



Politecnico di Torino

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
Laurea magistrale Ingegneria Elettrica

Modellistica di una struttura trifase da 100kW per la trasmissione wireless e statica della potenza

Candidato:
Mario Giuffrida
Student ID. 230704

Relatore:
Prof. Paolo Guglielmi

Anno accademico 2017/2018

Sommario

Questo progetto di tesi è incentrato sulla ricerca di nuove soluzioni per quanto riguarda il trasferimento di potenza induttivo(ICPT) per applicazioni di ricarica statica. Lo scopo è quello di riuscire a trasferire 100kW di potenza sul carico a 400V; per soddisfare queste specifiche sono state analizzate diverse strutture, comparandole tra di loro. L'elemento innovativo è lo studio di un sistema trifase per il trasferimento della potenza con l'aggiunta di tutti gli accoppiamenti possibili tra gli avvolgimenti; viene studiato l'impatto dei singoli accoppiamenti sul trasferimento di potenza, in modo da avere, alla fine della tesi, un'idea generale sul tipo di struttura e di avvolgimento da utilizzare. Sebbene lo scopo della tesi sia quello di utilizzare una struttura trifase, all'inizio verranno studiate alcune configurazioni monofase, per poi passare ad una struttura trifase che verrà continuamente modificata, non casualmente, ma seguendo alcuni accorgimenti che derivano dalla teoria sulle strutture trifase e dalle simulazioni effettuate.

Il sistema è stato analizzato e le simulazioni sono state effettuate mediante l'ausilio del software *Orcad Cadence PSpice*, mentre, per quanto riguarda la teoria sul modello trifase, è stato utilizzato *Matlab* per illustrare alcuni concetti . Il risultato cui si è arrivati in questa tesi può essere in futuro utile per una simulazione più realistica del sistema e la costruzione fisica degli avvolgimenti.

Ringraziamenti

Questa tesi è dedicata a coloro che mi sono stati vicini in questi anni e mi hanno aiutato a raggiungere questo traguardo.

Contents

<i>Sommario</i>	i
Sommario	i
Ringraziamenti	iii
Introduzione	1
1 Trasferimento Wireless di Potenza Introduzione	3
1.1 Sviluppo tecnologico	3
1.2 Sistemi di ricarica batteria senza contatto	4
1.2.1 Trasferimento di potenza con radiazioni	4
1.2.2 Trasferimento di potenza senza radiazioni	4
1.3 Trasferimento di potenza induttivamente accoppiato (ICPT)	5
1.4 Obiettivo della tesi	6
2 Soluzioni commerciali	11
2.1 Bombardier	11
2.1.1 PRIMOVE charging	12
2.1.2 PRIMOVE battery	13
2.1.3 PRIMOVE Mitrac	13
2.2 Conductrix-Wampfler	14
2.2.1 IPT Rail	15
2.2.2 IPT Floor	15
2.2.3 IPT Charge	16
2.3 Qualcomm Halo IPT	16
2.4 Kaist	18
3 Teoria del sistema monofase	19
3.1 Teoria elettomagnetica	19
3.1.1 Modello di accoppiamento magnetico	19
3.1.1.1 Modello elettromagnetico	20

3.1.1.2	Circuito equivalente a T	21
3.2	Compensazione serie-serie	22
3.2.1	Normalizzazione	24
3.3	Tipologie aggiuntive di compensazione	26
3.3.1	Serie-Parallelo	26
3.3.2	Parallelo-Serie, Parallelo-Parallelo e LCC	27
4	Teoria del sistema trifase	31
4.1	Potenza monofase vs potenza trifase	31
4.1.1	Potenza monofase	31
4.1.2	Potenza trifase	32
4.2	Condensatore di alimentazione	33
4.3	Configurazioni fisiche	36
4.3.1	Struttura avvolgimenti	36
4.3.2	Matrice di accoppiamento magnetico	38
4.4	Modello analitico	38
5	Simulazioni	41
5.1	Introduzione al capitolo	41
5.2	Caso 1	41
5.3	Caso 2	44
5.4	Caso 3	48
5.5	Caso 4	53
5.6	Caso 5	57
5.7	Caso 6	61
5.8	Caso 7	66
5.9	Caso 8	70
5.10	Caso 9	75
5.11	Introduzione teorica ai capitoli successivi	78
5.12	Caso 10	80
5.13	Caso 11	83
5.14	Caso 12	86
6	Considerazioni conclusive	91
	List of Figures	99
	Bibliography	101

Introduzione

Questa tesi ha lo scopo di studiare diversi sistemi ICPT per il trasferimento della potenza, in particolare per applicazioni di ricarica wireless statica. Nel primo capitolo viene descritta la storia e le diverse tipologie di sistemi per il trasferimento wireless di potenza; viene inoltre presentato il progetto ASSURED, focalizzandosi sul progetto di ricarica statica. Nel capitolo due vengono presentate le principali soluzioni commerciali ed esempi applicativi di sistemi ICPT. Nel capitolo tre vengono esposti i fondamenti teorici per lo studio di un sistema ICPT monofase, si ricava il circuito equivalente del sistema e vengono presentate le diverse tipologie di compensazione. Nel capitolo quattro viene presentata la teoria fondamentale per lo studio dei sistemi ICPT trifase: non vengono, infatti, sviluppati modelli complessi del sistema o studiate le funzioni di trasferimento tra le diverse grandezze, ma vi sono i fondamenti teorici per comprendere tutte le decisioni fatte nel capitolo 5. Quest'ultimo ha lo scopo di costruire passo dopo passo un sistema ICPT trifase partendo da una struttura monofase; per ciascun caso vengono riportate alcune grandezze elettriche che possono essere rilevanti al fine della realizzazione pratica della struttura. Nell'ultimo si fa un riassunto di quanto visto e si fanno delle considerazioni generali su come potrebbero essere costruiti gli avvolgimenti per questa tipologia di sistema. Infine, nell'appendice si possono trovare degli script fatti con *Matlab* che sono stati usati per la costruzione delle equazioni del sistema trifase.

Chapter 1

Trasferimento Wireless di Potenza Introduzione

1.1 Sviluppo tecnologico

Nell'ultimo decennio si è parecchio intensificata la ricerca scientifica sul trasferimento di potenza wireless, arrivando anche alla commercializzazione sul mercato di prodotti che si basano su questa tecnologia. Tra le diverse motivazioni che hanno portato ad un maggior interesse in questo campo, sicuramente lo sviluppo delle tecnologie legate ai convertitori di potenza, assieme alla necessità di maggior tutele ambientali hanno giocato un ruolo predominante. Oggi, infatti, si è acquisita maggiore consapevolezza del problema ambientale e delle emissioni inquinanti: l'auto elettrica, la ricarica wireless delle batterie vanno verso una direzione comune, la riduzione dell'inquinamento delle nostre città e la promozione di un futuro più green. Negli anni '70 presso l'Università di Berkeley si era cercato di spingersi in questa direzione: si era sviluppato un prototipo di autobus a 35 posti, che correva su un binario lungo 200 m, con una distanza dal suolo di 7 cm, alimentato a 60kW. A causa della tecnologia disponibile al momento, il rendimento complessivo di questo sistema era di poco superiore al 50 per cento e quindi difficilmente poteva essere preso in considerazione. Fu nel 2007 al MIT di Boston che venne introdotto un nuovo concetto che diverrà fondamentale per gli sviluppi successivi: nel trasferimento di 60 W di potenza, necessari per accendere una lampadina posta ad una distanza di due metri, vennero messi in risonanza sia il sistema sorgente che quello ricevente. Ciò consentiva di trasferire potenza ad una distanza superiore rispetto ai casi precedenti, con un rendimento altrettanto superiore. Al giorno d'oggi tutti i sistemi per i trasporti utilizzano il sistema della risonanza, ma a seconda dell'applicazione, sono disponibili anche altre

tipologie di soluzione.

1.2 Sistemi di ricarica batteria senza contatto

Lo scopo di un sistema di ricarica per batteria senza necessità di contatto fisico è quello di trasferire grandi quantità di potenza con elevata efficienza. Vi sono diverse metodologie per trasferire potenza in aria; di seguito, usando le referenze [2] e [4] vengono presentate le diverse metodologie, differenti principalmente per potenza da trasferire e per la distanza da coprire.

1.2.1 Trasferimento di potenza con radiazioni

Questo tipo di trasferimento di potenza viene realizzato mediante la propagazione, a grande distanza, di onde elettromagnetiche; in generale quando la distanza tra trasmettitore e ricevitore è molto maggiore della lunghezza d'onda λ si ricade in questo caso. Vi sono tre tipologie di trasferimento con radiazioni:

- **Trasferimento di potenza in radio-frequenza (RFPT)**: normalmente le onde in radio frequenza vengono utilizzate per trasmettere segnali, ma vi sono anche studi per l'alimentazione di carichi a bassa potenza mediante RF
- **Trasferimento di potenza con microonde (MPT)**: il trasferimento di potenza avviene mediante microonde in un range di frequenza da 300MHz a 300GHz. Questo sistema è piuttosto complesso da realizzare con costi molto elevati ed è per tale motivo che non trova applicazione nella ricarica delle batterie.
- **Trasferimento di potenza con Laser (LPT)**: questa tecnologia, che consiste nell'indirizzare onde laser in celle fotovoltaiche, trova scarsa applicazione pratica

1.2.2 Trasferimento di potenza senza radiazioni

In questo caso la distanza tra trasmettitore e ricevitore è inferiore alla lunghezza d'onda λ dell'onda propagata. La frequenza di impiego è nell'ordine di kHz/MHz, in base alla potenza da trasferire e alla distanza. Si distinguono tre tipi di trasferimento di potenza senza radiazioni:

1.3. TRASFERIMENTO DI POTENZA INDUTTIVAMENTE ACCOPPIATO (ICPT)5

- **Trasferimento di potenza capacitivo (CPT):** per trasferire potenza viene sfruttato il campo elettrico generato tra due elettrodi; questo implica che il sistema non è adatto per le alte potenze che implicherebbero una tensione elevata tra gli elettrodi con possibilità di danneggiare l'isolante
- **Trasferimento di potenza induttivo (IPT):** attraverso il fenomeno dell'induzione elettromagnetica è possibile trasferire potenza da un sistema emettitore ad un ricevitore, purchè posti molto vicini uno all'altro. Il vantaggio di questa struttura è di poter trasferire potenza, anche elevata con altissimo rendimento; lo svantaggio è che man mano che emettitore e ricevitore vengono allontanati, aumentando il flusso disperso in aria, il rendimento del sistema crolla.
- **Trasferimento di potenza induttivamente accoppiato (ICPT):** aggiungendo elementi reattivi è possibile risolvere il problema del sistema IPT, facendolo risuonare ad una frequenza f_0 . Questo sistema è meno costoso rispetto agli altri e viene impiegato in applicazioni di media distanza, dove la bobina ricevente è posta ad una distanza che può raggiungere 10 volte il diametro della bobina sorgente. Si possono trovare in alcune applicazioni bobine di ripetizione interposte tra sorgente e ricevente per incanalare flusso magnetico e consentire di aumentare il rendimento del sistema.

1.3 Trasferimento di potenza induttivamente accoppiato (ICPT)

Il cuore del sistema di trasferimento di potenza induttivamente accoppiato (ICPT) è composto da due bobine accoppiate in aria, senza nucleo magnetico, che risuonano ad una precisa frequenza di risonanza f_0 grazie alla presenza di elementi reattivi opportunamente aggiunti. In base a quali elementi reattivi si aggiungono e dove vengono piazzati il sistema assume diverse proprietà. Nella figura 1.1 viene mostrato un sistema ICPT nel caso più generale possibile.

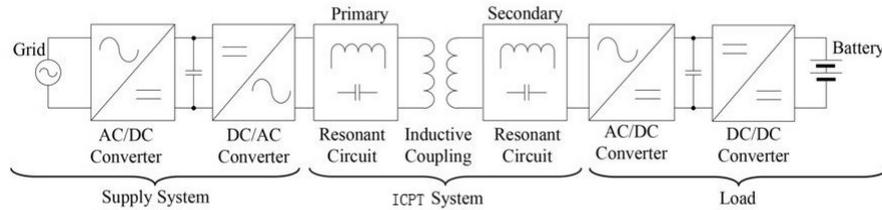


Figure 1.1: Generico sistema ICPT

Il sistema di alimentazione che viene connesso direttamente alla rete comprende un convertitore AC/DC che può anche essere preceduto da un filtro passivo per la rete ed un convertitore DC/AC che controlla la tensione di alimentazione della bobina al primario. Il sistema ICPT è costituito dalle bobine accoppiate con i rispettivi elementi passivi di compensazione. Il carico invece è costituito da un raddrizzatore e può essere seguito da un convertitore DC/DC, utile per controllare il processo di carica della batteria. Prima della batteria viene inserito un filtro per ridurre il ripple di tensione sul carico e limitare i problemi di compatibilità elettromagnetica con l'ambiente. L'assenza di contatto fisico, connettori e conduttori porta una serie di vantaggi: l'isolamento galvanico, l'abbattimento dei costi di manutenzione per conduttori e connettori, la possibilità di trasferire potenza anche in ambienti difficili, umidi o polverosi e sicuramente una maggiore semplicità e praticità per l'utente finale che non deve utilizzare alcun conduttore. Lo svantaggio principale è la presenza di campi elettromagnetici che possono perturbare l'ambiente circostante ed essere anche nocivi per l'uomo e che devono essere necessariamente schermati.

1.4 Obiettivo della tesi

In questa tesi verrà sviluppato un sistema di ricarica wireless statico per il progetto ASSURED(<https://assured-project.eu/>).

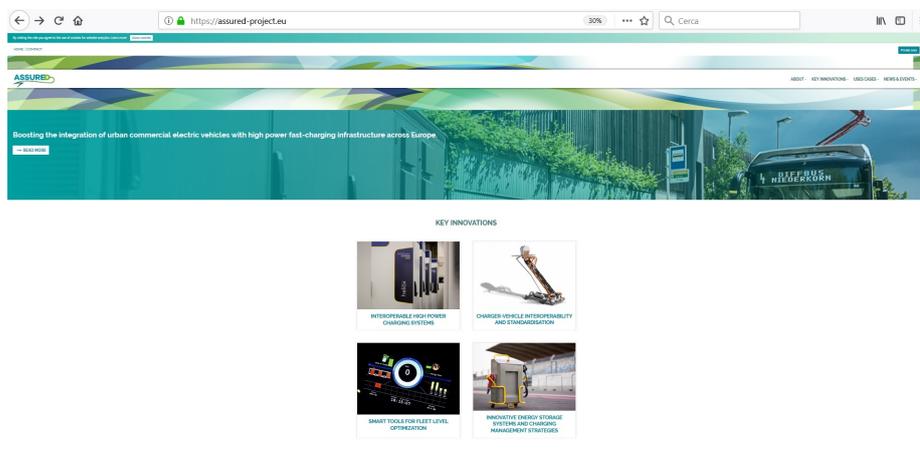


Figure 1.2: Sito progetto

ASSURED mira ad incrementare l'elettrificazione dei veicoli commerciali urbani e la loro integrazione con sistemi di ricarica rapida. Questo progetto è partito nell'Ottobre del 2017 con lo scopo di sviluppare e testare soluzioni ad alta potenza per applicazioni urbane e pesanti ad esempio bus per il trasporto pubblico, autocompattatori, camion per consegne e veicoli commerciali leggeri. Questi saranno equipaggiati con sistemi di ricarica rapida automatici, cioè senza la necessità di interazione umana durante il processo di ricarica. Le soluzioni di ricarica testate da ASSURED includono diversi tipi di pantografi, ricarica plug-in e wireless. Lo scopo è la ricarica di diversi veicoli usando la stessa infrastruttura; se il progetto avrà successo permetterà di ridurre i costi e supportare la standardizzazione di elementi dell'infrastruttura. Nel progetto sono coinvolti diversi partners tra cui il nostro ateneo.

8CHAPTER 1. TRASFERIMENTO WIRELESS DI POTENZA INTRODUZIONE

PARTNERS

The ASSURED consortium brings together relevant actors along the entire value chain of electrified urban vehicles. The consortium comprises OEMs, fast charging suppliers, electricity suppliers, grid operators, engineering and technology organisations, associations, as well as research and academic institutions.



Figure 1.3: Logo progetto

Entrando nello specifico, questa tesi mira a sviluppare un sistema di ricarica wireless statica per un doblò elettrico sviluppato da Tofas.



Figure 1.4: Doblò elettrico

Le principali specifiche del sistema di ricarica sono elencate a seguire:

- Potenza massima da trasmettere al carico 100kW
- Tensione massima sul carico 400V DC
- Tensione di alimentazione 650V DC
- Frequenza di funzionamento 85kHz secondo la norma IEC 61980-1
- Sistema ICPT trifase

Chapter 2

Soluzioni commerciali

Il WPT è una tecnologia che nel corso del tempo va sempre più perfezionandosi e consolidandosi e che trova applicazione in numerosi campi: gli impianti biomedici, i trasporti, la trasmissione di potenza elettrica e l'illuminazione sono alcune tra le tante possibili applicazioni. In particolare nel settore dei trasporti, da ormai diversi anni, le imprese stanno puntando su questa nuova tecnologia, indicandola come il futuro della mobilità sostenibile; l'assenza di elementi visibili e l'eliminazione dei cavi da collegare al veicolo per la ricarica sono vantaggi considerevoli di questa tecnologia. Diverse soluzioni sono state sviluppate per applicazioni urbane (bus, auto, tram) e non; di seguito si procede con l'analisi dei principali prodotti commerciali ideati da imprese operanti nel settore.

2.1 Bombardier

Con PRIMOVE, Bombardier ha introdotto una tecnologia il cui scopo è quello di ridurre le emissioni di CO₂ , eliminare l'inquinamento acustico, garantire una carica rapida con minime perdite, cercando di minimizzare l'ingombro dei prodotti per garantire una più facile manutenzione e una maggiore capacità di trasporto dei passeggeri. La gamma PRIMOVE, mostrata in figura 2.1, è articolata in 3 soluzioni: charging, battery e propulsion and control.

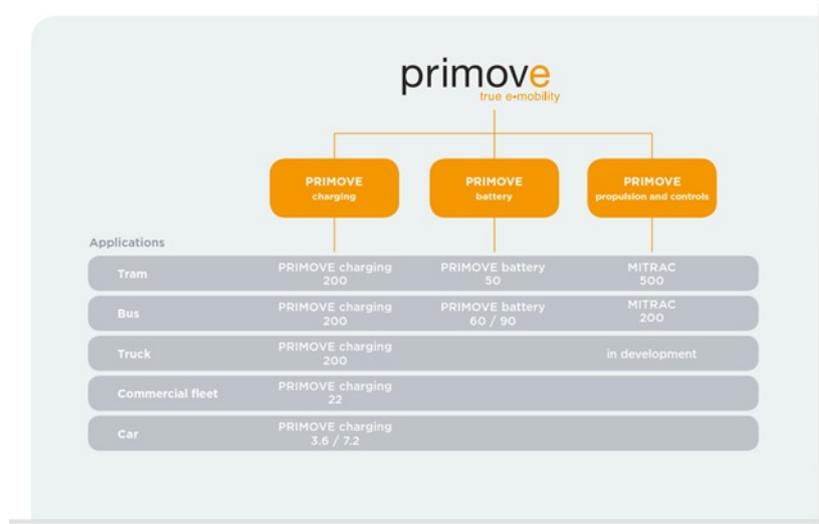


Figure 2.1: La gamma Primove

2.1.1 PRIMOVE charging

Il PRIMOVE charging è basato sul trasferimento di potenza mediante accoppiamento induttivo tra un trasmettitore installato sotto terra ed un ricevitore installato sotto al veicolo. Il trasferimento di potenza può avvenire sia in condizioni di movimento (dynamic charging) o statiche (static charging). Un esempio di applicazione, mostrata in figura 2.2, è quello del tram: vengono infatti installati segmenti di carica alla fermata del tram, eliminando quindi la necessità di impiegare linee in aria. Sfruttando la combinazione di ricarica statica e dinamica è possibile instaurare un funzionamento continuo, riducendo l'investimento per l'infrastruttura.

