in funzione della frequenza di lavoro.

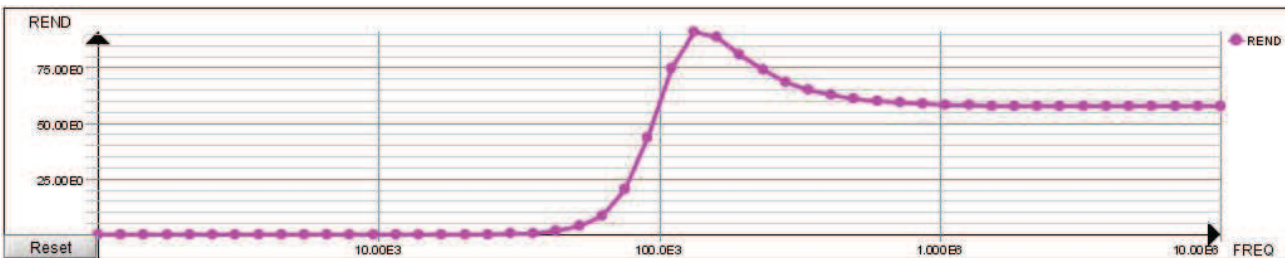


Fig. 6.49 Rendimento del sistema con rifasamento SS in funzione della frequenza di lavoro.

Dalla seguente tabella si può notare come il valore di potenza reattiva, benché non nulla, sia in rapporto molto inferiore rispetto alla potenza attiva trasmessa. Come nel caso precedente e come calcolato in via analitica, il rendimento è pari a 0.917.

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	7.675 [MW]
I_2	1678 [A]	85.11 [°]	P_2	7.040 [MW]
U_1	769.4 [kV]	176.02 [°]	Q_1	534.9 [kVAr]
U_2	4.195 [kV]	147.36 [°]	Q_2	0 [VAr]
U_{C1}	113.7 [V]	-90 [°]	η	0.9171 [-]
U_{C2}	2.06 [MV]	-122.36 [°]		

Tab.6.9 Grandezze caratteristiche del sistema con rifasamento SS a 140 kHz.

Come precedentemente puntualizzato, i valori delle grandezze in gioco sono molto elevati, impossibili da ottenere in un sistema reale. Questi valori, in un caso reale, saranno limitati dall'inverter che alimenta il sistema.

6.2.4 RIFASAMENTO SP

Il circuito elettrico accoppiato al sistema FEM è rappresentato in fig.6.29. In questo caso la risoluzione del problema ha portato a risultati molto simili a quelli ottenuti a frequenza minore, come dimostra il confronto tra le tab.6.5 e tab.6.10.

Lo studio dell'andamento della potenza reattiva erogata dal generatore rappresentato in fig.6.50 ha portato all'individuazione del valore del condensatore C_1 che la minimizza. È stato ricavato che, se $C_1 = 1.076$ nF (valore analogo a quello calcolato analiticamente e riportato nella tab.6.2), la potenza reattiva lato primario assume valore pari a $Q_1 = 177.61$ VAr.

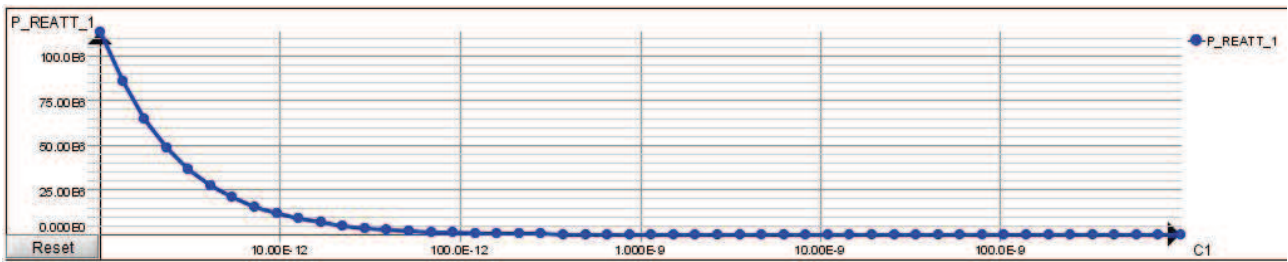


Fig. 6.50 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione la valore del condensatore C_1 .

È stata successivamente eseguita una simulazione parametrizzando il valore del condensatore C_2 ed è stato verificato che, imponendo il valore di capacità calcolato analiticamente, il sistema trasporti la sua massima potenza attiva.

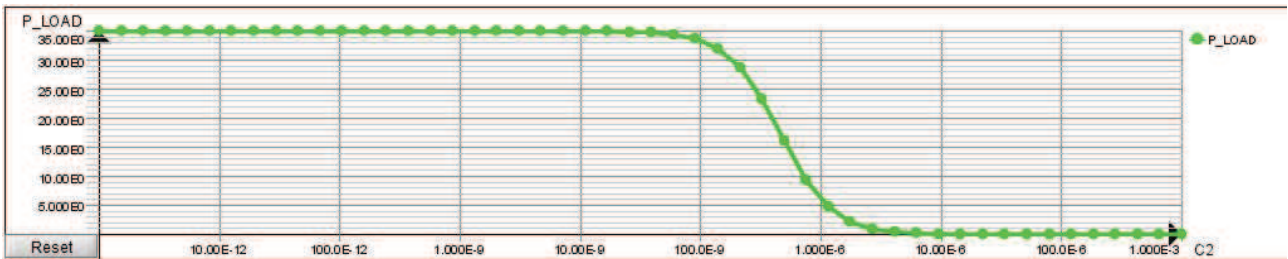


Fig. 6.51 Potenza attiva erogata al carico in funzione del valore del condensatore C_2 .