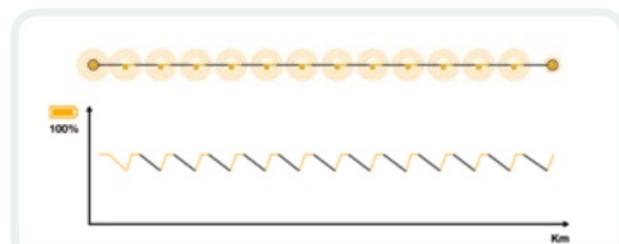


Figure 2.2: PRIMOVE charging via tram

Altro esempio di applicazione è quello degli e-bus, dove alle fermate del bus sono piazzate delle stazioni di ricarica in modo tale da ricaricare le batterie mentre i passeggeri salgono o scendono dal bus.

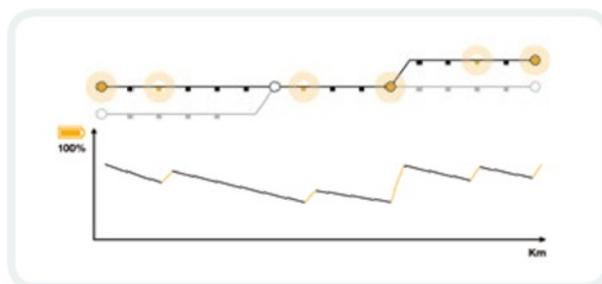


Figure 2.3: PRIMOVE charging via ebus

2.1.2 PRIMOVE battery

Altro prodotto di Bombardier è il PRIMOVE battery, batterie gli ioni di litio (Li-Ion), dotate di un sistema interno di monitoraggio della tensione, corrente e temperatura. La gestione intelligente della batteria(BMS) assicura un periodo di vita utile della batteria dai 6 agli 8 anni. Sono disponibili per gli e-bus e per i tram; per questi ultimi vi sono 2 tipologie. 1) Premium PRIMOVE tram solution che si utilizza per i mezzi senza catenarie e viene accoppiata alla ricarica wireless vista in precedenza. 2) Standard PRIMOVE tram solution che viene impiegata per tram con catenaria già esistente. Queste batterie, infatti, possono essere ricaricate per via conduttiva dalla catenaria o wireless col PRIMOVE charging.



Figure 2.4: PRIMOVE battery

2.1.3 PRIMOVE Mitrac

Ultimo prodotto di Bombardier è il PRIMOVE Mitrac, disponibile sia per e-bus, sia per tram con funzionamento analogo. Questo trasforma la potenza delle batterie e la potenza esterna proveniente da un sistema di ricarica convenzionale o induttivo in potenza di trazione AC per motori di

trazione; è disponibile anche l'alimentazione in bassa tensione a 24 V e quella a 400 V per i servizi ausiliari. Il Mitrac, inoltre, può recuperare energia generata dal motore quando il mezzo è in discesa o sta rallentando, al fine di ricaricare le batterie. Tutta la conversione di potenza per la trazione e i servizi ausiliari è integrata nella scatola Mitrac: questo rende il sistema di propulsione più piccolo e compatto.

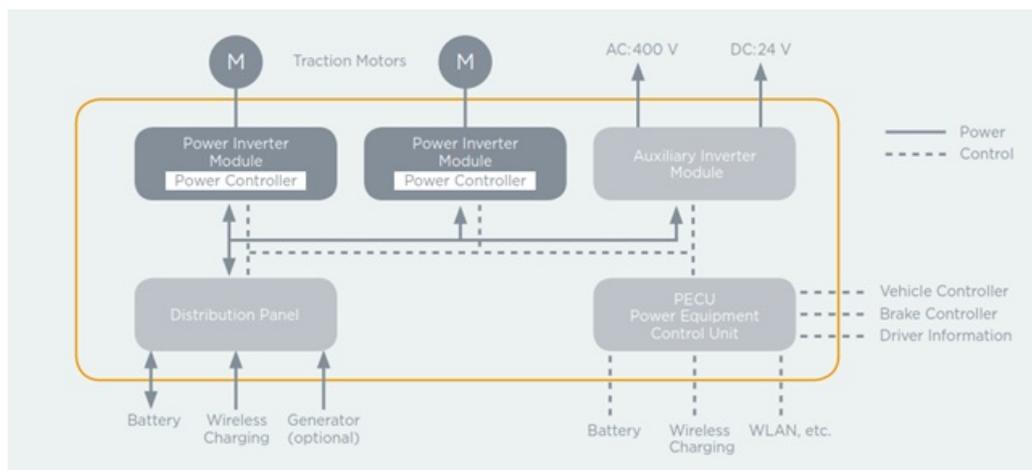


Figure 2.5: PRIMOVE mitrac

2.2 Conductrix-Wampfler

Il sistema IPT sviluppato da Conductrix-Wampfler è il primo sistema di trasferimento di potenza senza contatto su vasta scala e che ha rivoluzionato il modo in cui le macchine mobili possono essere alimentate con l'energia elettrica. Prendendo come riferimento un trasformatore tradizionale, al primario la bobina è stata sostituita con cavi disposti in modo tale da formare un percorso chiuso che il veicolo dovrà fare; il secondario è libero di muoversi rispetto al primario a qualunque velocità. Così facendo il primario ed il secondario non sono più accoppiati mediante un nucleo fisso. La frequenza di impiego è 20 kHz che permette il trasferimento di potenza attiva tra i due avvolgimenti mediante l'aria. La corrente alternata indotta viene regolata mediante un circuito di controllo. Per riuscire a trasferire le informazioni sul controllo, questa azienda ha sviluppato un sistema, denominato iDat 2, che assicura al segnale la dovuta separazione e non interferenza con altri sistemi basati su radiofrequenze; questo sistema è determinante per lo scambio dati tra il veicolo in movimento e il sistema sorgente. Quest'impresa mette a disposizione sul mercato 3 tipi di prodotti che sfruttano il trasferimento

induttivo di potenza: IPT Rail, IPT Floor ed IPT Charge.

2.2.1 IPT Rail

Il primo consiste in una rotaia posta lateralmente all'applicazione ed è destinato principalmente all'uso in ambito industriale lungo le catene di produzione; al primario ha inseriti dei condensatori per compensare l'alta induttanza presente nel sistema. Al secondario sono presenti un nucleo magnetico ad E con annessa bobina ricevitrice e regolatore che fornisce una tensione in DC, 560 V che va ad alimentare l'inverter. Le potenze trasferibili dipendono dal modulo installato che può essere da 750 W o 4 kW.

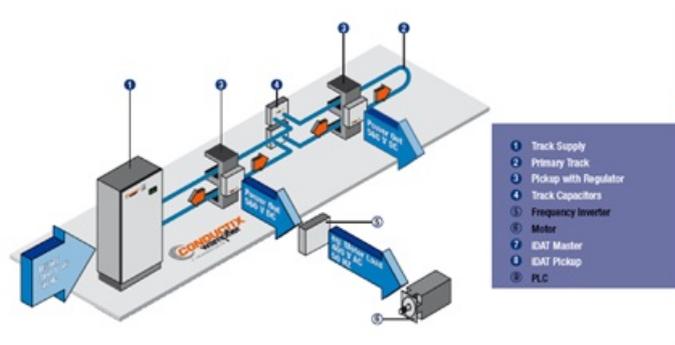


Figure 2.6: IPT Rail

2.2.2 IPT Floor

Per movimentare veicoli che debbano muoversi con maggior libertà, ad esempio muletti o AGV, si è sviluppata la tecnologia IPT Floor. Il primario è sostanzialmente come il caso precedente con in più la segmentazione del circuito che richiede l'implementazione del sistema iDat per poter alimentare solo i segmenti di cui si necessita per guidare il veicolo lungo il percorso. Al secondario si ha un nucleo con la forma ad F e potenze disponibili 750 W o 2.5 kW. Se si è in grado di elettrificare opportunamente i vari segmenti al passaggio del veicolo può eliminare completamente la parte di storage del veicolo. L'applicazione è quella industriale, all'interno di capannoni o aree adibite a movimentare le merci.

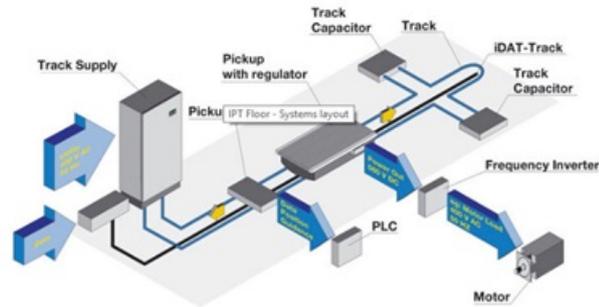


Figure 2.7: IPT Floor

2.2.3 IPT Charge

L'ultima prodotto, l'IPT charge è un sistema di accoppiamento induttivo che consente una ricarica automatica ed efficace di tutti i tipi di batterie e non necessita in alcun modo di interventi da parte dell'operatore. Questa tecnologia viene utilizzata principalmente per ricaricare batterie di: auto, bus elettrici, carrelli industriali e moltissimi altri veicoli. Le potenze in gioco possono raggiungere i 60 kW; al fine del calcolo della potenza richiesta dal veicolo è presente un circuito di controllo che monitora diversi parametri, stato di carica delle batterie, tensione, temperatura etc.

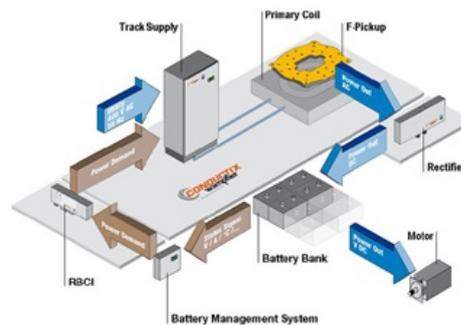


Figure 2.8: IPT Charge

2.3 Qualcomm Halo IPT

Nel 2011 la Qualcomm ha acquistato l'Halo IPT, azienda creata dall'Università di Auckland che ha sviluppato la tecnologia di ricarica wireless per veicoli elettrici a partire dagli anni '90

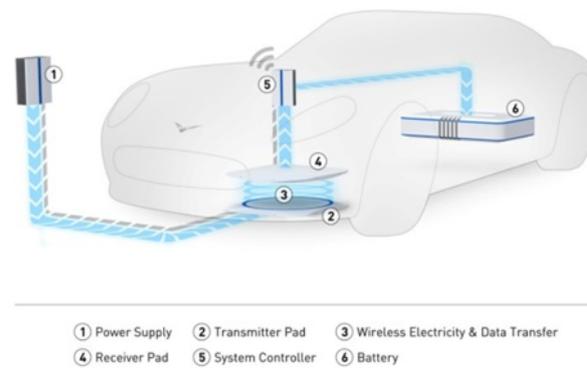


Figure 2.9: Ricarica wireless veicoli elettrici

Il sistema da loro impiegato prevede l'impiego di un pad trasmettitore e ricevitore opportunamente dimensionati, un controllore di sistema che include l'elettronica di potenza e le comunicazioni WiFi ed è in grado di monitorare le grandezze e lo stato del sistema ed una batteria che alimenta il motore elettrico. La frequenza di risonanza scelta dagli sviluppatori è di 85 kHz poiché rappresenta il giusto compromesso tra l'ottimo tecnico e l'interazione con altre applicazioni a radiofrequenze. Si riportano esempi applicativi realizzati dall'impresa

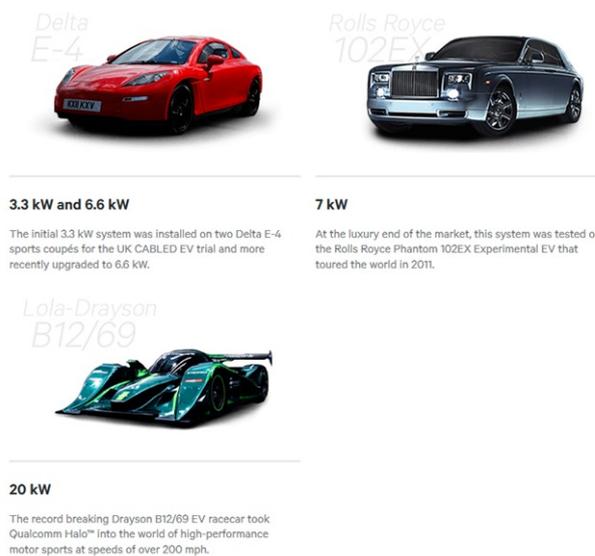


Figure 2.10: Prodotti Qualcomm

2.4 Kaist

Una delle università più all'avanguardia nello sviluppo della IPT è il Korea Advanced Institute of Science and Technology che ha progettato e realizzato veicoli elettrici urbani, gli OLEV, Online Electric Vehicle; questi possono essere ricaricati alla fermata del bus o durante la guida e non richiedono pantografo. Sono stati commercializzati sia i tram OLEV sia i bus OLEV. Il bus funziona con una potenza di 100 kW, un rendimento massimo dell'85 per cento ed una frequenza operativa di 20 kHz; l'energia viene trasmessa con un gap d'aria tra i due avvolgimenti di 17 cm. OLEV riceve la potenza attraverso l'applicazione della tecnologia "Shaped Magnetic Field in Resonance" (SMFIR): la potenza viene trasmessa da cavi elettrici posati sotto la superficie della strada al ricevitore posto nell'OLEV. La lunghezza delle strisce per la trasmissione della potenza è di circa il 5-15 per cento dell'intera strada. L'OLEV ha circa un terzo della batteria che viene installata su un veicolo che viene ricaricato durante il funzionamento su strada. La strada è in grado di distinguere un OLEV da una regolare automobile, attivando il trasferimento di potenza quando l'OLEV è sopra la striscia e disattivandolo per altri veicoli.



Figure 2.11: Autobus Kaist

Chapter 3

Teoria del sistema monofase

3.1 Teoria elettomagnetica

Di seguito vengono riportate le principali nozioni teoriche ed equazioni necessarie per la comprensione e lo studio di un sistema ICPT.

3.1.1 Modello di accoppiamento magnetico

Per prima cosa bisogna trovare un circuito capace di descrivere un accoppiamento magnetico tra due avvolgimenti; a tal fine si utilizza la *Legge di Faraday-Neumann-Lenz*

$$v = -\frac{d\lambda}{dt} = -L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

che afferma che la tensione indotta su un avvolgimento si oppone, da qui il segno meno, alla variazione nel tempo del flusso sull'avvolgimento stesso. Sfruttando la ben nota legge

$$\lambda = L \cdot I \quad (3.2)$$

che vale anche per i flussi mutui, basta sostituire all'autoinduttanza il valore della mutua, la 3.1, può essere riscritta come

$$v = -L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.3)$$

Le convenzioni che vengono introdotte nello studio dei circuiti elettrici devono necessariamente sottostare alla fisica del fenomeno dell'induzione elettromagnetica: se nell'analisi del circuito equivalente viene utilizzata la convenzione del generatore, il segno meno viene mantenuto in quanto il flusso, che ha lo stesso segno della corrente indotta, ha verso opposto rispetto alla

forza elettromotrice indotta. La convenzione del carico, invece, non necessita del segno meno perchè la corrente ha verso opposto rispetto alla forza elettromotrice.

3.1.1.1 Modello elettromagnetico

Supposto di avere due avvolgimenti mutuamente accoppiati mostrati in figura 3.1 si scrivono le equazioni magnetiche.

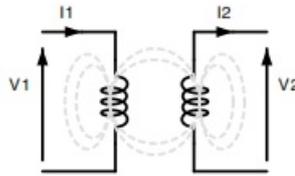


Figure 3.1: Avvolgimenti accoppiati.

$$\begin{cases} \lambda_1 = \lambda_{11} - \lambda_{12} & (3.4a) \\ \lambda_2 = \lambda_{21} - \lambda_{22} & (3.4b) \end{cases}$$

sostituendo 3.2 nelle equazioni 3.4a e 3.4b si ottiene

$$\begin{cases} \lambda_1 = L_1 i_1 - M_{12} i_2 & (3.5a) \\ \lambda_2 = M_{21} i_1 - L_2 i_2 & (3.5b) \end{cases}$$

I segni meno vengono giustificati dalle convenzioni utilizzate. In questo caso al primario è stata scelta la convenzione del carico, la forza elettromotrice ha già segno opposto alla corrente; mentre a secondario è stata scelta la convenzione del generatore, la forza elettromotrice ha lo stesso segno della corrente. Applicando 3.1 alla 3.5a e 3.5b si perviene alle equazioni

$$\begin{cases} v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt} & (3.6a) \\ v_2 = M_{21} \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} & (3.6b) \end{cases}$$

Riscrivendo le precedenti equazioni nel dominio dei fasori si ottiene

$$\begin{cases} V_1 = j\omega L_1 I_1 - j\omega M_{12} I_2 & (3.7a) \\ V_2 = j\omega M_{21} I_1 - j\omega L_2 I_2 & (3.7b) \end{cases}$$

Questo set di equazioni può essere rappresentato dal circuito elettrico equivalente 3.2

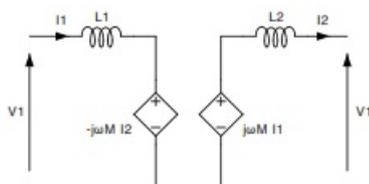


Figure 3.2: Modello circuitale accoppiamento mutuo

Nella 3.2 si è supposto che vi sia un unico valore di mutua, M che è stato usato per descrivere l'accoppiamento tra gli avvolgimenti.

3.1.1.2 Circuito equivalente a T

Al posto del circuito mostrato in figura 3.2, dotato di generatori di tensione pilotati, in alcuni casi, può essere più semplice utilizzare *il circuito equivalente a T* mostrato in figura 3.3, che si ottiene manovrando le equazioni degli avvolgimenti mutuamente accoppiati

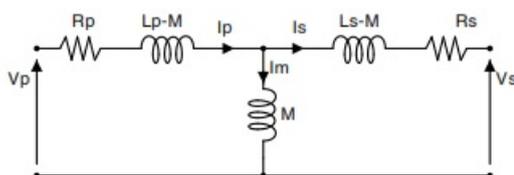


Figure 3.3: Circuito equivalente a T.

In questo modello si ipotizza uguale numero di spire a primario e secondario. A livello di parametri M rappresenta la mutua induttanza, mentre L_P-M e L_S-M rappresentano le induttanze di dispersione al primario e al secondario. Nei sistemi ICPT il coefficiente di accoppiamento k è molto basso, visto che non si ha un vero nucleo magnetico e l'accoppiamento è fatto in aria; ciò implica un valore di mutua molto basso, quindi M è prossimo a L_P . R_P e R_S rappresentano, invece, rispettivamente le perdite nel rame nell'avvolgimento a primario e nel secondario.

3.2 Compensazione serie-serie

Dopo aver presentato il modello di mutuo accoppiamento tra due avvolgimenti, viene introdotta ed analizzata *la compensazione di tipo serie-serie*. Partendo dal circuito 3.2 questa compensazione prevede di aggiungere un condensatore in serie all'induttore, sia nell'avvolgimento primario che secondario, come mostrato in figura 3.4.

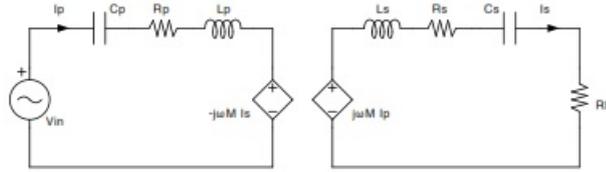


Figure 3.4: Circuito equivalente di una compensazione SS.

Questa è una delle configurazioni più semplici da realizzare nella pratica e permette di ottenere il trasferimento di potenze elevate con ottimo rendimento. Tra i vantaggi di questa struttura vi è la possibilità di alimentarla direttamente in tensione con un inverter (VSI), senza la necessità di aggiungere induttanze aggiuntive. L'analisi di questo circuito può essere svolta in modi differenti. Tuttavia, la tecnica di analisi più impiegata è quella dell'impedenza riflessa presentata negli articoli [5] e [6] ed è qui riportata. Il primo passo è determinare l'impedenza al primario Z_P e al secondario Z_S

$$\begin{cases} Z_P = j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} + R_P & (3.8a) \\ Z_S = j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_S + R_L & (3.8b) \end{cases}$$

E' possibile semplificare il circuito usando la *teoria dell'impedenza riflessa* che prevede il calcolo dell'impedenza equivalente del secondario, vista dal primario attraverso il rapporto tra la forza elettromotrice al primario $-j\omega M i_S$ e la corrente al primario i_P (figure 3.5).

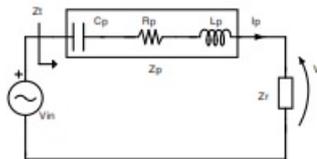


Figure 3.5: Impedenza riflessa e d'ingresso.

Dal circuito in figura 3.4, the **limpedenza riflessa** Z_R può essere calcolata come

$$Z_R = \frac{-j\omega M i_S}{i_P} = \frac{-j\omega M}{i_P} \cdot \frac{j\omega M i_P}{Z_S} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (3.9)$$

Sostituendo 3.27b in 3.9, si ottiene

$$Z_R = \frac{j\omega^3 M^2 C_S (1 - \omega^2 L_S C_S) + \omega^4 M^2 C_S^2 R_{eq}}{(1 - \omega^2 L_S C_S)^2 + (\omega C_S R_{eq})^2} \quad (3.10)$$

dove $R_{eq} = R_S + R_L$. Può essere utile ai fini pratici estrarre la parte reale ed immaginaria della 3.10:

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{Z_R\} = \frac{\omega^4 M^2 C_S^2 R_{eq}}{(1 - \omega^2 L_S C_S)^2 + (\omega C_S R_{eq})^2} & (3.11a) \\ \operatorname{Im}\{Z_R\} = \frac{\omega^3 M^2 C_S (1 - \omega^2 L_S C_S)}{(1 - \omega^2 L_S C_S)^2 + (\omega C_S R_{eq})^2} & (3.11b) \end{cases}$$

Se la capacità a secondario è scelta in modo tale da risuonare con l'autoinduttanza al secondario

$$C_S = \frac{1}{\omega_0^2 L_S} \quad (3.12)$$

allora l'impedenza riflessa alla frequenza di risonanza si riduce a

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{Z_{R,0}\} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} & (3.13a) \\ \operatorname{Im}\{Z_{R,0}\} = 0 & (3.13b) \end{cases}$$

Nell'ultima equazione si vede come la parte immaginaria dell'impedenza riflessa è nulla, ovvero si tratta di carico resistivo. Quindi al primario deve essere inserita una capacità in grado di compensare solamente l'autoinduttanza al primario.

$$C_P = \frac{1}{\omega_0^2 L_P} \quad (3.14)$$

Adesso si vuole valutare la potenza trasmessa da primario a secondario e il rendimento del sistema. La potenza è data da

$$P_T = \operatorname{Re}\{Z_R\} \cdot i_P^2 \quad (3.15)$$

e può essere aumentata, aumentando la parte reale dell'impedenza riflessa. Guardando l'equazione 3.13a si vede come la potenza trasferita può essere incrementata aumentando la mutua tra i due avvolgimenti, la frequenza di

risonanza e diminuendo la resistenza di carico. L'efficienza è calcolata considerando le perdite resistive a primario e secondario

$$\eta = \eta_P \cdot \eta_S = \frac{\operatorname{Re}\{Z_R\}}{R_P + \operatorname{Re}\{Z_R\}} \cdot \frac{R_L}{R_S + R_L} \quad (3.16)$$

Infine l'**impedenza d'ingresso** Z_T , che è quella vista dal ponte ad H al primario, guardando la figura (figure 3.5), viene calcolata come

$$Z_T = Z_P + Z_R \quad (3.17)$$

alla frequenza di risonanza si ottiene

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{Z_{T,0}\} = R_P + \operatorname{Re}\{Z_{R,0}\} = R_P + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} & (3.18a) \\ \operatorname{Im}\{Z_{T,0}\} = 0 & (3.18b) \end{cases}$$

3.2.1 Normalizzazione

Può essere utile valutare l'**impedenza normalizzata** Z_N per estrarre dal sistema parametri come auto e mutua induttanza e concentrarsi solo sul comportamento generale del sistema. Si definisce impedenza normalizzata $Z_{R,0}$

$$Z_N = \frac{Z_T}{\operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} = \frac{\operatorname{Re}\{Z_T\} + j \operatorname{Im}\{Z_T\}}{\operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} \quad (3.19)$$

La parte reale ed immaginaria dell'impedenza normalizzata Z_N sono rispettivamente

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{Z_N\} = \frac{\operatorname{Re}\{Z_R\}}{\operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} & (3.20a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \operatorname{Im}\{Z_N\} = -\frac{1}{\omega C_P \cdot \operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} + \frac{\omega L_P}{\operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} + \frac{\operatorname{Im}\{Z_R\}}{\operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} & (3.20b) \end{cases}$$

L'impedenza normalizzata può essere riscritta in modo diverso usando la frequenza normalizzata u , il fattore di qualità primario Q_P , il fattore di qualità secondario Q_S che sono così definiti

$$\begin{cases} u = \frac{\omega}{\omega_0} & (3.21a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} Q_P = \frac{L_P R_{eq}}{\omega_0 M^2} = \frac{R_{eq}}{\omega_0^3 C_P M^2} & (3.21b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} Q_S = \frac{\omega_0 L_S}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_0 C_S R_{eq}} & (3.21c) \end{cases}$$

La 3.20a può essere riscritta come segue usando 3.11a, 3.13a e 3.21a

$$\operatorname{Re}\{Z_N\} = \frac{\omega^4}{\omega_0^2} \cdot \frac{(C_S R_{eq})^2}{(1 - \omega^2 C_S L_S)^2 + (\omega C_S R_{eq})^2} = \frac{u^4}{\left(\frac{1}{\omega_0 C_S R_{eq}} - \frac{u^2 \omega_0 L_S}{R_{eq}}\right)^2 + u^2}$$

Sostituendo la 3.21c, la **parte reale dell'impedenza normalizzata** $\operatorname{Re}\{Z_N\}$ diventa

$$\operatorname{Re}\{Z_N\} = \frac{u^4}{(Q_S - u^2 Q_S)^2 + u^2} = \frac{u^4}{Q_S^2 (1 - u^2)^2 + u^2} \quad (3.22)$$

La 3.20b è composta da tre termini. Il primo può essere riscritto usando l'espressione 3.21a e 3.21b

$$\frac{1}{\omega C_P \cdot \operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} = \frac{1}{\omega C_P} \cdot \frac{R_{eq}}{\omega_0^2 M^2} = \frac{1}{u} \cdot \frac{R_{eq}}{\omega^3 C_P M^2} = \frac{Q_P}{u} \quad (3.23)$$

Il secondo termine può essere riscritto usando l'equazione 3.21a e 3.21c

$$\frac{\omega L_P}{\operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} = \frac{\omega L_P R_{eq}}{\omega_0^2 M^2} = \frac{u \cdot L_P R_{eq}}{\omega_0 M^2} = u \cdot Q_P \quad (3.24)$$

La terza equazione può essere scritta come

$$\begin{aligned} \frac{\operatorname{Im}\{Z_R\}}{\operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} &= \frac{\omega^3 M^2 C_S (1 - \omega^2 L_S C_S)}{(1 - \omega^2 L_S C_S)^2 + (\omega C_S R_{eq})^2} \cdot \frac{R_{eq}}{\omega_0^2 M^2} \\ &= \frac{\omega^3}{\omega_0^2} \cdot \frac{C_S R_{eq} (1 - \omega^2 L_S C_S)}{(1 - \omega^2 L_S C_S)^2 + (\omega C_S R_{eq})^2} \end{aligned}$$

Sostituendo 3.21a si ottiene

$$\frac{\operatorname{Im}\{Z_R\}}{\operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} = \frac{u^3 \cdot \left(\frac{1}{\omega_0 C_S R_{eq}} - u^2 \frac{\omega_0 L_S}{R_{eq}}\right)}{u^2 + \left(\frac{1}{\omega_0 C_S R_{eq}} - u^2 \cdot \frac{\omega_0 L_S}{R_{eq}}\right)^2}$$

e usando l'espressione 3.21b diventa

$$\frac{\operatorname{Im}\{Z_R\}}{\operatorname{Re}\{Z_{R,0}\}} = \frac{u^3 Q_S (1 - u^2)}{u + Q_S^2 (1 - u^2)^2} \quad (3.25)$$

Ora che tutti e tre i termini sono stati trovati, la parte immaginaria dell'impedenza normalizzata diventa

$$\operatorname{Im}\{Z_N\} = \frac{(1 - u^2) \cdot [u^4 (Q_S - Q_P Q_S^2) + u^2 (2Q_P Q_S^2 - Q_P) - Q_P Q_S^2]}{u^3 + u Q_S^2 (1 - u^2)^2} \quad (3.26)$$

3.3 Tipologie aggiuntive di compensazione

3.3.1 Serie-Parallelo

La *compensazione serie-parallelo (SP)* consiste nel compensare la reattanza induttiva del sistema usando due capacitori: il primo è piazzato in serie con l'avvolgimento primario mentre il secondo è piazzato in parallelo con l'avvolgimento secondario. Il circuito equivalente di un sistema ICPT con compensazione SP è presentato in figura 3.6.

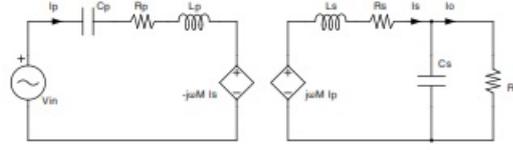


Figure 3.6: Circuito equivalente ICPT con compensazione SP.

Per l'analisi del sistema con compensazione SP si usa la stessa tecnica usata nella compensazione SS: il primo passo consiste nella determinazione dell'impedenza a primario e secondario.

$$\begin{cases} Z_P = j\omega L_P + \frac{1}{j\omega C_P} + R_P & (3.27a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} Z_S = j\omega L_S + \frac{R_L}{1 + j\omega C_S R_L} + R_S & (3.27b) \end{cases}$$

Trascurando per semplicità il contributo di R_P e R_S , si determina l'impedenza riflessa come Z_R

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (3.28)$$

che ha la stessa forma che avevamo visto per la compensazione SS. Sostituendo 3.27b in 3.29

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega C_S R_L) [R_L (1 - \omega^2 C_S L_S) - j\omega L_S]}{R_L^2 (1 - \omega^2 C_S L_S)^2 + (\omega L_S)^2} \quad (3.29)$$

e, anche qui, estraendo la parte reale ed immaginaria di 3.29 si perviene a

$$\begin{cases} \text{Re}\{Z_R\} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{R_L^2 (1 - \omega^2 C_S L_S) + (\omega L_S)^2} & (3.30a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \text{Im}\{Z_R\} = \frac{\omega^3 M^2 [C_S R_L^2 (1 - \omega^2 C_S L_S) - L_S]}{R_L^2 (1 - \omega^2 C_S L_S)^2 + (\omega L_S)^2} & (3.30b) \end{cases}$$

Se la capacità a secondario è scelta in modo da compensare l'autoinduttanza al secondario alla frequenza di risonanza

$$C_S = \frac{1}{\omega_0^2 L_S} \quad (3.31)$$

l'impedenza riflessa alla frequenza di risonanza sarà

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Re}\{Z_{R,0}\} = \frac{M^2 R_L}{L_S^2} \end{array} \right. \quad (3.32a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Im}\{Z_{R,0}\} = -\frac{\omega_0 M^2}{L_S} \end{array} \right. \quad (3.32b)$$

Qui si può notare una differenza rispetto alla compensazione SS: la parte immaginaria dell'impedenza riflessa non è più zero, quindi il valore i capacità deve essere scelto in modo tale da compesare L_S e la parte reale dell'impedenza riflessa $\text{Im}\{Z_{R,0}\}$

$$C_P = \frac{1}{\omega_0^2 (L_P - \frac{M^2}{L_S})} \quad (3.33)$$

In questa topologia i fattori di qualità Q a primario e secondario vengono descritti come

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_P = \frac{\omega_0 L_P L_S^2}{M^2 R_L} \end{array} \right. \quad (3.34a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_S = \frac{R_L}{\omega_0 L_S} \end{array} \right. \quad (3.34b)$$

La potenza trasferita da primario a secondario è proporzionale alla parte reale dell'impedenza riflessa, come avevamo visto precedentemente. Considerando $L_S = L_P$, la 3.32a può essere riscritta come:

$$\text{Re}\{Z_{R,0}\} = k R_L \quad (3.35)$$

che significa che per incrementare la potenza trasferita è necessario incrementare il valore della resistenza di carico e del coefficiente di accoppiamento.

3.3.2 Parallelo-Serie, Parallelo-Parallelo e LCC

Di seguito vengono presentate le compensazioni PS e PP. In entrambe, vi è un condensatore di compensazione posto in parallelo con l'avvolgimento; i due schemi differiscono per il secondario ed in particolare per come viene

piazzato il condensatore di compensazione. I circuiti equivalenti della compensazione PS e PP sono rispettivamente riportati in figura 3.7 e 3.8.

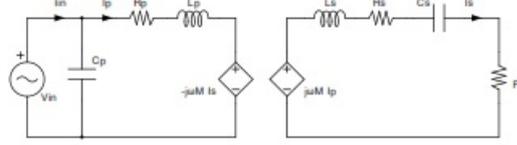


Figure 3.7: Equivalent circuit of a PS compensation topology.

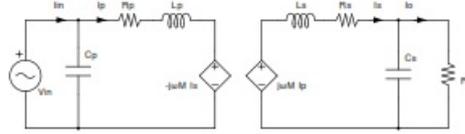


Figure 3.8: Equivalent circuit of a PP compensation topology.

Per lo studio di queste tipologie si procede analogamente a quanto fatto in precedenza al fine di determinare l'impedenza riflessa che permette di stabilire che tipo di compensatore utilizzare per garantire la risonanza. Quindi, si sceglie il valore di C_S per risonare con L_S usando la seguente relazione.

$$C_S = \frac{1}{\omega_0^2 L_S} \quad (3.36)$$

La parte reale ed immaginaria dell'impedenza riflessa alla frequenza di risonanza dipende solo dalla compensazione usata al secondario, così la PS avrà la stessa $Z_{R,0}$ of the SS and the PP will have the same $Z_{R,0}$ of the SP

$$\begin{cases} \text{Re}\{Z_{R,0}\}_{PS} = \frac{\omega_0 M^2}{R_L} & (3.37a) \\ \text{Im}\{Z_{R,0}\}_{PS} = 0 & (3.37b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \text{Re}\{Z_{R,0}\}_{PP} = \frac{M^2 R_L}{L_S^2} & (3.38a) \\ \text{Im}\{Z_{R,0}\}_{PP} = -\frac{\omega_0 M^2}{L_S} & (3.38b) \end{cases}$$

Da qui si determina facilmente il valore di capacità al primario che permette

al sistema di risuonare alla frequenza ω_0

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{P,PS} = \frac{L_P}{\left(\frac{\omega_0^2 M^2}{R_L}\right)^2 + \omega_0^2 L_P^2} \end{array} \right. \quad (3.39a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{P,PP} = \frac{L_P - \frac{M^2}{L_S}}{\left(\frac{M^2 R_L}{L_S^2}\right)^2 + \omega_0^2 \left(L_P - \frac{M^2}{L_S}\right)^2} \end{array} \right. \quad (3.39b)$$

Come viene visto, il valore del condensatore di compensazione da usare al primario è dipendente dalla mutua tra i due avvolgimenti e dal carico. Questo non è operativamente auspicabile perchè normalmente il primario ed il secondario vengono accordati per una precisa combinazione di carico e di mutua. La compensazione LCC è quella più usata quando si hanno a disposizione molteplici carichi ed è in grado di garantire un funzionamento a potenza costante. Il circuito equivalente di un ICPT con compensazione LCC è riportato in figura 3.9.

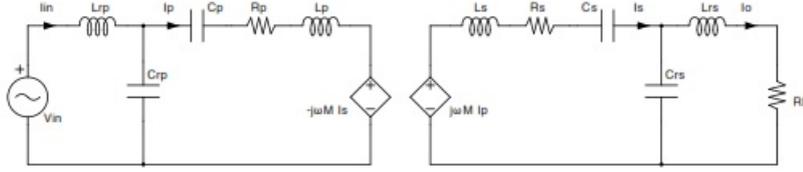


Figure 3.9: Equivalent circuit of a double side LCC compensation topology.

Dalla figura si nota come questa tipologia di compensazione si ottiene partendo da quella SS ed aggiungendo un filtro del secondo ordine LC. Senza andare nei dettagli, anche la compensazione LCC può essere generalizzata con un'impedenza riflessa riportata al primario pari a

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (3.40)$$

dove Z_S è l'impedenza del secondario. Si nota che in tutte le compensazioni l'impedenza riflessa al primario assume la stessa forma 3.40. Usando lo stesso procedimento visto per le altre compensazioni, la frequenza di risonanza è pari a

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{RP} C_{RP}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{RS} C_{RS}}} = \frac{1}{\sqrt{C_P (L_P - L_{RP})}} = \frac{1}{\sqrt{C_S (L_S - L_{RS})}} \quad (3.41)$$

La frequenza di risonanza è affetta dal coefficiente di accoppiamento e pressochè indipendente dal carico. Alla frequenza di risonanza l'impedenza riflessa assume la forma

$$Z_{R,0} = \frac{\omega^2 M^2 C_{RS} R_L}{L_{RS}} \quad (3.42)$$

In conclusione, nel corso della tesi verrà utilizzata la compensazione serie-serie perché è quella che ha la maggiore semplicità dal punto di vista realizzativo e che permette di trasferire potenze anche elevate con un altissimo rendimento.

Chapter 4

Teoria del sistema trifase

Il sistema ICPT che sarà impiegato nei prossimi capitoli non è un sistema monofase, di cui è stata esposta la teoria nel capitolo precedente, bensì un sistema trifase. In questo capitolo verranno spiegate le motivazioni di questa scelta ed i principali cambiamenti che si manifestano nel passaggio da un sistema monofase ad uno trifase.

4.1 Potenza monofase vs potenza trifase

La prima differenza tra i due sistemi è nella potenza istantanea trasmessa al carico che nel sistema monofase è oscillante, mentre in un sistema trifase simmetrico ed equilibrato è costante. Di seguito viene dimostrato quanto affermato.