La simulazione parametrizzata al variare del valore della frequenza di lavoro ha portato ai seguenti andamenti (analoghi a quelli riscontrati per la frequenza precedente).

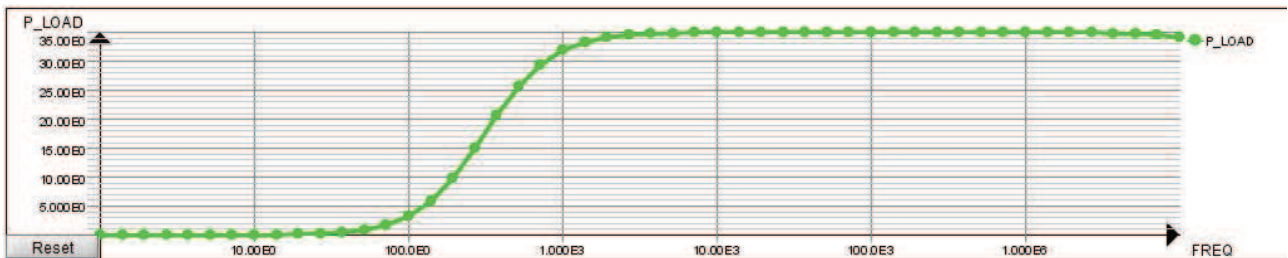


Fig. 6.52 Potenza attiva erogata al carico in funzione del valore della frequenza di lavoro.

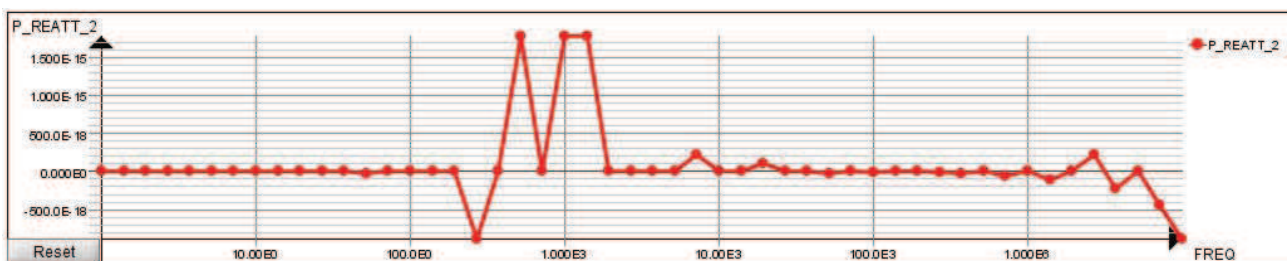


Fig. 6.53 Potenza reattiva erogata al carico in funzione del valore della frequenza di lavoro.

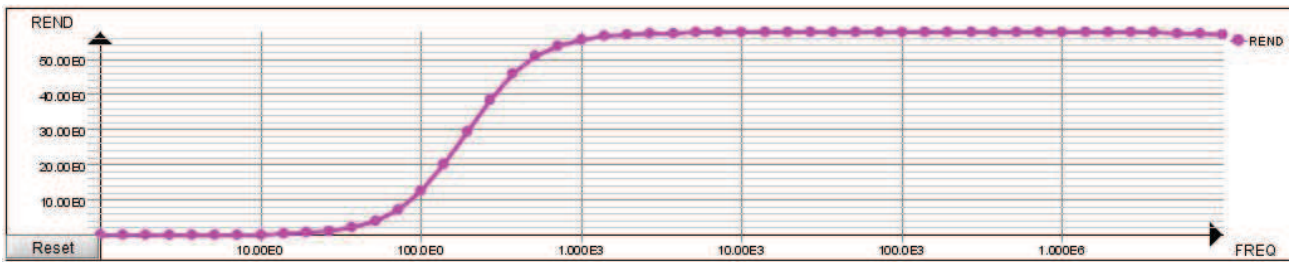


Fig. 6.54 Rendimento del sistema con rifasamento SP in funzione della frequenza di lavoro.

Infine è stata eseguita una simulazione al singolo valore di frequenza di 140 kHz. Si può notare come i risultati ottenuti siano molto simili a quelli ottenuti dalla simulazione effettuata alla frequenza di 85 kHz.

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	60.76 [W]
I_2	3.743 [A]	0 [°]	P_2	35.02 [W]
U_1	18.77 [V]	108.89 [°]	Q_1	177.6 [VAr]
U_2	9.357 [V]	0 [°]	Q_2	0 [VAr]
U_{C1}	10.57 [kV]	-90 [°]	η	0.5763 [-]
I_{C2}	7.63 [mA]	90 [°]		

Tab.6.10 Grandezze caratteristiche del sistema con rifasamento SP a 140 kHz

6.2.4 RIFASAMENTO PS

Il sistema simulato è stato rappresentato in fig.6.34.

Come precedentemente accennato, in questa configurazione di rifasamento, non è stato possibile trovare un valore di condensatore C_1 che annulli la potenza reattiva trasmessa. In questo caso inoltre il trasporto di potenza del sistema è decisamente basso, molto minore rispetto al caso simulato alla frequenza di 85 kHz.

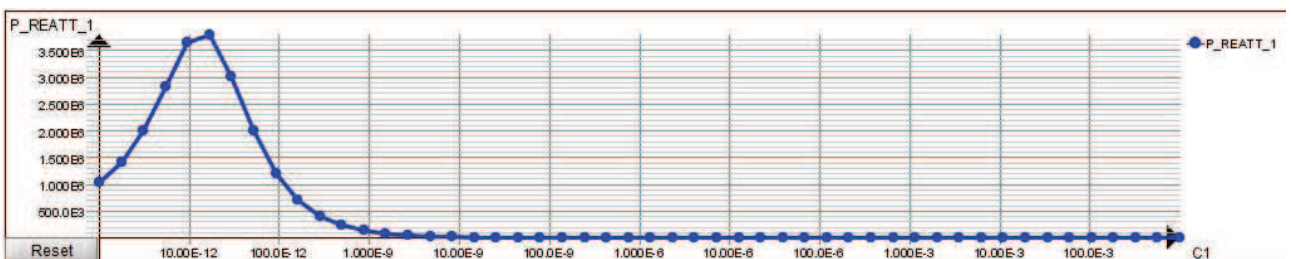


Fig. 6.55 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione la valore del condensatore C_1 .

Da questa simulazione è emerso che il valore della potenza reattiva ha un andamento che tende asintoticamente a zero. È stato scelto arbitrariamente dunque il valore di $C_1 = 100$ nF al quale corrisponde una potenza reattiva erogata dal generatore pari a $Q_1 = 1136$ VAr ed una potenza attiva trasmessa pari a 0.154 W.

Dalle simulazioni parametrizzate al variare della capacità C_2 ed al variare della frequenza di lavoro è risultato che il trasporto di potenza è molto basso. Questo si può più facilmente notare dalla tabella dei valori delle grandezze caratteristiche del sistema risultante dalla simulazione effettuata per un singolo valore di frequenza.

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	0.167 [W]
I_2	0.248 [A]	-0.902 [°]	P_2	0.154 [W]
U_1	113.68 [V]	90 [°]	Q_1	1136 [kVar]
U_2	0.620 [V]	-0.902 [°]	Q_2	0 [VAr]
I_{C1}	10 [A]	0 [°]	η	0.9171 [-]
U_{C2}	304.1 [V]	89.10 [°]		

Tab.6.11 Grandezze caratteristiche del sistema con rifasamento PS a 140 kHz.

Si può notare come il valore della potenza reattiva Q_1 sia decisamente elevata rispetto al valore della potenza attiva trasmessa. Se si fosse scelto un valore maggiore di condensatore primario in modo da diminuire la potenza reattiva, anche la potenza attiva avrebbe subito un drastico taglio. Il valore del rendimento massimo, invece, è precisamente quello calcolato analiticamente e riscontrato nel caso di $f = 85$ kHz.

6.2.4 RIFASAMENTO PP

Il circuito elettrico disegnato per questa tipologia di rifasamento è rappresentato in fig.6.40.

Come per il caso di rifasamento SP, anche in questa tipologia di rifasamento è stato trovato un valore di condensatore C_1 che minimizza la potenza reattiva erogata dal sistema. A differenza del caso precedente, però, la variazione di potenza (attiva e reattiva) trasmessa è molto più accentuata. A causa di ciò e a causa del fatto che le simulazioni sono necessariamente discretizzate, il valore scelto di condensatore ($C_1 = 1.07796$ nF) non annulla la potenza reattiva, essa assume il valore di 41.4 MVar. Questo valore è molto elevato, ma accettabile se confrontato con il valore di potenza attiva trasmessa: 173.2 MW.

Come più volte ripetuto questi valori estremamente elevati di potenze trasmesse sono puramente teorici, in un caso pratico essi saranno limitati al valore di potenza massima erogabile dall'inverter che alimenta il sistema.

Per il calcolo del condensatore C_1 è stata eseguita una simulazione al variare del suo valore.

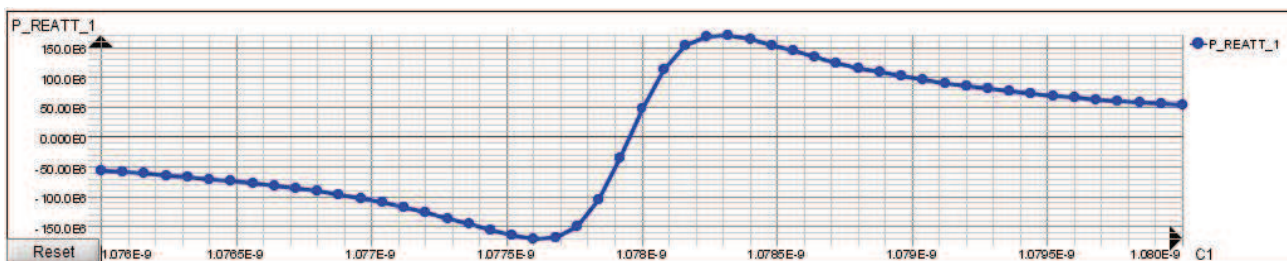


Fig. 6.56 Potenza reattiva erogata dal generatore in funzione la valore del condensatore C_1 .