4.1.1 Potenza monofase

Si supponga di avere un circuito qualsiasi in regime sinusoidale e di voler calcolare la potenza istantanea su un bipolo generico. Siano V_{rms} e I_{rms} i valori efficaci di tensione e corrente sul bipolo, mentre sia φ lo sfasamento tra tensione e corrente sul carico. Si definisce potenza istantanea

$$P(t) = V_{\text{rms}} \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi) \cdot I_{\text{rms}} \sqrt{2} \sin \omega t \quad (4.1)$$

Applicando la terza legge di Werner alla 4.1 si ottiene

$$P(t) = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos \varphi - V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos(2\omega t + \varphi) \quad (4.2)$$

Sviluppando ulteriormente il secondo termine, ricorrendo alla formula di addizione del coseno si ottiene

$$P(t) = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos \varphi (1 - \cos 2\omega t) + V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \sin \varphi \sin 2\omega t \quad (4.3)$$

Il secondo termine è relativo alla potenza reattiva, mentre il primo è il termine di potenza attiva oscillante che cercavamo. Nella figura 4.1 si vede la rappresentazione grafica del primo termine

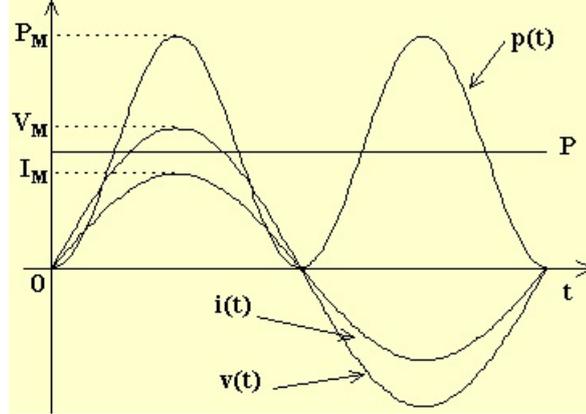


Figure 4.1: Potenza istantanea circuito monofase a regime sinusoidale.

4.1.2 Potenza trifase

Dato un sistema trifase simmetrico ed equilibrato, con collegamento stella-stella, le tensioni e le correnti di fase istantanea sono espresse come

$$v_1 = V_m \sin(\omega t) \quad (4.4)$$

$$v_2 = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (4.5)$$

$$v_3 = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \quad (4.6)$$

$$i_1 = I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad (4.7)$$

$$i_2 = I_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (4.8)$$

$$i_3 = I_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4}{3}\pi\right) \quad (4.9)$$

dove V_m , I_m e φ sono rispettivamente il valore massimo della tensione, quello della corrente e la differenza di fase tra tensione e corrente. Le potenze istantanee erogate da ciascun generatore sono uguali a

$$p_1 = v_1 * i_1 = V_m \sin(\omega t) I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad (4.10)$$

$$p_2 = v_2 * i_2 = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) I_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (4.11)$$

$$p_3 = v_3 * i_3 = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) I_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4}{3}\pi\right) \quad (4.12)$$

Applicando di nuovo la formula di Werner al set di equazioni appena presentato si ottiene

$$p_1 = VI \cos \varphi - VI \cos(2\omega t - \varphi) \quad (4.13)$$

$$p_2 = VI \cos \varphi - VI \cos(2\omega t - \varphi - \frac{4}{3}\pi) \quad (4.14)$$

$$p_3 = VI \cos \varphi - VI \cos(2\omega t - \varphi - \frac{8}{3}\pi) \quad (4.15)$$

Sommando membro a membro le equazioni p_1 , p_2 e p_3 si ottiene

$$p = p_1 + p_2 + p_3 = 3VI \cos \varphi \quad (4.16)$$

L'equazione appena mostrata dimostra ciò che è stato precedentemente detto e costituisce un grosso vantaggio per il sistema trifase.

4.2 Condensatore di alimentazione

Un vantaggio di avere avvolgimenti con alimentazione trifase è nel dimensionamento del condensatore di alimentazione a valle del raddrizzatore. Per capire meglio si suppone di avere un sistema come quello in figura 5.5

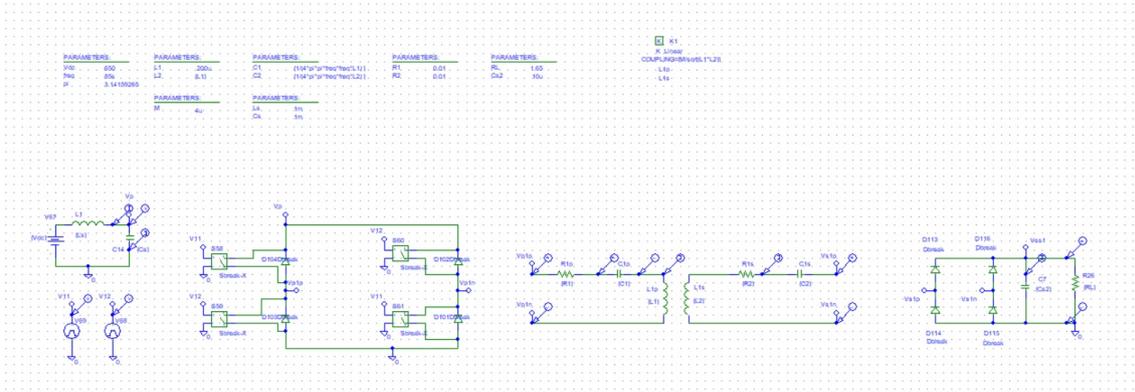


Figure 4.2: Sistema 1.

Il sistema verrà spiegato dettagliatamente nel capitolo successivo, al momento ciò che interessa è focalizzarsi sul sistema di alimentazione. Si ha infatti un generatore di tensione che rappresenta la tensione in uscita dal raddrizzatore, un'induttanza e una capacità di filtro. Quest'ultima alimenta un ponte ad H comandato in maniera opportuna che è collegato all'avvolgimento primario di un sistema ICPT. La grandezza di interesse è la corrente che transita sul condensatore che viene mostrata in fig 4.3

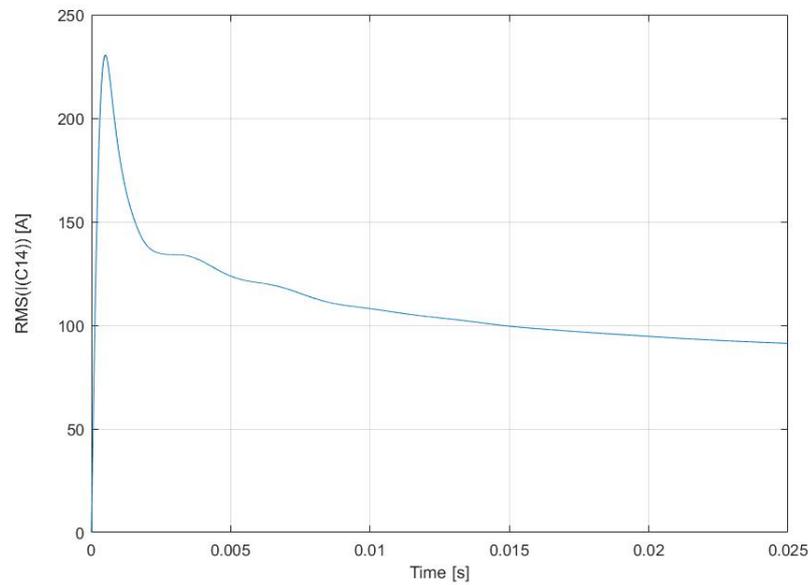


Figure 4.3: Corrente nel capacitore sistema 1.

Si suppose adesso di studiare un'altra configurazione che viene mostrata in figura 5.18

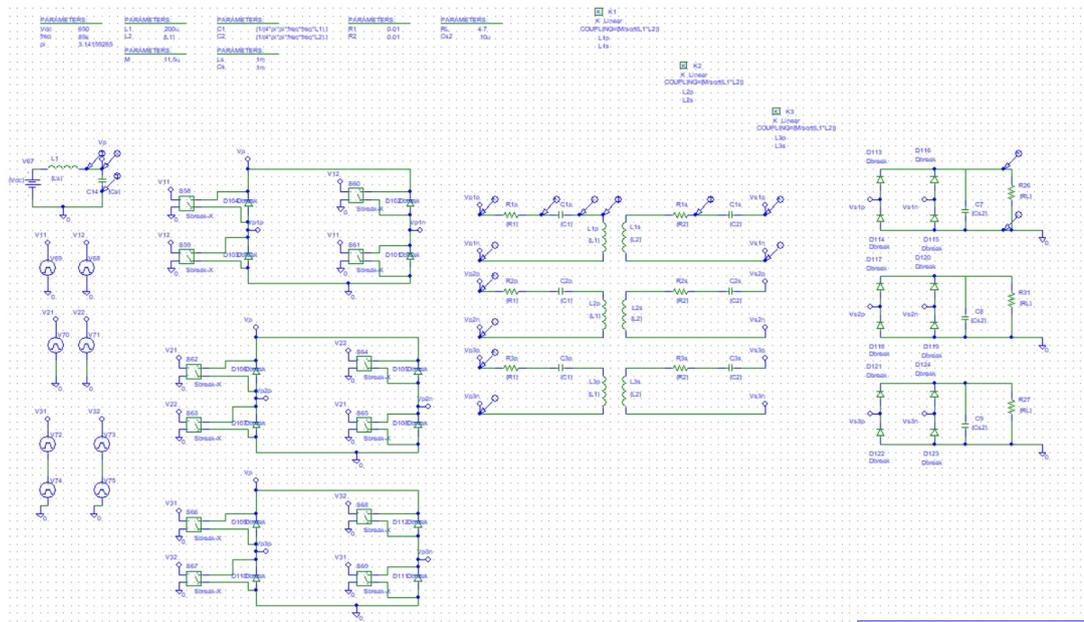


Figure 4.4: Sistema 2.

Questo sistema rispetto al precedente ha tre ponti ad H collegati ad un unico condensatore di alimentazione. Le forme d'onda in uscita dai ponti sono onde quadre sfasate una rispetto all'altra di 120 gradi elettrici. I valori delle grandezze appartenenti al circuito di alimentazione sono uguali a prima. La corrente sul condensatore di alimentazione è mostrata in figura 4.5

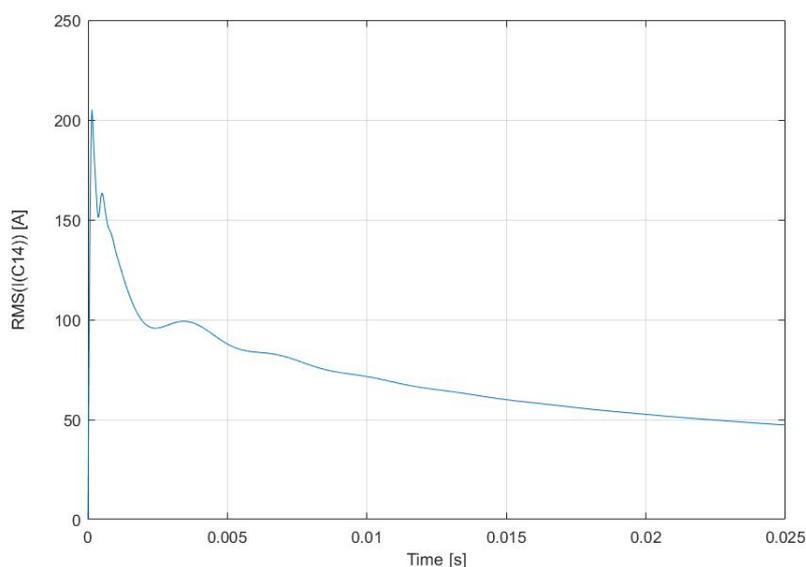


Figure 4.5: Corrente nel condensatore sistema 2.

Come si può notare la corrente sul condensatore di alimentazione è più piccola rispetto a quella del sistema 1. Da qui il vantaggio di una struttura trifase con alimentazione unica; è possibile, infatti, sostituire il condensatore del primo sistema con uno più piccolo e, quindi, meno costoso. Il vantaggio è ancora più evidente nel caso avessimo considerato un sistema con tre sistemi di alimentazione sfasati di 120 gradi elettrici ed isolati tra loro; in questo caso avremmo dovuto usare tre condensatori uguali, ciascuno dimensionato per una corrente superiore rispetto a quella del sistema 2. Lo stesso vantaggio si ottiene sui condensatori di filtro nel carico, cioè al posto di usare tre raddrizzatori monofase con ciascuno un condensatore, è più conveniente usare un raddrizzatore trifase con un unico condensatore dimensionato per una corrente minore rispetto a prima. Nel prossimo capitolo questa proprietà verrà ampiamente impiegata per giustificare alcune scelte compiute.

4.3 Configurazioni fisiche

Di seguito vengono presentate le diverse configurazioni fisiche impiegate nel corso della tesi: nei capitoli successivi verrà utilizzata una configurazione composta da un primario ed un secondario, quindi una struttura monofase ed un'altra composta da tre avvolgimenti al primario e tre al secondario, che qui viene, per semplicità, chiamata trifase.

4.3.1 Struttura avvolgimenti

Senza entrare troppo nei particolari tecnologici dell'avvolgimento e di come viene costruito il pad, la configurazione monofase può presentarsi come in figura 4.6

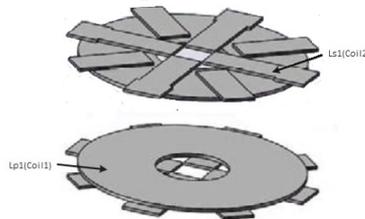


Figure 4.6: Configurazione monofase.

La configurazione trifase può assumere diverse connotazioni: la geometria infatti ha grosso impatto sia sulle dimensioni fisiche del sistema nel suo complesso, sia a livello di potenza trasferita, poiché quest'ultima è funzione dei mutui accoppiamento tra gli avvolgimenti. Una prima ipotesi potrebbe essere quella di replicare per 3 volte quanto visto nel monofase, quindi avere 3 bobine tra loro separate. Il risultato è il seguente

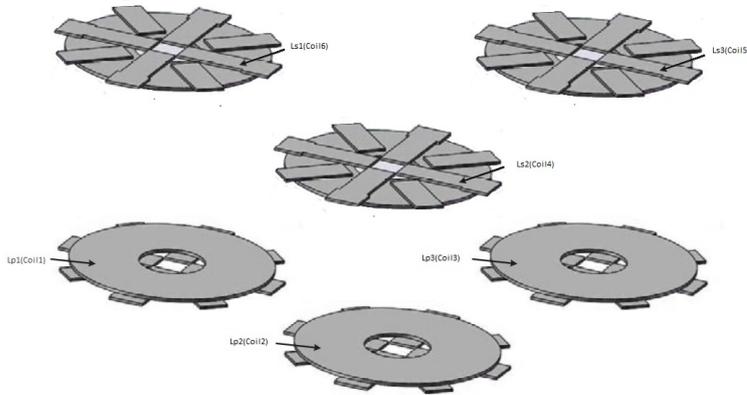


Figure 4.7: Configurazione trifase con bobine separate.

Ma questa configurazione potrebbe rivelarsi ingombrante dal punto di vista fisico. Un'altra soluzione potrebbe essere quella di sovrapporre parzialmente i tre avvolgimenti sia al primario che a secondario come mostrato in figura 4.8

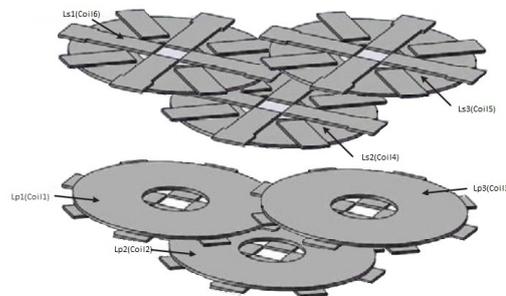


Figure 4.8: Configurazione trifase con bobine sovrapposte.

Qualunque sia la configurazione del sistema trifase impiegata, rispetto al monofase, bisogna considerare nuovi mutui accoppiamenti tra gli avvolgimenti utilizzati: infatti, mentre nel monofase esiste solo un accoppiamento magnetico M tra la bobina al primario e quella al secondario, nel trifase esistono tre bobine al primario e tre al secondario e, quindi, nuovi accoppiamenti rispetto al monofase.

4.3.2 Matrice di accoppiamento magnetico

Dati 3 avvolgimenti al primario e 3 avvolgimenti al secondario mutuamente accoppiati tra loro, si descrivono gli accoppiamenti magnetici tra i diversi avvolgimenti tramite la matrice delle induttanze che per sua natura è simmetrica.

$$\begin{bmatrix} L_{1p} & M_{1p2p} & M_{1p3p} & M_{1p1s} & M_{1p2s} & M_{1p3s} \\ M_{1p2p} & L_{2p} & M_{2p3p} & M_{2p1s} & M_{2p2s} & M_{2p3s} \\ M_{1p3p} & M_{2p3p} & L_{3p} & M_{3p1s} & M_{3p2s} & M_{3p3s} \\ M_{1p1s} & M_{2p1s} & M_{3p1s} & L_{1s} & M_{1s2s} & M_{1s3s} \\ M_{1p2s} & M_{2p2s} & M_{3p2s} & M_{1s2s} & L_{2s} & M_{2s3s} \\ M_{1p3s} & M_{2p3s} & M_{3p3s} & M_{1s3s} & M_{2s3s} & L_{3s} \end{bmatrix}$$

dove

- L_{xp} → autoinduttanza avvolgimenti al primario
- L_{xs} → autoinduttanza avvolgimenti al secondario
- M_{xpyy} → mutua induttanza tra avvolgimenti al primario
- M_{xsyy} → mutua induttanza tra avvolgimenti al secondario
- M_{xpyy} → mutua induttanza tra gli avvolgimenti al primario e quelli al secondario

La matrice appena descritta rappresenta il caso più generale possibile, ovvero avvolgimenti diversi tra di loro, disposti in maniera quasi casuale. Ma se usassimo avvolgimenti tutti uguali al primario e al secondario, cioè $L_{xp} = L_{xs} = L$, disposti in maniera opportuna, con configurazioni simmetriche come ad esempio visto in figura 4.7 in modo tale che $M_{pxpx} = M_{sxsx} = M_{pp}$, $M_{xpxs} = M$ e $M_{xpyy} = M_{ps}$, la matrice diventa la seguente

$$\begin{bmatrix} L & M_{pp} & M_{pp} & M & M_{ps} & M_{ps} \\ M_{pp} & L & M_{pp} & M_{ps} & M & M_{ps} \\ M_{pp} & M_{pp} & L & M_{ps} & M_{ps} & M \\ M & M_{ps} & M_{ps} & L & M_{pp} & M_{pp} \\ M_{ps} & M & M_{ps} & M_{pp} & L & M_{pp} \\ M_{ps} & M_{ps} & M & M_{pp} & M_{pp} & L \end{bmatrix}$$

4.4 Modello analitico

Di seguito vengono presentate le espressioni necessarie per studiare il sistema in figura 4.9

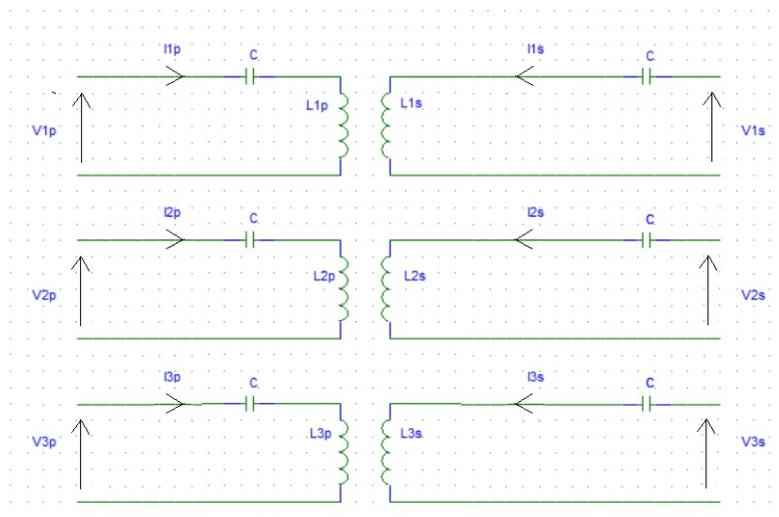


Figure 4.9: Circuito ICPT trifase.