Si può notare come, a seguito di una molto piccola variazione del valore di C_1 , la potenza reattiva erogata subisca una variazione molto più consistente.

È stata eseguita successivamente una simulazione al variare del valore della capacità C_2 . Essa dimostra, come per il caso di rifasamento SP, che in corrispondenza del valore di capacità calcolato analiticamente ($C_2 = 927$ pF) il sistema assuma le migliori prestazioni.

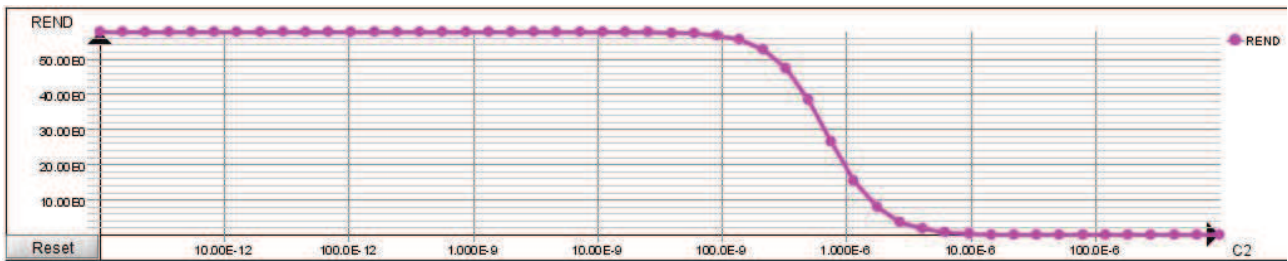


Fig. 6.57 Rendimento del sistema al variare della frequenza di lavoro.

Dalla simulazione parametrizzando il valore della frequenza sono stati ricavati i seguenti andamenti.

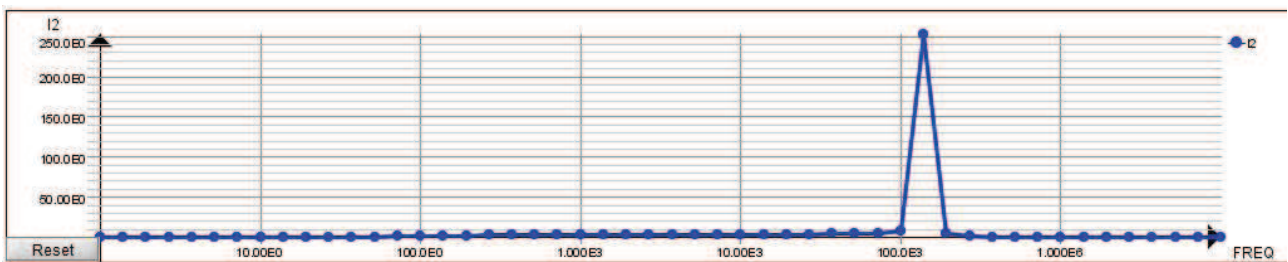


Fig. 6.58 Corrente nel circuito ricevitore in funzione della frequenza di lavoro.

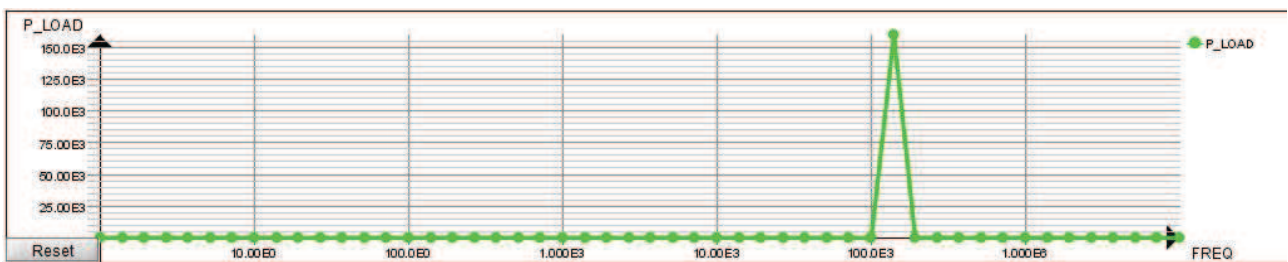


Fig. 6.59 Potenza attiva erogata al carico in funzione del valore della frequenza di lavoro.

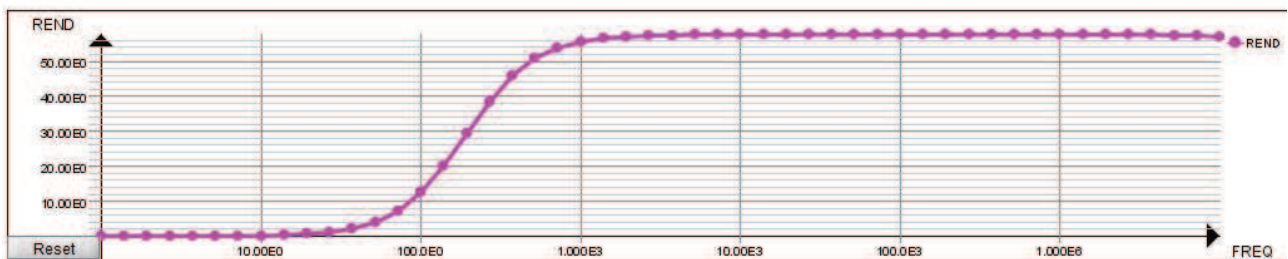


Fig. 6.60 Rendimento del sistema con rifasamento PP in funzione della frequenza di lavoro.

Si può notare che, alla frequenza di 140 kHz il sistema abbia il suo picco di prestazioni. La discretizzazione della simulazione non permette di apprezzare il valore massimo di corrente e potenza erogate al carico. È stata di conseguenza eseguita una simulazione al valore puntuale di frequenza pari a 140 kHz ed è stata ricavata la seguente tabella che riassume i valori posseduti dalle principali caratteristiche del sistema.

	Modulo	Fase		Modulo
I_1	10 [A]	0 [°]	P_1	173.2 [MW]
I_2	6318 [A]	-103.40 [°]	P_2	99.8 [MW]
U_1	17.8 [MV]	166.55 [°]	Q_1	41.4 [MVar]
U_2	15.8 [MV]	-103.40 [°]	Q_2	0 [VAr]
I_{C1}	16.9 [MV]	76.55 [°]	η	0.5763 [-]
I_{C2}	12.88 [A]	12.80 [°]		

Tab.6.12 Grandezze caratteristiche del sistema con rifasamento PP a 140 kHz

Si può notare come il sistema assuma valori decisamente elevati di queste grandezze. Bisogna però soffermarsi sul rapporto tra potenza attiva e potenza reattiva erogate dal generatore ed erogate al carico e sul valore del rendimento. Quest'ultimo è esattamente il valore previsto dall'analisi analitica del sistema.

Capitolo 7

Conclusioni

In questa tesi è stato descritto e studiato il funzionamento della tecnologia wireless per il trasporto di potenza applicata ad un sistema di ricarica per auto elettriche. Questa tecnologia è stata descritta attraverso i suoi molteplici utilizzi: dai più piccoli utilizzatori domestici ai più grandi in ambito industriale e aerospaziale, dalla ricarica della batteria del cellulare a quella dell'auto elettrica. Essa offre molteplici vantaggi dal punto di vista economico, ecologico e della sicurezza.

È stato inizialmente dimostrato come la tecnologia IPT (che utilizza due induttori affiancati) abbia migliori prestazioni rispetto alla tecnologia CPT (che utilizza due piatti di un condensatore) per la ricarica delle batterie di auto elettriche.

Successivamente sono state studiate le diverse configurazioni di rifasamento. Esso è stato inserito al fine di aumentare le prestazioni del sistema sia in termini di potenza attiva trasmessa, sia per migliorare lo sfasamento tra tensione e corrente del circuito trasmettitore (e quindi diminuire la potenza reattiva erogata dal circuito alimentante) e anche per migliorare il rendimento complessivo del sistema.

Il risultato di questo studio è che la tipologia che utilizza due condensatori inseriti in serie nei due circuiti trasmettitore e ricevitore è quella che ha le migliori prestazioni. Essa offre un notevole miglioramento del rendimento facendolo lievitare dal 57.6% del sistema non rifasato al 91.7%. Inoltre essa separa le funzioni dei due condensatori (il primo migliora il fattore di potenza, il secondo il trasporto di potenza) rendendo più stabile e prestante la condizione di massime prestazioni del sistema.

Dopo aver scelto la migliore tecnologia e il miglior rifasamento da utilizzare per l'applicazione oggetto di questo elaborato, è stata scelta la geometria degli avvolgimenti. Come modelli per tutte le simulazioni sono stati scelti due avvolgimenti circolari di dimensioni uguali. Hanno un diametro interno di 200 mm e diametro esterno di 500 mm. È stato scelto come tipologia di conduttore un cavo Litz di diametro 2.5 mm al fine di ridurre le perdite parassite per effetto pelle e per effetto di prossimità.

Data la geometria dei conduttori sono stati calcolati, attraverso sia formule analitiche sia attraverso simulazioni, alcuni parametri fondamentali del sistema: resistenza del cavo utilizzato, autoinduttanza, mutua induttanza, coefficiente di accoppiamento e fattore di qualità dei due avvolgimenti. È stata in seguito eseguita una simulazione parametrizzando il valore della dimensione dell'avvolgimento trasmettitore e quindi ricavato il valore che la grandezza dell'avvolgimento dovrebbe avere per massimizzare il coefficiente di accoppiamento. Oltre quella grandezza il flusso generato si disperderebbe eccessivamente in aria e non si concatenerebbe al circuito ricevitore.