Siano

- $VV=$

$$\begin{bmatrix} v_{1p} \\ v_{2p} \\ v_{3p} \\ v_{1s} \\ v_{2s} \\ v_{3s} \end{bmatrix}$$

il vettore delle tensioni in ingresso ed in uscita

- $II=$

$$\begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \end{bmatrix}$$

il vettore delle correnti in ingresso ed in uscita

- MM=

$$\begin{bmatrix} L & M_{pp} & M_{pp} & M & M_{ps} & M_{ps} \\ M_{pp} & L & M_{pp} & M_{ps} & M & M_{ps} \\ M_{pp} & M_{pp} & L & M_{ps} & M_{ps} & M \\ M & M_{ps} & M_{ps} & L & M_{pp} & M_{pp} \\ M_{ps} & M & M_{ps} & M_{pp} & L & M_{pp} \\ M_{ps} & M_{ps} & M & M_{pp} & M_{pp} & L \end{bmatrix}$$

la matrice delle induttanze

- CC=

$$\begin{bmatrix} 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0; \\ 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) \end{bmatrix}$$

la matrice delle capacità. I capacitori sono scelti, almeno in linea teorica uguali per tutti gli avvolgimenti per semplicità costruttiva

Applicando la legge di Ohm per le maglie si ottiene $VV=sMII+CCII=$

$$\begin{bmatrix} v_{1p} \\ v_{2p} \\ v_{3p} \\ v_{1s} \\ v_{2s} \\ v_{3s} \end{bmatrix} = s * \begin{bmatrix} L & M_{pp} & M_{pp} & M & M_{ps} & M_{ps} \\ M_{pp} & L & M_{pp} & M_{ps} & M & M_{ps} \\ M_{pp} & M_{pp} & L & M_{ps} & M_{ps} & M \\ M & M_{ps} & M_{ps} & L & M_{pp} & M_{pp} \\ M_{ps} & M & M_{ps} & M_{pp} & L & M_{pp} \\ M_{ps} & M_{ps} & M & M_{pp} & M_{pp} & L \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0; \\ 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \end{bmatrix}$$

Queste appena descritte sono le equazioni che regolano il funzionamento del sistema.

Chapter 5

Simulazioni

5.1 Introduzione al capitolo

Lo scopo di questo capitolo è costruire passo dopo passo, partendo dal circuito monofase, il circuito di un sistema ICPT trifase; per la realizzazione dei singoli circuiti viene utilizzato il software commerciale Orcad Cadence Pspice nella versione 9.2. Verranno presentati schemi circuitali aventi in comune le specifiche di ingresso, 650V DC e di uscita 100kW e 400Vrms: per soddisfare le specifiche in uscita, di volta in volta, se necessario, saranno modificate le mutue induttanze ed il valore della resistenza di carico (l'induttanza non viene modificata perché anche una variazione nell'ordine delle decine di μH , non genera un cambiamento sostanziale delle specifiche in uscita, mentre con una variazione, anche piccola, di mutua e resistenza, variano fortemente le grandezze in uscita). Essendo i circuiti a pari specifiche in ingresso ed uscita, verranno aggiunti grafici a ciascun caso per far vedere l'evoluzione, caso dopo caso, di alcune grandezze elettriche fondamentali per il dimensionamento del sistema.

5.2 Caso 1

La prima configurazione analizzata è mostrata in figura 5.1.

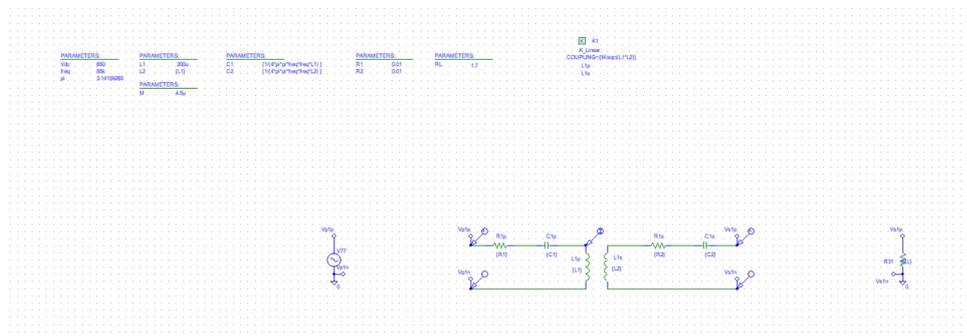


Figure 5.1: Schema circuitale caso 1.

Il layout presentato, che verrà mantenuto in tutti gli altri casi, è così composto:

- nella parte alta a sinistra si trovano gli elementi Parameters di Pspice che consentono di parametrizzare i valori dei bipoli, impiegati nel circuito, rendendo più semplice ed immediata l'eventuale modifica
- nella parte alta a destra si trovano gli accoppiamenti magnetici tra i diversi avvolgimenti
- nella parte centrale si trovano schematizzati i diversi avvolgimenti che fanno parte del sistema
- a sinistra si trovano i circuiti di alimentazione del primario di ciascun avvolgimento
- a destra si trovano i carichi del secondario di ciascun avvolgimento

La configurazione presentata è composta da due avvolgimenti, un primario ed un secondario mutuamente accoppiati; la tensione in uscita dall'inverter che alimenta il primario è simulata mediante un generatore di tensione sinusoidale. Il generatore di tensione è connesso al primario tramite l'elemento bubble di Pspice che permette di connettere due punti rendendoli ad uguale potenziale. La configurazione scelta per il sistema risonante, come già detto, è la serie-serie. Il secondario è collegato, attraverso gli elementi bubble, al carico che in questo caso è rappresentato semplicemente da una resistenza. Il valore scelto di induttanza e resistenza degli avvolgimenti derivano da precedenti esperienze fatte in laboratorio, mentre il valore di mutua e del carico sono invece modificati per soddisfare le specifiche. Vengono di seguito riportati i grafici delle grandezze elettriche di interesse:

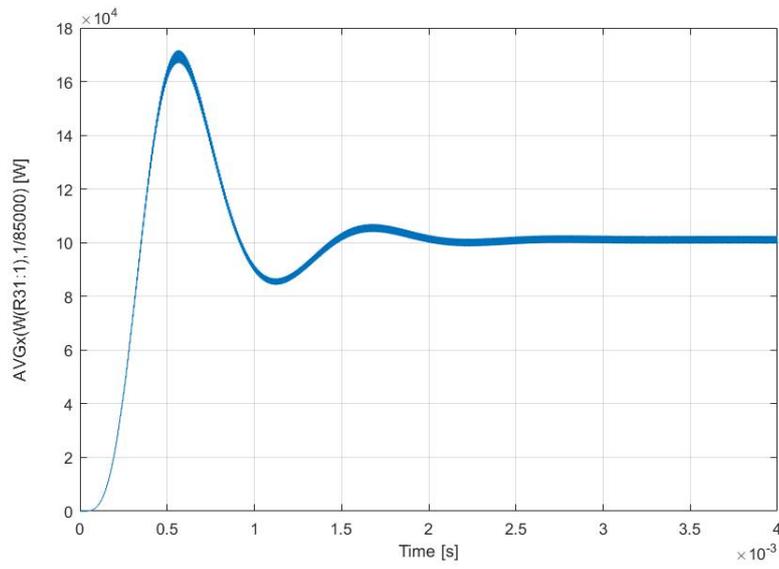


Figure 5.2: Potenza in media mobile caso 1.

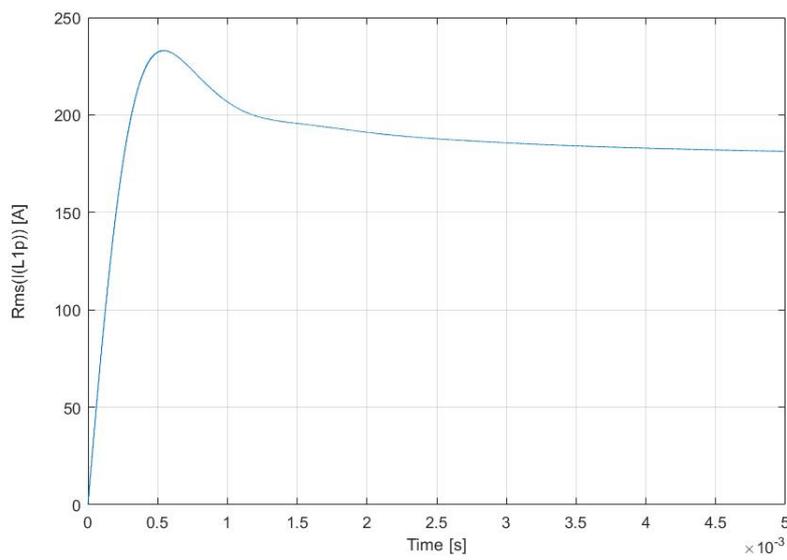


Figure 5.3: Corrente efficace al primario caso 1.

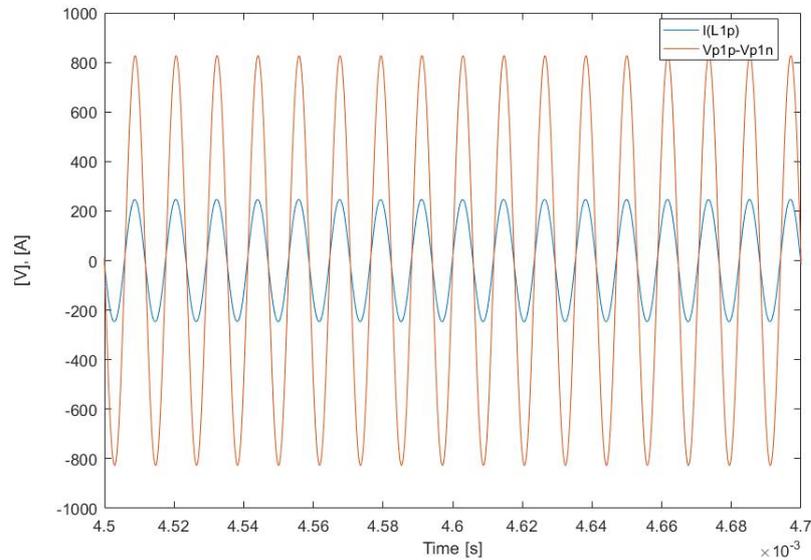


Figure 5.4: Corrente e tensione al primario caso 1.

Nella 5.2 viene mostrata la potenza sul carico, usando la media mobile e impostando come periodo quello di risonanza; la media mobile consente di togliere parte delle oscillazioni presenti sulla potenza istantanea e rendere il grafico più comprensibile; nella 5.3 è mostrato il valore di corrente efficace al primario mentre nella 5.4 viene verificata la risonanza del sistema: infatti la corrente e la tensione al primario sono esattamente in fase.

5.3 Caso 2

La seconda configurazione analizzata è mostrata in figura 5.5.

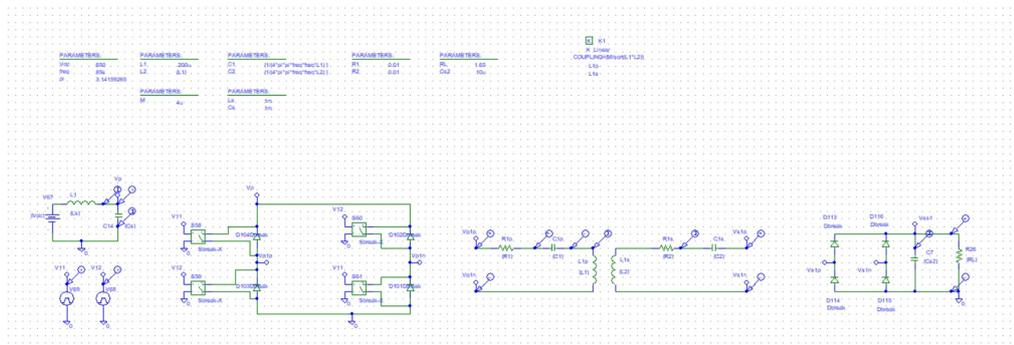


Figure 5.5: Schema circuitale caso 2.

Rispetto al circuito del caso 1 sono state apportate delle modifiche:

- il carico è costituito da un raddrizzatore in modo tale da poter alimentare un carico che necessita di tensione continua; per migliorare la forma d'onda in uscita è stato aggiunto un condensatore di filtro in parallelo alla resistenza R26 che rappresenta il carico da alimentare.
- l'alimentazione dell'avvolgimento primario proviene da un ponte ad H, comandato mediante la PAM (Pulse Amplitude Modulation): le due gambe funzionano in onda quadra entrambe a duty 0.5 ; quello che permette la regolazione della tensione è la fase tra una gamba e l'altra dello stesso ponte ad H. In questo caso si è scelto di alimentare l'avvolgimento con un'onda quadra positiva e negativa. Per la realizzazione, nel singolo ponte i gate degli switch posti sulle diagonali vengono alimentati col medesimo segnale; in questo caso, le due diagonali vengono alimentati dai segnali V11 e V12.
- L'inverter viene alimentato, a sua volta, da un circuito costituito da un generatore di tensione che rappresenta la tensione in uscita dal raddrizzatore della rete, una induttanza ed un condensatore di filtro i cui valori sono stati parametrizzati attraverso l'elemento Parameter di PSpice. Il valore iniziale di tensione nel condensatore è posto uguale a Vdc, in modo tale da snellire il transitorio delle grandezze elettriche; per il collegamento all'inverter viene usato l'elemento bubble di Pspice.

Gli accoppiamenti magnetici sono invariati rispetto al caso precedente. Vengono di seguito riportati i grafici delle principali grandezze elettriche:

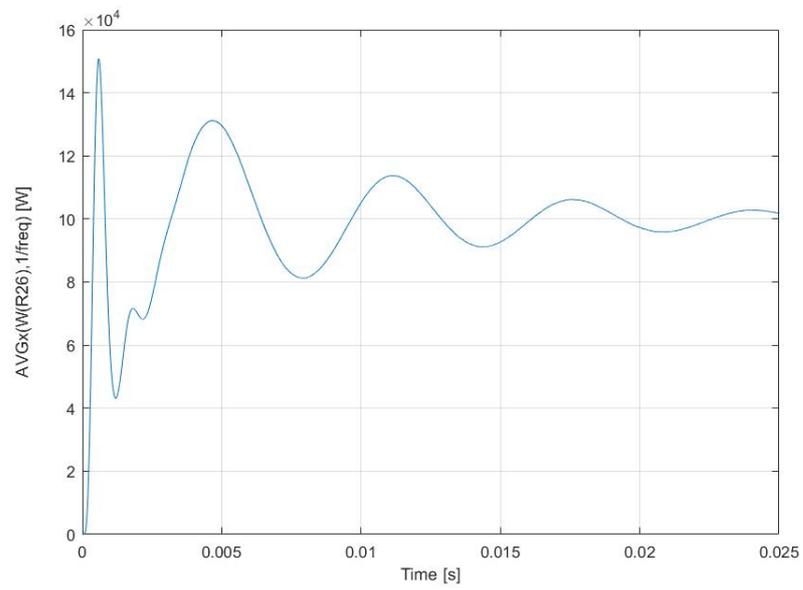


Figure 5.6: Potenza in media mobile caso 2.

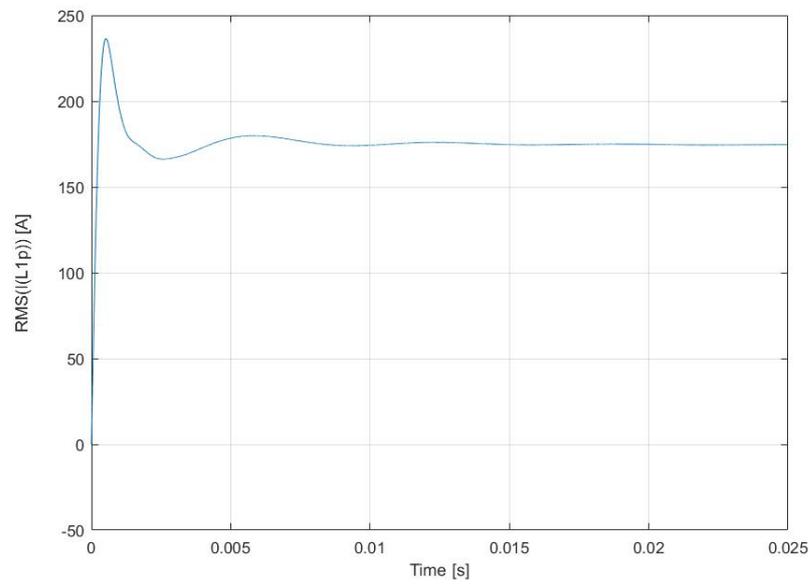


Figure 5.7: Corrente efficace al primario caso 2.

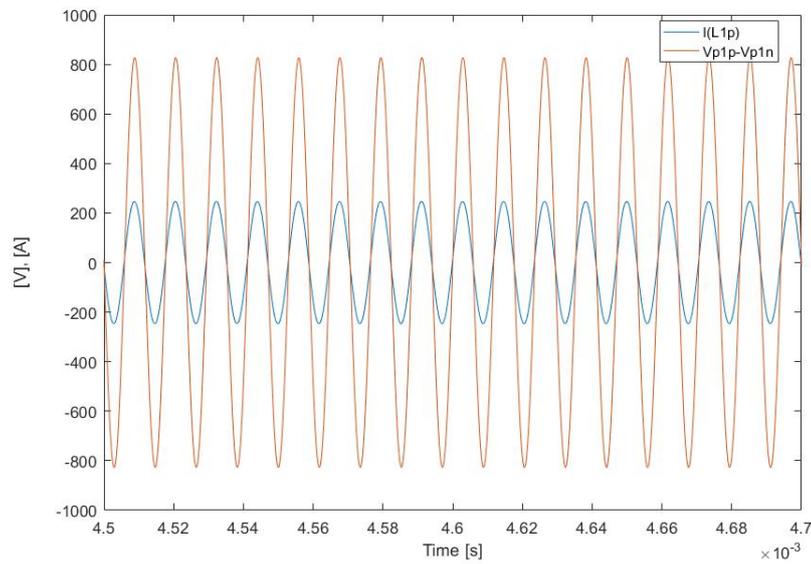


Figure 5.8: Corrente e tensione al primario caso 2.

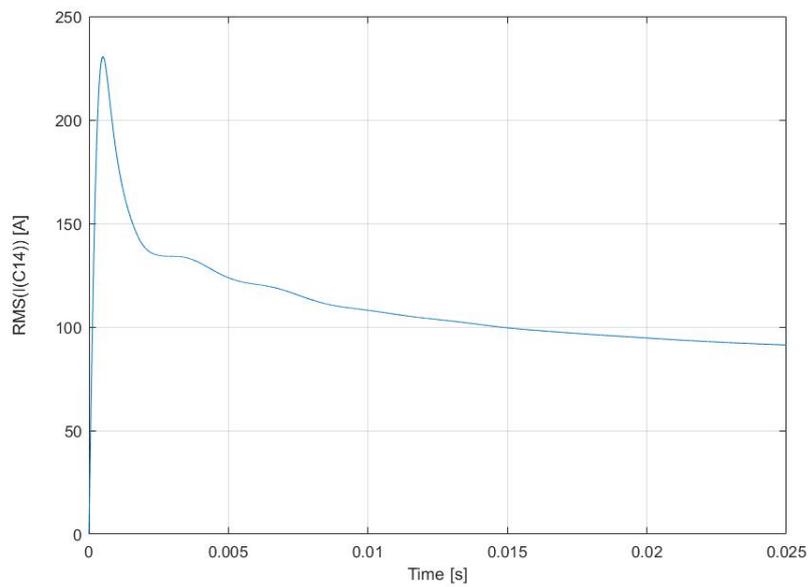


Figure 5.9: Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 2.