Sono state in seguito eseguite le simulazioni, corpo centrale di questo elaborato. Sono state eseguite a due diverse frequenze, 85 kHz e 140 kHz, e per ognuna di esse è stato studiato il sistema senza rifasamento e con le quattro tipologie di rifasamento: Serie-Serie, Serie-Parallelo, Parallelo-Serie, Parallelo-Parallelo.

Per i sistemi dotati di rifasamento sono stati calcolati i valori dei condensatori sia attraverso l'approccio analitico, sia attraverso l'approccio numerico. È risultato che, mentre per le tipologie di rifasamento SP e PP questi valori coincidono, per le tipologie SS e PS non coincidono. Questo fenomeno è dovuto al fatto che, nell'analisi analitica non è stato tenuto conto del fatto che il sistema non possiede un accoppiamento perfetto, quindi nella risoluzione del circuito equivalente do-

veva essere calcolato e inserito il coefficiente di accoppiamento k . Questo si riflette sul valore del condensatore che deve essere inserito nel circuito trasmettitore al fine di minimizzare la potenza reattiva erogata dal generatore che alimenta il sistema.

Di conseguenza per la determinazione della capacità primaria è stata eseguita una simulazione parametrizzando il valore ed è stato ricavato il punto che minimizza la potenza reattiva primaria. Questo valore di capacità è stato inserito nelle successive simulazioni. Parametrizzando la capacità del condensatore del circuito ricevitore è stato dimostrato come l'analisi analitica fornisca il valore esatto di capacità che massimizza il trasporto di potenza (a meno di qualche errore di approssimazione ed arrotondamento compiuti durante il calcolo delle induttanze e della capacità).

I valori di capacità così calcolati sono stati inseriti in una simulazione parametrizzata al variare del valore della frequenza di lavoro e in seguito in una simulazione mono valore. Dalla prima sono stati ricavati gli andamenti delle principali grandezze del sistema ed è stato verificato che, alla frequenza nominale (85 kHz e 140 kHz), il sistema assuma la condizione di massimo trasporto di potenza e migliore fattore di potenza lato primario. Dalla seconda sono stati ricavati i valori di alcune delle principali grandezze del sistema alle condizioni nominali di funzionamento: corrente primaria imposta al valore di 10 A e frequenza di lavoro di 85 kHz e 140 kHz.

Da quest'ultima tipologia di simulazioni sono stati ricavati i seguenti risultati a 85 kHz:

	Non Rifasato	Rifasamento SS	Rifasamento SP	Rifasamento PS	Rifasamento PP
P_1	60.76 [W]	828.8 [kW]	60.76 [W]	3.09 [MW]	67.5 [MW]
P_2	35.02 [W]	760.1 [kW]	35.02 [W]	2.83 [MW]	39.0 [MW]
Q_1	64039 [VAr]	67.13 [VAr]	85.32 [VAr]	-4.803 [VAr]	296.4 [kVAr]
Q_2	0.2564 [VAr]	0 [VAr]	0 [VAr]	0 [VAr]	0 [VAr]
η	0.5763 [-]	0.9171 [-]	0.5763 [-]	0.9171 [-]	0.5763 [-]

Tab.7.1 Grandezze fondamentali del sistema al variare della configurazione di rifasamento a 85 kHz.

A 140 kHz sono stati ricavati i seguenti risultati:

	Non Rifasato	Rifasamento SS	Rifasamento SP	Rifasamento PS	Rifasamento PP
P_1	60.76 [W]	7.675 [MW]	60.76 [W]	0.167 [W]	173.2 [MW]
P_2	35.02 [W]	7.040 [MW]	35.02 [W]	0.154 [W]	99.8 [MW]
Q_1	105.5 [kVAr]	534.9 [kVAr]	177.6 [VAr]	1136 [kVAr]	41.4 [MVar]
Q_2	0 [VAr]	0 [VAr]	0 [VAr]	0 [VAr]	0 [VAr]
η	0.5763 [-]	0.9171 [-]	0.5763 [-]	0.9171 [-]	0.5763 [-]

Tab.7.2 Grandezze fondamentali del sistema al variare della configurazione di rifasamento a 140 kHz.

Da queste tabelle si può notare come i valori delle grandezze fondamentali siano in alcuni casi molto elevati. Come più volte puntualizzato, essi assumono questi valori in quanto il programma utilizzato non permette la generazione di potenza limitata sia in tensione che in corrente. Quindi, imponendo solo una delle due quantità, la potenza può assumere qualsiasi valore senza essere limitata. In un caso reale, tuttavia, il controllo elettronico sarà limitato al valore di potenza massima che l'inverter potrà erogare, quindi tutti i valori saranno ridimensionati. Lo stesso controllo elettronico inoltre, aggiusterà il valore di frequenza alla quale il sistema lavorerà in funzione del valore al quale il sistema entra in risonanza. In questo modo gli errori di stima delle induttanze e calcolo delle capacità saranno mitigati.

Si può notare che i valori ottenuti di rendimento di tutte le tipologie di configurazione rispecchiano perfettamente quelli ottenuti dall'analisi analitica: le tipologie di rifasamento SS e PS raggiungono un rendimento migliore rispetto alle altre configurazioni.

Per quanto riguarda il trasporto di potenza, è stato dimostrato che il sistema che assume una condizione più stabile è quello SS ad entrambe le frequenze. Infatti le configurazioni di rifasamento PS e PP, che hanno un valore di potenza trasportata analoga o maggiore rispetto alla configurazione SS, trasportano un valore potenza reattiva che, ad una variazione minima di capacità primaria o frequenza, aumenta in modo inaccettabile.

Si può concludere che, per l'applicazione studiata e malgrado questo elaborato studi l'andamento numerico delle grandezze del sistema simulato, la configurazione migliore utilizzabile è la tecnologia IPT con rifasamento Serie-Serie. Esso avrà un buon fattore di potenza lato primario ed uno sfasamento nullo tra tensione e corrente del lato secondario. Inoltre questa configurazione permette il miglior trasporto di potenza rispetto alle altre tecnologie studiate.

8 - Bibliografia

- 1) Mercato auto Italia: 42° mese di calo. www.alvolante.it
- 2) Witricity Products. www.witricity.com
- 3) Fotovoltaico nel 2014. Ecco lo scenario per l' Italia. www.fotovoltaiconorditalia.it
- 4) Il fotovoltaico 'senza incentivi' sarà un boom e farà molto male alle utility. www.qualenergia.it
- 5) M. Kesler, *Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance*, ©WiTricity Corporation, 2013.
- 6) *Global EV Outlook – Understanding the Electric Vehicle Landscape to 2020*, © 2013 Global EV Outlook.
- 7) *Verso la e-mobility: Le sfide da affrontare*. www.fiabrussels.com
- 8) *Auto elettrica. Il punto di vista Deloitte*. www.deloitte.com
- 9) *DM 5 luglio 2012 - Incentivi Fotovoltaico Quinto Conto Energia*
- 10) S. Chopra, *Contactless Power Transfer for Electric Vehicle Charging Application*, Master Thesis, Delft University of Technology, 2011
- 11) Udaya K. Madawala, Paul Schweizer and Vinzenz V. Haerri “*Living and Mobility*”- *A Novel Multipurpose in-house Grid Interface with Plug in Hybrid BlueAngel*, Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE Conference on
- 12) Duleepa J. Thrimawithana, Udaya K. Madawala, *A Contactless Bi-directional Power Interface for Plug-in Hybrid Vehicles*, Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE
- 13) Don A. G. Pedder, Andrew D. Brown, J. Andrew Skinner, *A Contactless Electrical Energy Transmission System*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Volume:46 , Issue: 1)
- 14) G.A.J. Elliott, J.T. Boys, G.A. Covic, *A Design Methodology for Flat Pick-up ICPT Systems*, Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on
- 15) C. Auvigne, P. Germano, D. Ladas, Y. Perriard, *A Dual-topology ICPT Applied to an Electric Vehicle Battery Charger*, Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on

- 16) Chao Liu, Aiguo Patrick Hu, Mickel Budhia, *A Generalized Coupling Model for Capacitive Power Transfer Systems*, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society
- 17) Jean-Romain Sibué, Gatien Kwimang, Jean-Paul Ferrieux, Gérard Meunier, James Roudet, and Robert Pèriot, *A Global Study of a Contactless Energy Transfer System: Analytical Design, Virtual Prototyping, and Experimental Validation*, Power Electronics, IEEE Transactions on (Volume:28 , Issue: 10)
- 18) Hideaki Abe, Hiroshi Sakamoto, and Koosuke Harada, *A Noncontact Charger Using a Resonant Converter with Parallel Capacitor of the Secondary Coil*, Industry Applications, IEEE Transactions on (Volume:36 , Issue: 2)
- 19) Vinzenz V. Haerri, Udaya K. Madawala, Duleepa J. Thrimawithana, Rinaldo Arnold, Aleksandar Maksimovic, *A Plug-In Hybrid "Blue-Angel III" for Vehicle to Grid System with a Wireless Grid Interface*, Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE
- 20) Bill Kramer, Sudipta Chakraborty, Benjamin Kroposki, *A Review of Plug-in Vehicles and Vehicle-to-Grid Capability*, Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE
- 21) Willett Kempton, Victor Udo, Ken Huber, Kevin Komara, Steve Letendre, Scott Baker, Doug Brunner, Nat Pearre, *A Test of Vehicle-to-Grid (V2G) for Energy Storage and Frequency Regulation in the PJM System*
- 22) Ning Yin , GuizhiXu , Qingxin Yang , Jun Zhao , XuewenYang , Jianqiang Jin , Weinong Fu , and Mingui Sun, *Analysis of Wireless Energy Transmission for Implantable Device Based on Coupled Magnetic Resonance*, Magnetics, IEEE Transactions on (Volume:48 , Issue: 2)
- 23) Xia Chen-yang, Li Chao-wei, Zhang Juan, *Analysis of Power Transfer Characteristic of Capacitive Power Transfer System and Inductively Coupled Power Transfer System*, Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC), 2011 International Conference on
- 24) Dylan C. Erb, Omer C. Onar and Alireza Khaligh, *Bi-Directional Charging Topologies for Plug-in Hybrid Electric Vehicles*, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE
- 25) Bai Liangyu, Tang Houjun, Liu Chao, *Bi-directional Contactless Inductive Power Transfer System Modeling and verifying*,
- 26) Michael K. Hidrue, George R. Parsons, Willett Kempton, Meryl P. Gardner, *Can Vehicle-to-Grid Revenues Improve Market for Electric Vehicles?*,
- 27) Artur J. Moradewicz, Marian P. Kazmierkowski, *Contactless Energy Transfer System With FPGA-Controlled Resonant Converter*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Volume:57 , Issue: 9)