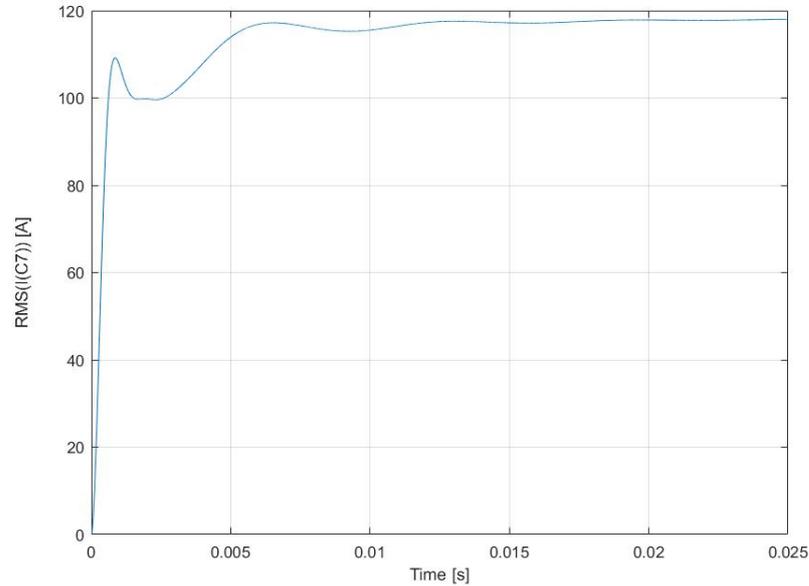


Figure 5.10: Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 2.

Rispetto al caso precedente il transitorio delle grandezze elettriche è più lungo a causa della presenza del circuito di alimentazione che ha un'induttanza con valore iniziale di corrente nullo. La corrente e la tensione al primario continuano ad essere in risonanza; è stato aggiunto il valore di corrente efficace sul condensatore al in ingresso ed in uscita, rispettivamente figura 5.9 e 5.10.

5.4 Caso 3

La terza configurazione analizzata è composta da tre avvolgimenti al primario ciascuno accoppiato magneticamente con il corrispondente secondario; l'alimentazione in tensione è costituita da sinusoidi sfasate di 120 gradi elettrici tra di loro. Il carico è costituito da tre resistenze connesse a stella di ugual valore. E' bene precisare che ciascun avvolgimento è accoppiato magneticamente con il corrispondente secondario e sono trascurate le mutue induttanze tra avvolgimenti non corrispondenti. I parametri di resistenza, induttanza e capacità sono uguali in ogni avvolgimento di questa configurazione; questa situazione rimarrà immutata pure nei casi successivi per semplicità costruttiva. Di seguito si riporta lo schema circuitale realizzato con Pspice.

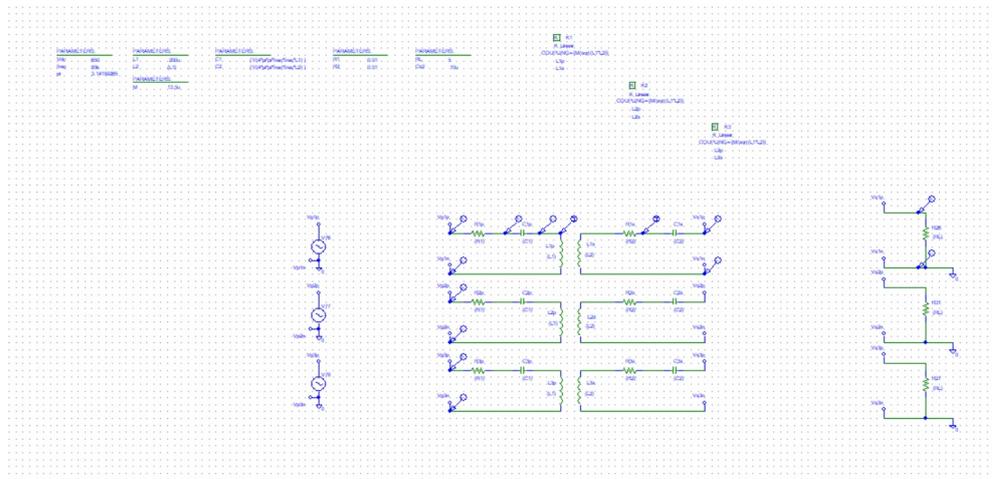


Figure 5.11: Schema circuitale caso 3.

Ciò che cambia rispetto al caso precedente è l'accoppiamento magnetico. Di seguito, usando i parametri magnetici introdotti nel capitolo precedente, viene riportata la matrice delle induttanze

$$\begin{bmatrix} 0 & 1p & 2p & 3p & 1s & 2s & 3s \\ 1p & L & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ 2p & 0 & L & 0 & 0 & M & 0 \\ 3p & 0 & 0 & L & 0 & 0 & M \\ 1s & M & 0 & 0 & L & 0 & 0 \\ 2s & 0 & M & 0 & 0 & L & 0 \\ 3s & 0 & 0 & M & 0 & 0 & L \end{bmatrix}$$

Di seguito vengono riportati i grafici delle principali grandezze elettriche su una fase; le grandezze sulle altre fasi, dato che si tratta di sistema trifase simmetrico ed equilibrato, si ottengono sfasando di 120 gradi elettrici quelle della fase precedente.

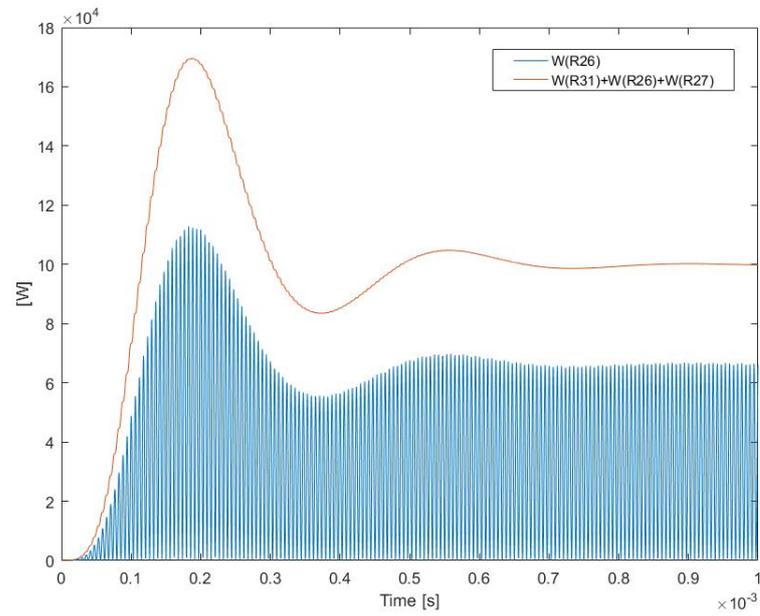


Figure 5.12: Potenza istantanea monofase e trifase caso 3

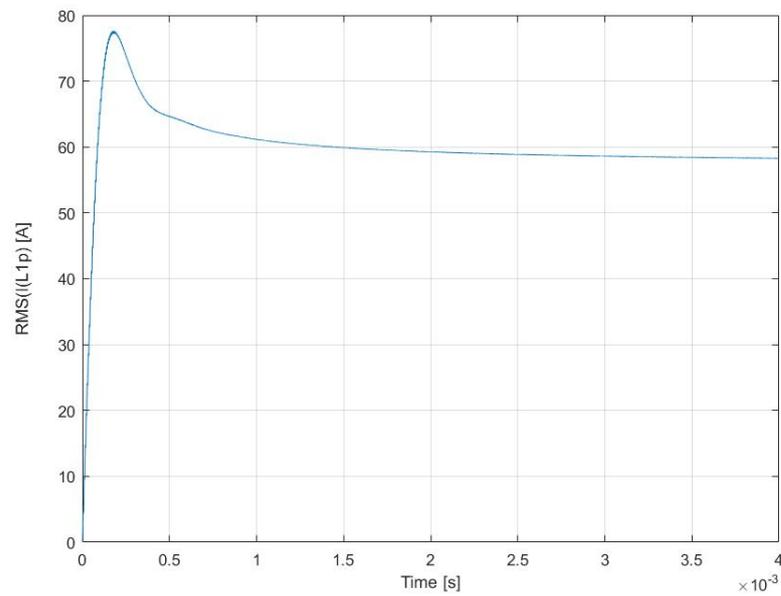


Figure 5.13: Corrente efficace al primario caso 3

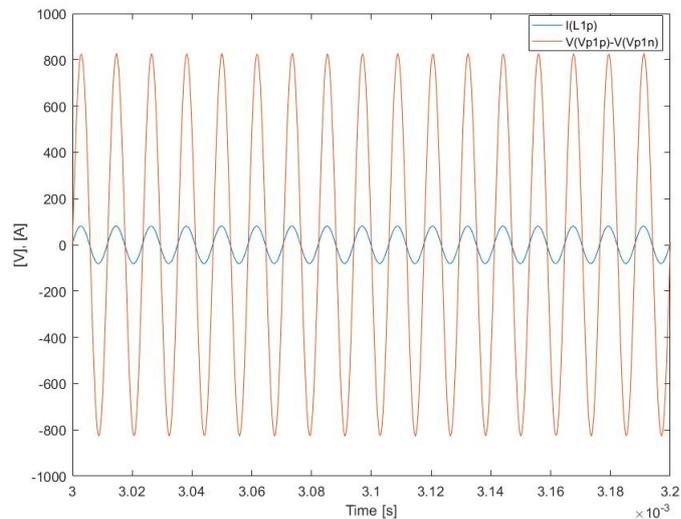


Figure 5.14: Corrente e tensione al primario caso 3

Dalla figura 5.12 si evince la proprietà esposta nel capitolo precedente relativa alla configurazione trifase, ovvero che la potenza istantanea complessiva sul carico, dopo una fase di transitorio, è costante, a differenza della potenza monofase che continua ad oscillare pure a regime. Oltre a svolgere l'analisi temporale del sistema, di seguito viene svolta l'analisi in frequenza sul circuito monofase equivalente e viene mostrato cosa succede nel sistema quando viene variata la mutua tra i due avvolgimenti. Il circuito impiegato è il seguente

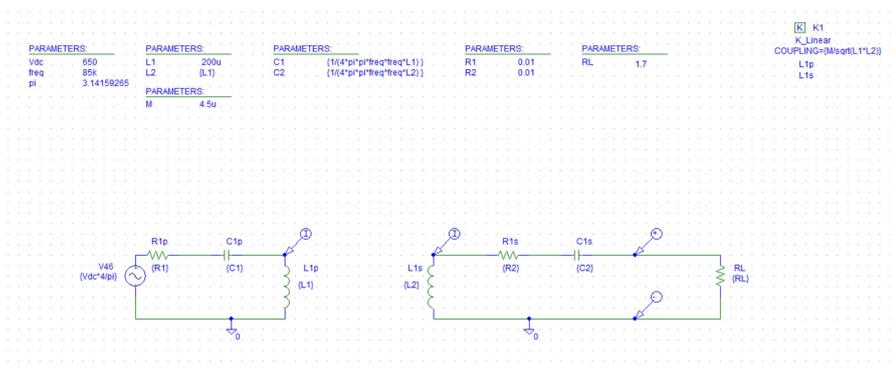


Figure 5.15: Circuito analisi in frequenza caso 3

L'analisi prevede di variare la mutua da 5uH fino a 50uH con passo di 5uH e viene presentato cosa succede alla tensione di carico e la fase tra tensione

e corrente nell'avvolgimento primario.

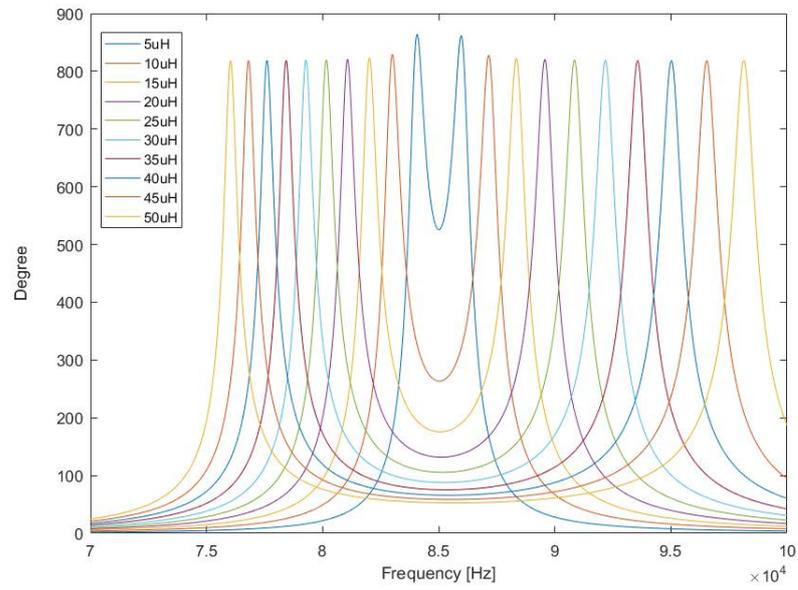


Figure 5.16: Analisi in frequenza tensione su carico caso 3

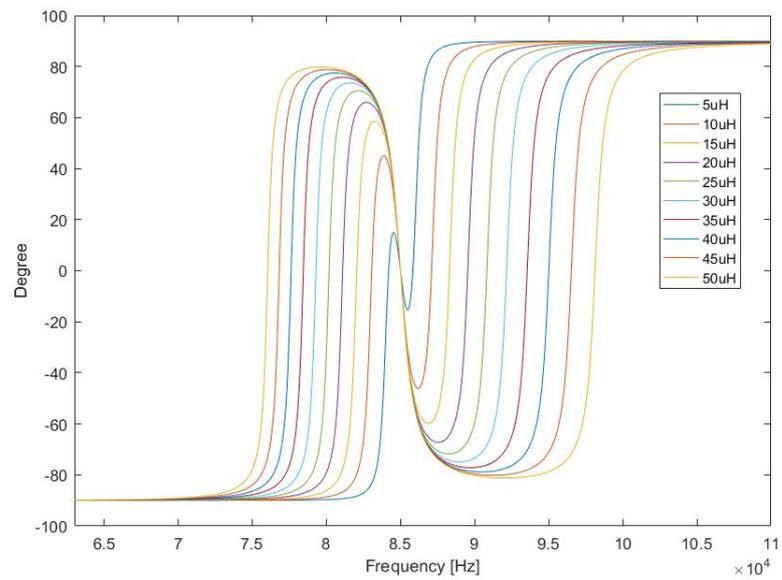


Figure 5.17: Analisi in frequenza fase tra tensione e corrente primario caso 3

Nella figura 5.16 si vede come all'aumentare della mutua la tensione sul carico diminuisce: la diminuzione è più accentuata quando i valori di mutua sono bassi, mentre per alti valori di mutua la variazione è meno accentuata. Nella figura 5.17 si vede come il sistema a 85kHz continui a risonare indipendentemente dalla mutua.

5.5 Caso 4

La quarta configurazione analizzata è mostrata in figura 5.18.

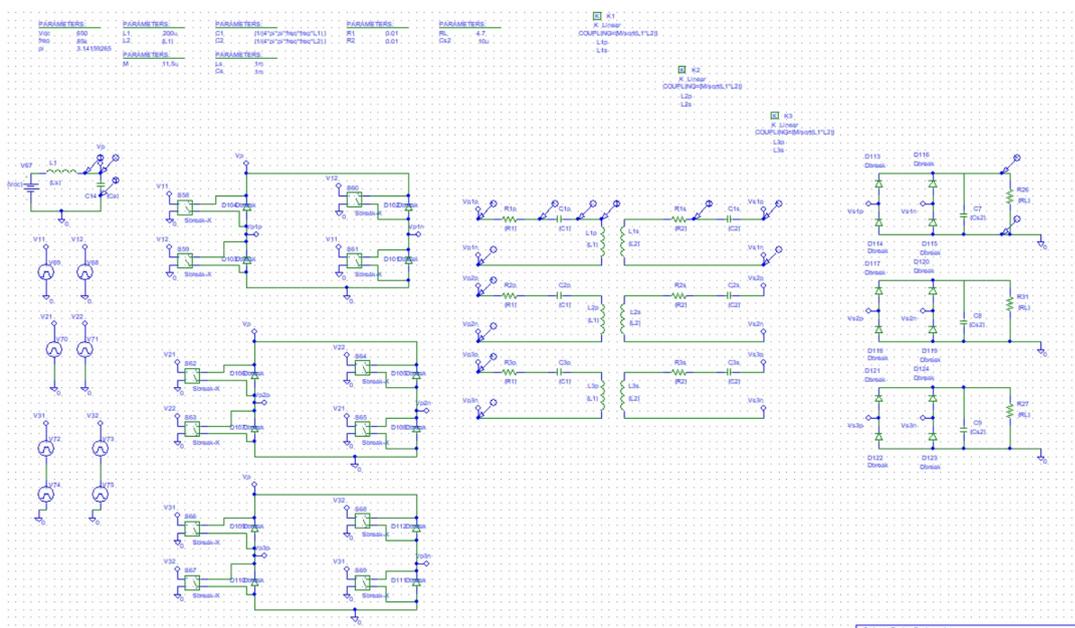


Figure 5.18: Schema circuitale caso 4.

Rispetto al caso precedente l'alimentazione di ciascun avvolgimento proviene da un ponte ad H, che genera tre onde quadre sfasate di 120 gradi elettrici. Per far azionare gli interruttori si utilizzano sei segnali, tutti alla frequenza di risonanza: V11 e V12 sono i segnali usati per il primo ponte, V21 e V22 per il secondo ponte sfasati di 120 gradi elettrici rispetto a quelli del primo ponte, V31 e V32 per il terzo ponte sfasati di 120 gradi elettrici rispetto a quelli del secondo ponte. Si nota dallo schema che nel terzo avvolgimento la tensione di gate è composta da due generatori a onda quadra in serie: ciò è stato necessario per ricreare nei primi istanti la condizione di onde quadre sfasate di 120 gradi elettrici; se, nel terzo avvolgimento, non si fosse inserito il secondo generatore a onda quadra, le grandezze relative alla terza fase

sarebbero state errate nel transitorio iniziale. Con questo intervento l'analisi è, quindi, più accurata nel transitorio iniziale. Un'altra novità rispetto al caso precedente è l'aggiunta di un'unica sorgente in tensione dalla quale i tre ponti prelevano potenza; come avevamo già visto nel capitolo precedente, di fatto il sistema trifase permette l'impiego di un solo condensatore piuttosto che utilizzarne tre distinti, dimensionato con una corrente efficace minore rispetto quella di un singolo condensatore nel caso in cui usiamo tre sistemi di alimentazione. Il carico è composto da tre resistenze uguali con condensatore di filtro e raddrizzatore. Gli accoppiamenti magnetici sono invariati rispetto al caso precedente, quindi la matrice delle induttanze è invariata. Si riportano a seguire le principali grandezze elettriche.