- 28) R.M. Miskiewicz, A.J. Moradewicz, *Contactless power interface for plug-in electric vehicles in V2G systems*, Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences. Volume 59, Issue 4
- 29) Mickel Budhia, Grant A. Covic, John T. Boys, *Design and Optimisation of Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems*, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE
- 30) Zhen Ning Low, Raul Andres Chinga, Ryan Tseng, Jenshan Lin, *Design and Test of a High-Power High-Efficiency Loosely Coupled Planar Wireless Power Transfer System*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Volume:56 , Issue: 5)
- 31) Chwei-Sen Wang, Oskar H. Stielau, Grant A. Covic, *Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Volume:52 , Issue: 5)
- 32) Hanbiao Nong, Jianhui Lin, *Design of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems for Instrumented Wheelset*, Electronic Measurement & Instruments, 2009. ICEMI '09. 9th International Conference on
- 33) O.H. Stielau, G.A. Covic, *Design of loosely coupled inductive power transfer systems*, Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on
- 34) Andre Lorico, Joachim Taiber, Tamer Yanni, *Effect of Inductive Power Technology Systems on Battery-Electric Vehicle Design*, IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society
- 35) Aristeidis Karalis, J.D. Joannopoulos, Marin Soljagic, *Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer*, ScienceDirect, Annals of Physics 323 (2008) 34–48
- 36) American Wire Gauge (AWG) Sizes and Current Limits. <http://www.keywolf.com/>
- 37) Makkonen, Nuutinen, Honkapuro, Silventoinen, Partanen, Lassila, Kaipia, *Intelligent Electric Car Charging System*, INCA Report
- 38) Chao Hu, Yue Sun, Chun-sen Tang, Zhi-hui Wang, *Optimal Design of Electromagnetic Coupling Mechanism for ICPT System*, Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2013 8th IEEE Conference on
- 39) Jesús Sallán, Juan L. Villa, Andrés Llombart, José Fco. Sanz, *Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Volume:56 , Issue: 6)
- 40) Xun Liu, W. M. Ng, C.K. Lee, S. Y. (Ron) Hui, *Optimal Operation of Contactless Transformers with Resonance in Secondary Circuits*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE

- 41) Vivek Kumar Sharma, Mukesh Kumar, *Optimization of Design Parameters For 45 W ICPT System*, Engineering and Systems (SCES), 2013 Students Conference on
- 42) Chang-Yu Huang, John T. Boys, Grant A. Covic, Mickel Budhia, *Practical Considerations for Designing IPT System for EV Battery Charging*, Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE
- 43) Manuele Bertoluzzo, Mude Kishore Naik, Giuseppe Buja, *Preliminary investigation on contactless energy transfer for electric vehicle battery recharging*, Industrial and Information Systems (ICIIS), 2012 7th IEEE International Conference on
- 44) Chunbo Zhu, Chunlai Yu, Kai Liu, Rui Ma, *Research on the Topology of Wireless Energy Transfer Device*, Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE
- 45) Chunbo Zhu, Kai Liu, Chunlai Yu, Rui Ma, Hexiao Cheng, *Simulation and Experimental Analysis on Wireless Energy Transfer Based on Magnetic Resonances*, Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE
- 46) Jianguai Li, Qingxin Yang, Haiyan Chen, Junhua Wang, *Study and Application of Contact-less Electrical Energy Transmission System*, Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE
- 47) Zhang Bingyi, Liu Hongbin, Feng Guihong, *Study of the Separable Transformer Used in Contactless Electrical Energy Transmission System*, Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES
- 48) Wenzhen Fu, Bo Zhang, Dongyuan Qiu, *Study on Frequency-tracking Wireless Power Transfer System by Resonant Coupling*, Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International
- 49) A. Briones, J. Francfort, P. Heitmann, M. Schey, S. Schey, J. Smart, *Vehicle-to-Grid (V2G) Power Flow Regulations and Building Codes Review by the AVTA*, Idaho National Laboratory Idaho Falls, Idaho 83415
- 50) Willett Kempton, Jasna Tomic, *Vehicle-to-grid power implementation: From stabilizing the grid to supporting large-scale renewable energy*, Journal of Power Sources Volume 144, Issue 1, 1 June 2005, Pages 280–294
- 51) J. O. Mur-Miranda, G. Fanti, Y. Feng, K. Omanakuttan, R. Ongie, A. Setjoadi, N. Sharpe, *Wireless Power Transfer Using Weakly Coupled Magnetostatic Resonators*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE
- 52) Shu-Hui Cheng, David Chavez, *Wireless Power Transfer*,
- 53) André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljacic, *Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances*, Science 6 July 2007: Vol. 317 no. 5834 pp. 83-86, DOI: 10.1126/science.1143254