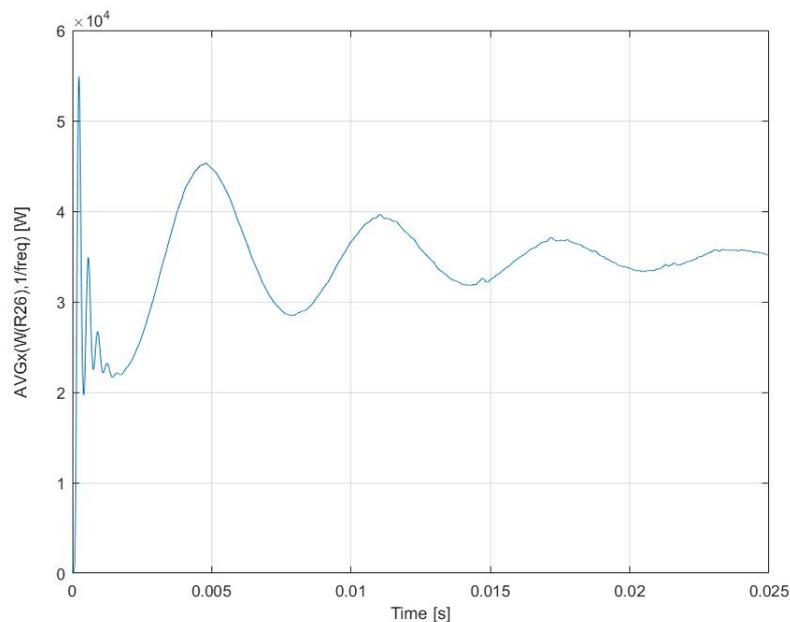


Figure 5.19: Potenza su una resistenza caso 4

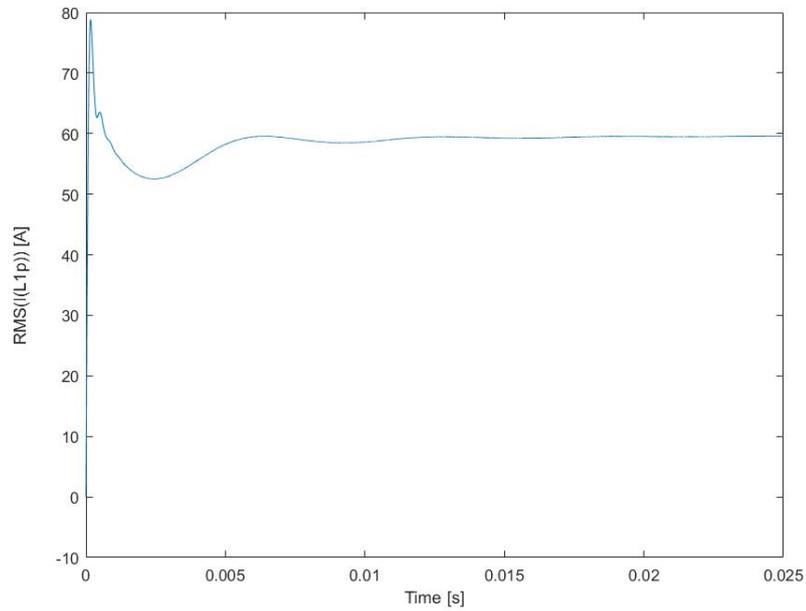


Figure 5.20: Corrente efficace al primario caso 4

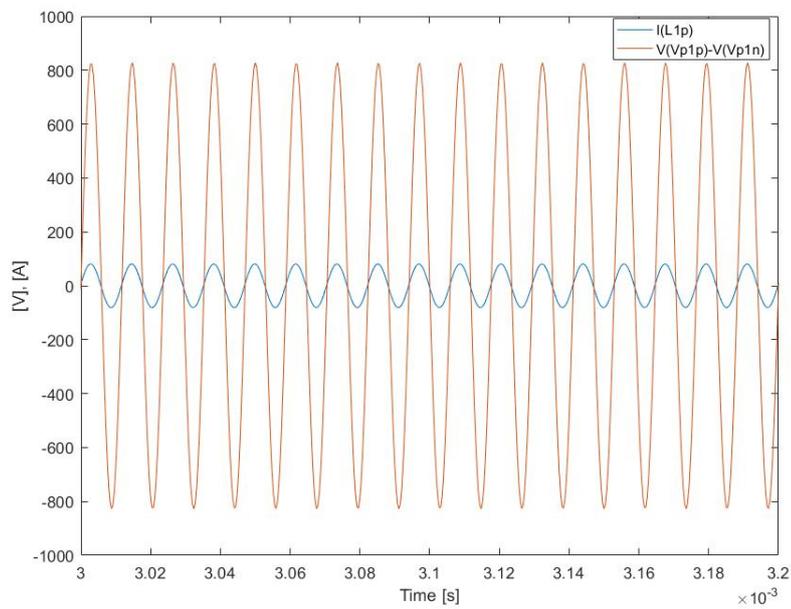


Figure 5.21: Corrente e tensione al primario caso 4

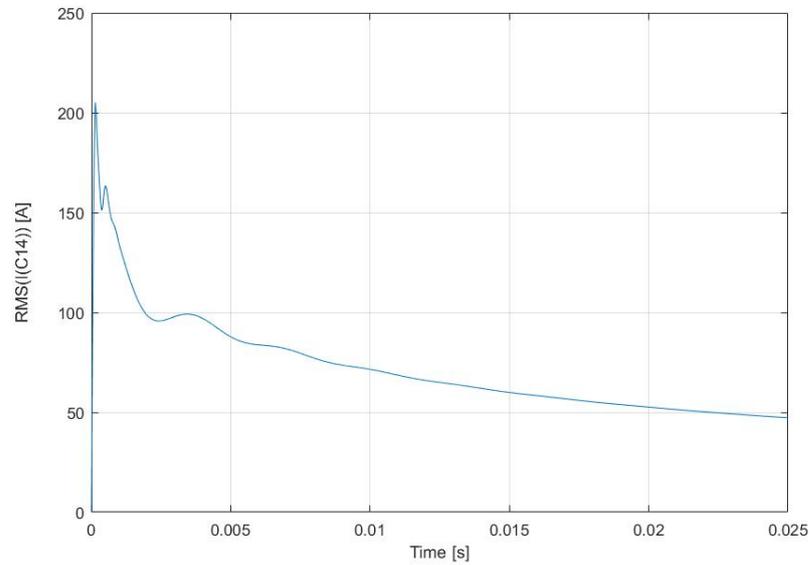


Figure 5.22: Corrente sul condensatore di alimentazione caso 4

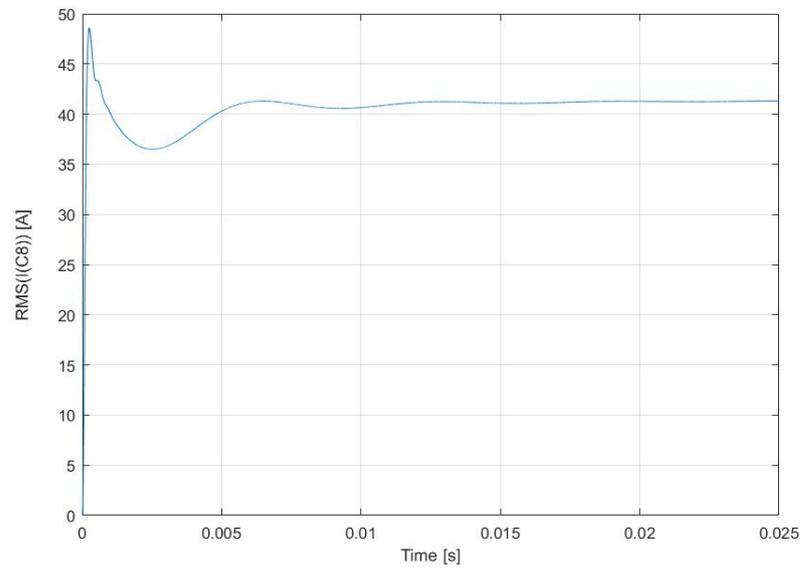


Figure 5.23: Corrente sul condensatore di filtro caso 4

Rispetto al caso 2, il caso monofase, si vede una forte diminuzione della corrente efficace al primario, è quasi un terzo, una lieve diminuzione del valore massimo di corrente efficace sul condensatore di alimentazione, mentre

il valore massimo di corrente efficace sul condensatore di filtro è più che dimezzato. Questo è il vantaggio dell'uso di una struttura trifase che può abbattere le perdite ed innalzare il rendimento.

5.6 Caso 5

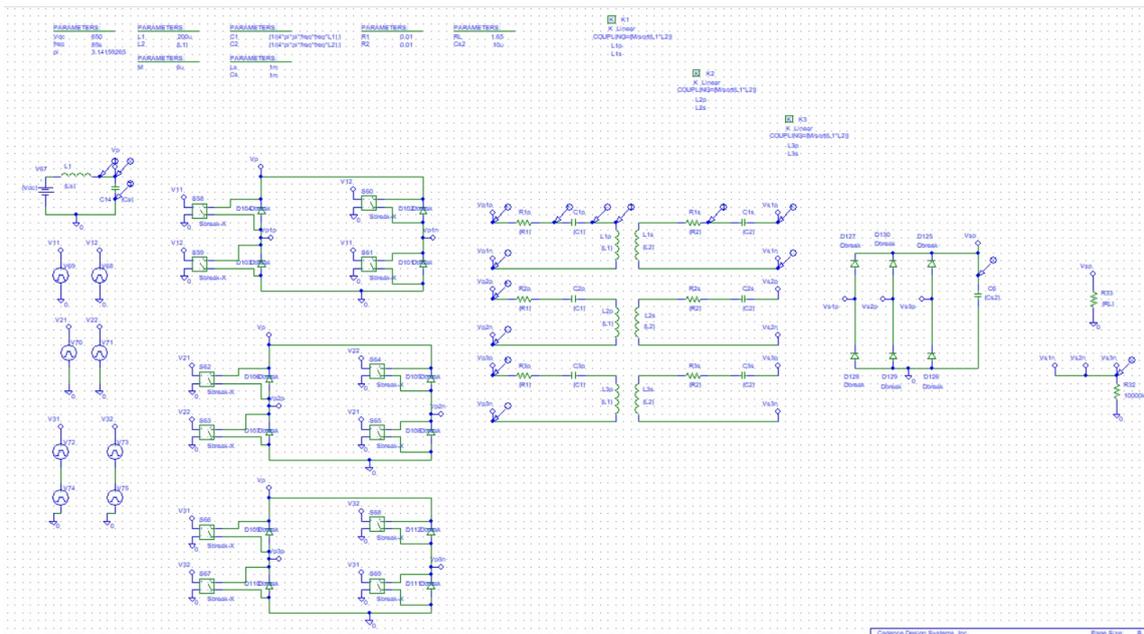


Figure 5.24: Schema circuitale caso 5.

La quinta configurazione, mostrata in figura 5.24, ha la stessa struttura al primario di quella mostrata nel caso precedente. La differenza sta nella realizzazione del secondario:

- gli avvolgimenti sono connessi a stella con centro stella isolato che viene creato usando gli elementi bubble e collegandoli ad una resistenza R32.
- al posto di usare tre raddrizzatori monofase viene utilizzato un unico raddrizzatore trifase.
- al posto di avere tre carichi distinti viene utilizzato un unico carico che assorbe tutta la potenza trasmessa
- al posto di usare tre condensatori distinti si utilizza un unico condensatore dimensionato per una corrente in valore efficace minore rispetto a quella su un singolo condensatore nel caso dei tre distinti

Gli accoppiamenti magnetici sono invariati rispetto al caso precedente, quindi la matrice delle induttanze è la stessa. Si riportano a seguire le principali grandezze elettriche.

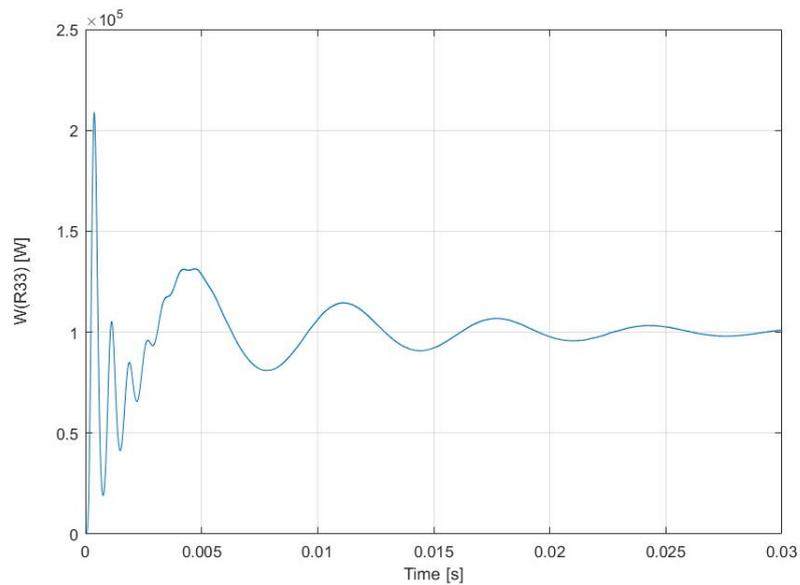


Figure 5.25: Potenza sul carico caso 5.

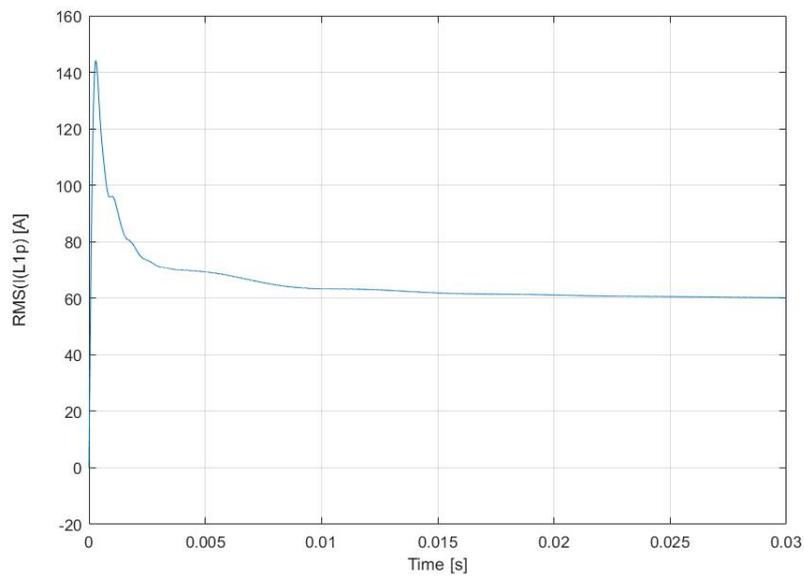


Figure 5.26: Corrente efficace al primario caso 5.

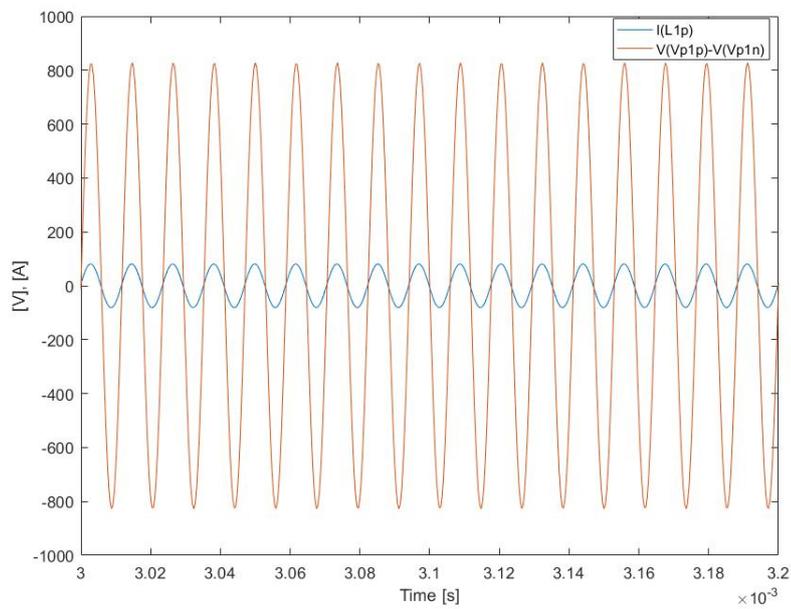


Figure 5.27: Corrente e tensione al primario caso 5.

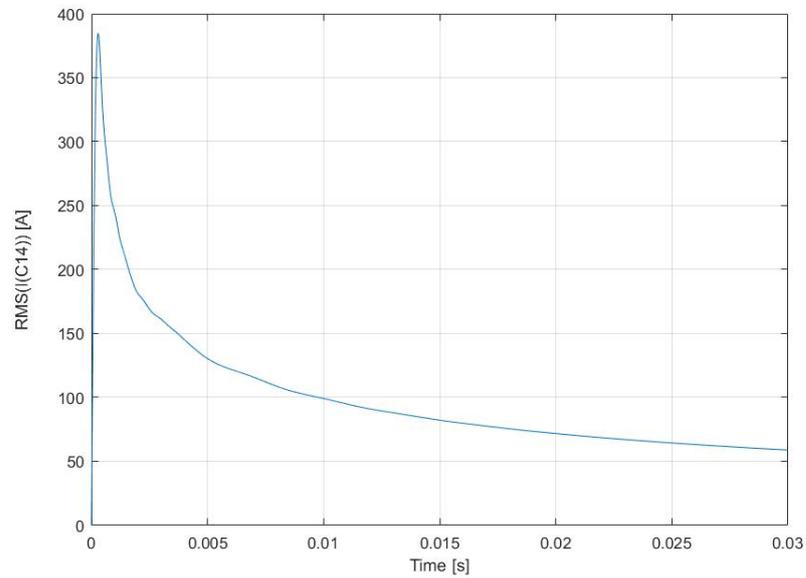


Figure 5.28: Corrente efficace sul condensatore di alimentazione caso 5.

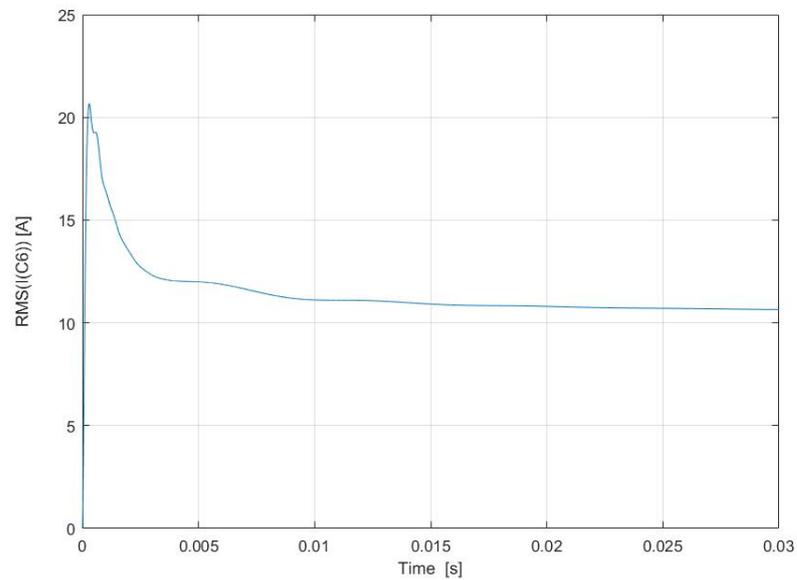


Figure 5.29: Corrente efficace sul condensatore di carico caso 5.

La differenza evidente rispetto al caso precedente sta nella corrente efficace sul condensatore di carico: l'aver usato un ponte trifase ha permesso

di sostituire i tre condensatori di carico visti nel caso 4 con un unico condensatore dimensionato con una valore efficace minore rispetto a quello di un singolo condensatore del caso precedente. Di contro però il valore massimo di corrente efficace al primario raggiunto durante il transitorio iniziale quasi raddoppia, così come quasi raddoppia il valore di corrente efficace massimo nel condensatore di alimentazione. Da questo caso in poi, per quelli che mantengono questa struttura invariata (7,9,11), per come è impostata la tesi, ovvero rispettare le specifiche in ingresso ed in uscita, mantenendo la risonanza del sistema, non cambieranno più di tanto il valore efficace di corrente al primario, di corrente sul condensatore di alimentazione e di carico. Facendo un'anticipazione, questo vuol dire che, pur aggiungendo l'effetto dei mutui accoppiamenti tra i diversi avvolgimenti, le correnti citate non verranno stravolte, cioè saranno indipendenti dalle mutue.

5.7 Caso 6

La sesta configurazione da analizzare è mostrata in figura 5.30.

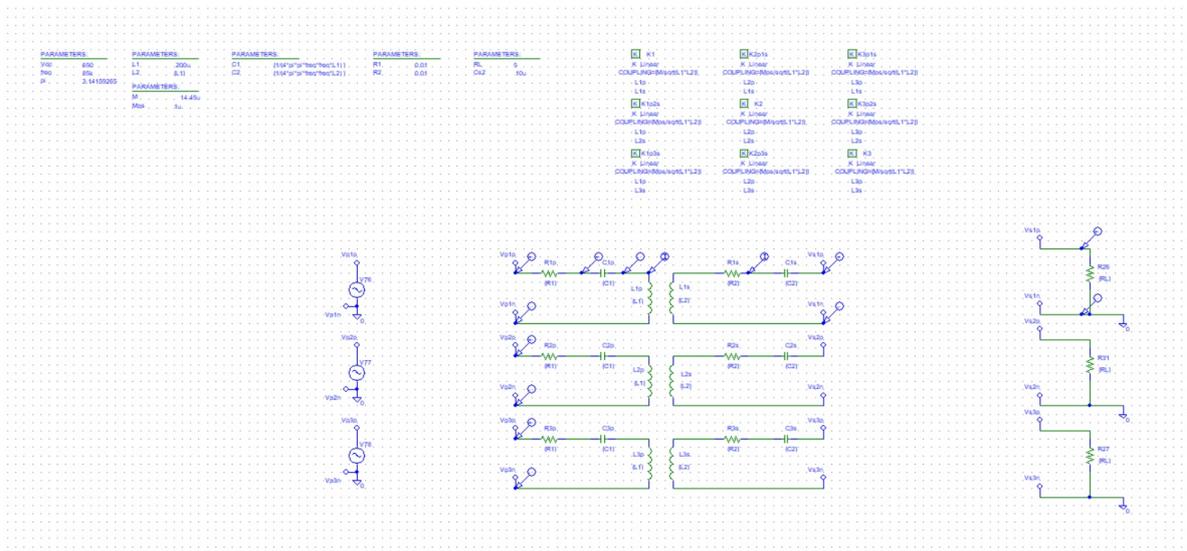


Figure 5.30: Schema circuitale caso 6.

Questa configurazione si ottiene dalla 3 aggiungendo l'effetto degli accoppiamenti magnetici tra primario e secondario, ovvero aggiungendo nella matrice delle induttanze il parametro che nel capitolo precedente è stato

chiamato M_{ps} . Si riporta di seguito la matrice delle induttanze

$$\begin{bmatrix} 0 & 1p & 2p & 3p & 1s & 2s & 3s \\ 1p & L & 0 & 0 & M & M_{ps} & M_{ps} \\ 2p & 0 & L & 0 & M_{ps} & M & M_{ps} \\ 3p & 0 & 0 & L & M_{ps} & M_{ps} & M \\ 1s & M & M_{ps} & M_{ps} & L & 0 & 0 \\ 2s & M_{ps} & M & M_{ps} & 0 & L & 0 \\ 3s & M_{ps} & M_{ps} & M & 0 & 0 & L \end{bmatrix}$$

Di seguito si riportano i grafici delle grandezze elettriche di riferimento.

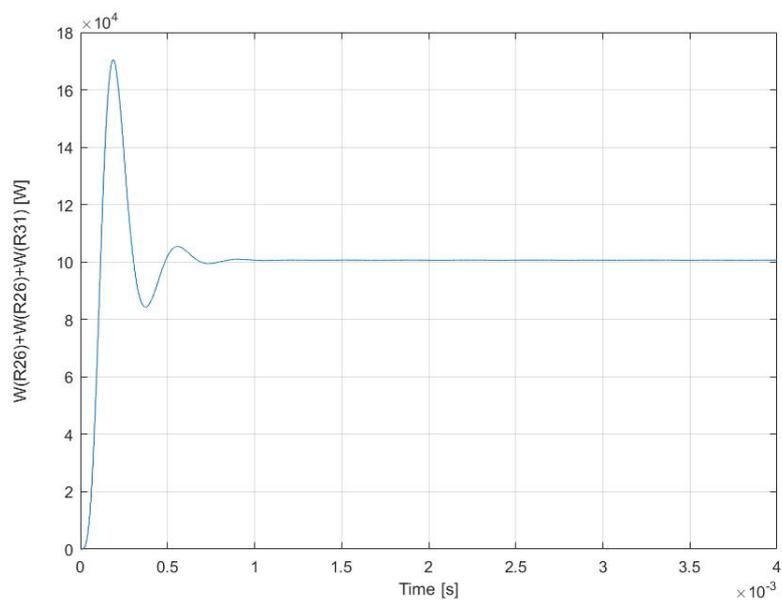


Figure 5.31: Potenza su una resistenza di carico caso 6.

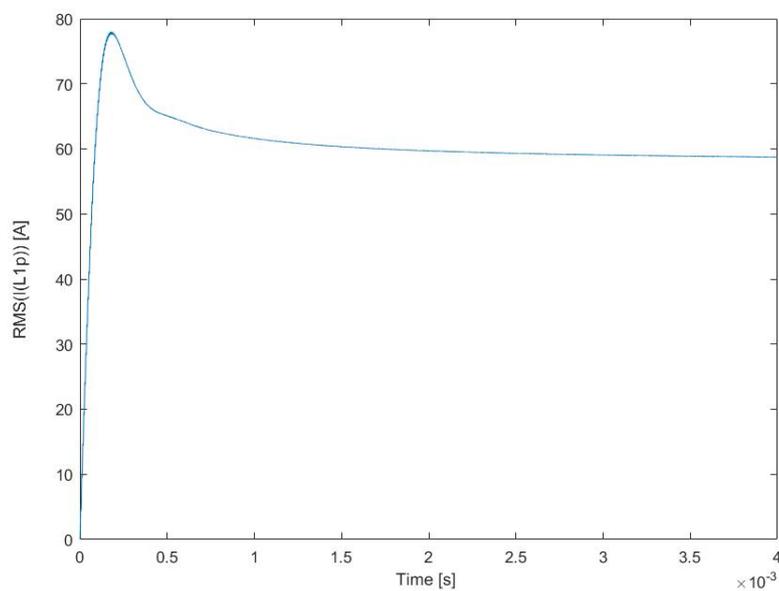


Figure 5.32: Corrente efficace al primario caso 6.

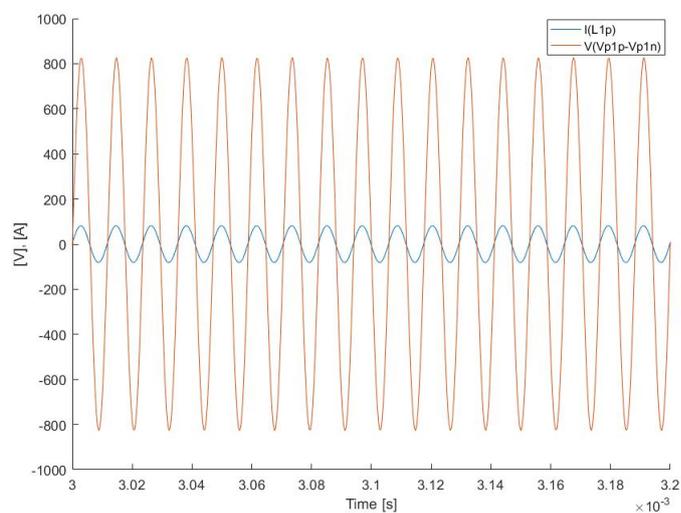


Figure 5.33: Corrente e tensione al primario caso 6.

Oltre a svolgere l'analisi temporale del sistema, di seguito viene svolta l'analisi in frequenza sul circuito mostrato in figura 5.34 e viene mostrato cosa succede nel sistema quando viene variato il parametro M_{ps} . Il comportamento

alla variazione di M è uguale a quello illustrato nell'analisi in frequenza esposta nel caso 3. Il circuito impiegato è il seguente

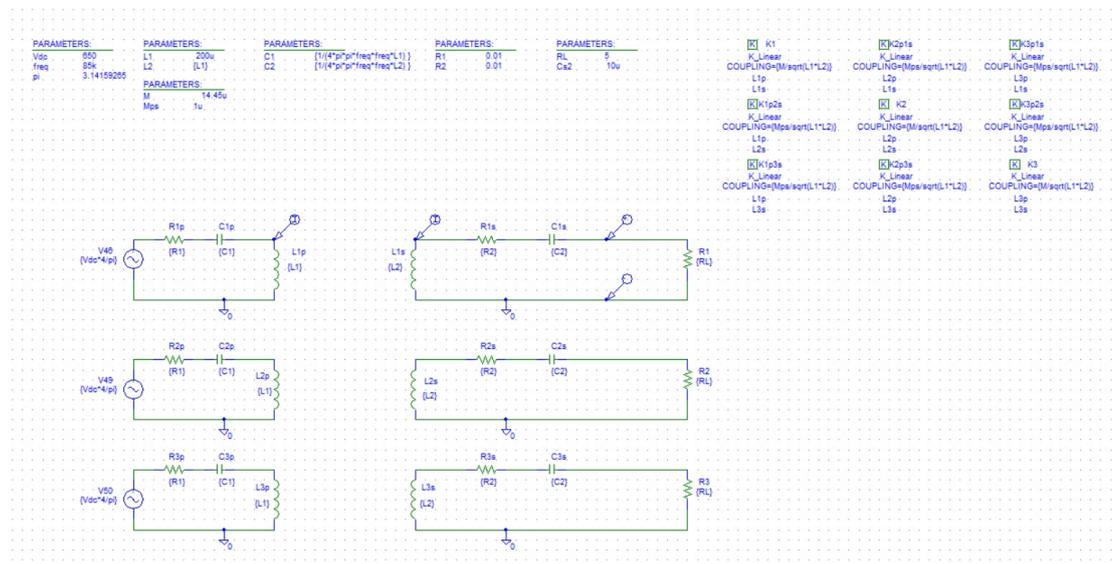


Figure 5.34: Circuito analisi in frequenza caso 6

L'analisi prevede di variare la mutua da 1uH fino a 46uH con passo di 5uH e viene presentato cosa succede alla tensione di carico e la fase tra tensione e corrente nell'avvolgimento primario.

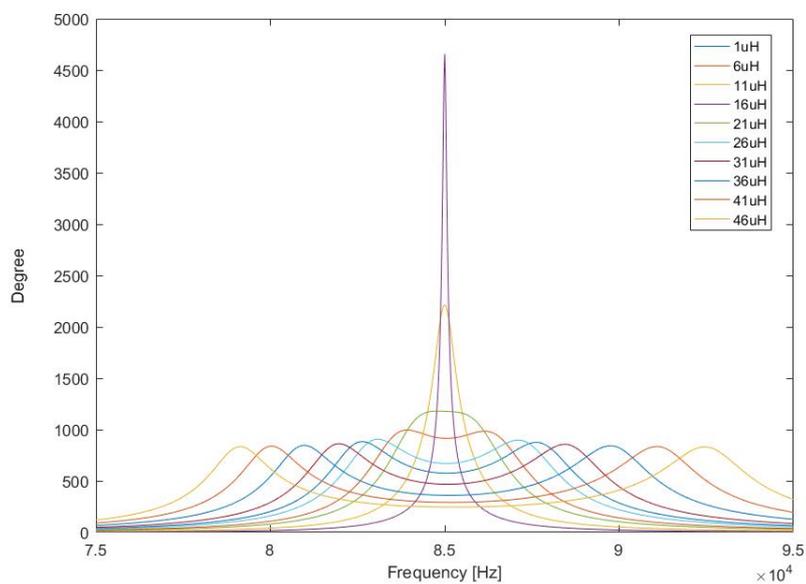


Figure 5.35: Analisi in frequenza tensione su carico caso 6

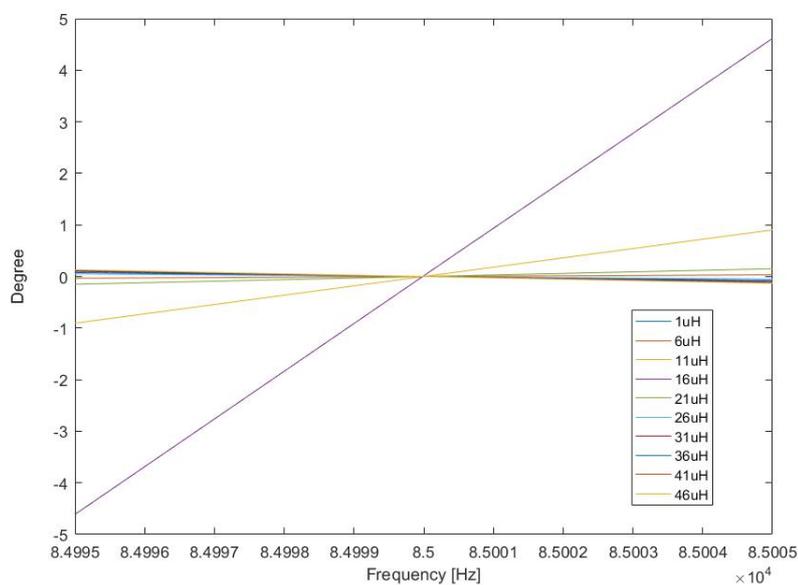


Figure 5.36: Analisi in frequenza fase tra tensione e corrente primario caso 6

Nella figura 5.35 si vede come all'aumentare del parametro M_{ps} la tensione sul carico prima aumenta per poi diminuire bruscamente. In figura 5.36 è

mostrata la fase tra la tensione e la corrente al primario: quel che si vede è che all'aumentare della mutua, spostandosi anche di poco da 85kHz netti, il sistema prima ha un comportamento capacitivo e poi ritorna risonante. Più precisamente, dal grafico si può dire che per valori minori di 6uH il sistema risona perfettamente nell'intorno di 85kHz; con valori superiori comincia a non risonare. Sebbene i valori di fase mostrati nel grafico siano piccoli, sotto mezzo grado, è anche vero che questo è un sistema estremamente semplificato il cui unico scopo è quello di fornire un comportamento generale che nei casi successivi si ritrova; anzi, nei casi successivi, se per ipotesi si variasse la M_{ps} , le variazioni di fase sono ben superiori al mezzo grado. Nei sistemi a seguire è stato scelto di usare, tanto per fissare le idee, $M_{ps} = 1$; questo è un valore generico, poteva anche essere scelto un valore superiore purché conduca alla risonanza

5.8 Caso 7

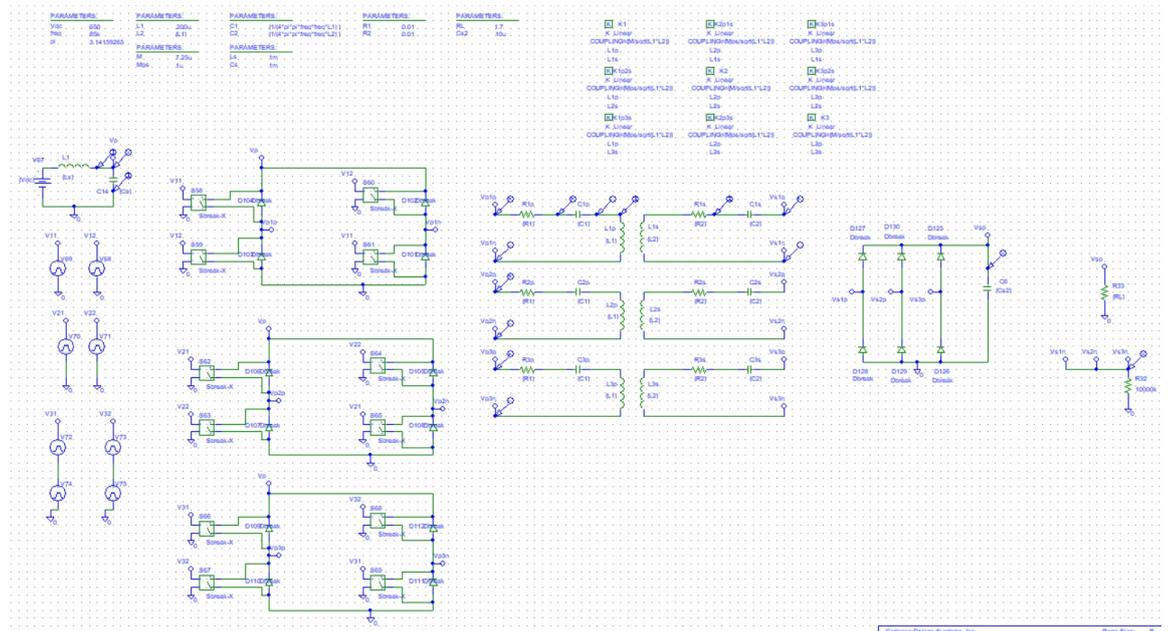


Figure 5.37: Schema circuitale caso 7.

La settima configurazione da analizzare, mostrata in figura 5.37, si ottiene dalla 5 aggiungendo l'effetto delle mutue induttanze tra gli avvolgimenti al

primario e al secondario. La matrice delle induttanze anche qui è uguale a

$$\begin{bmatrix} 0 & 1p & 2p & 3p & 1s & 2s & 3s \\ 1p & L & 0 & 0 & M & M_{ps} & M_{ps} \\ 2p & 0 & L & 0 & M_{ps} & M & M_{ps} \\ 3p & 0 & 0 & L & M_{ps} & M_{ps} & M \\ 1s & M & M_{ps} & M_{ps} & L & 0 & 0 \\ 2s & M_{ps} & M & M_{ps} & 0 & L & 0 \\ 3s & M_{ps} & M_{ps} & M & 0 & 0 & L \end{bmatrix}$$

Di seguito si riportano i grafici delle grandezze elettriche di riferimento.

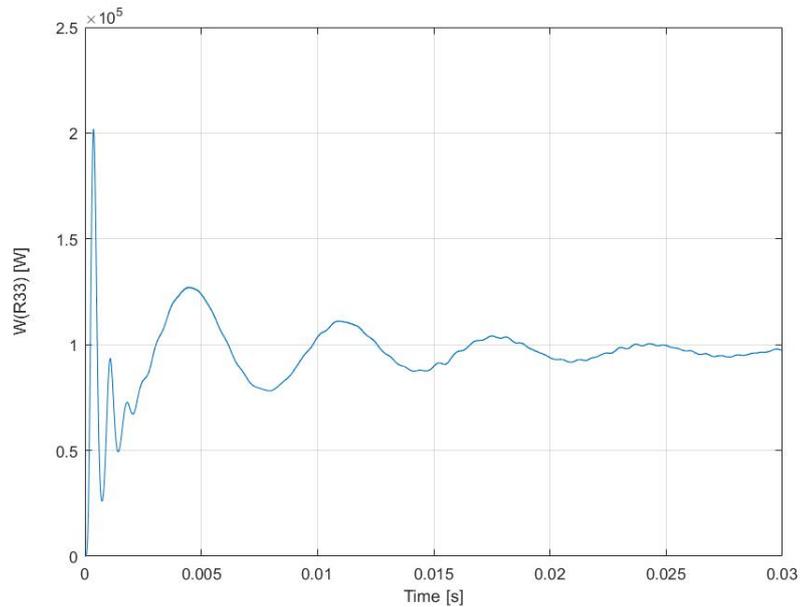


Figure 5.38: Potenza sul carico caso 7.

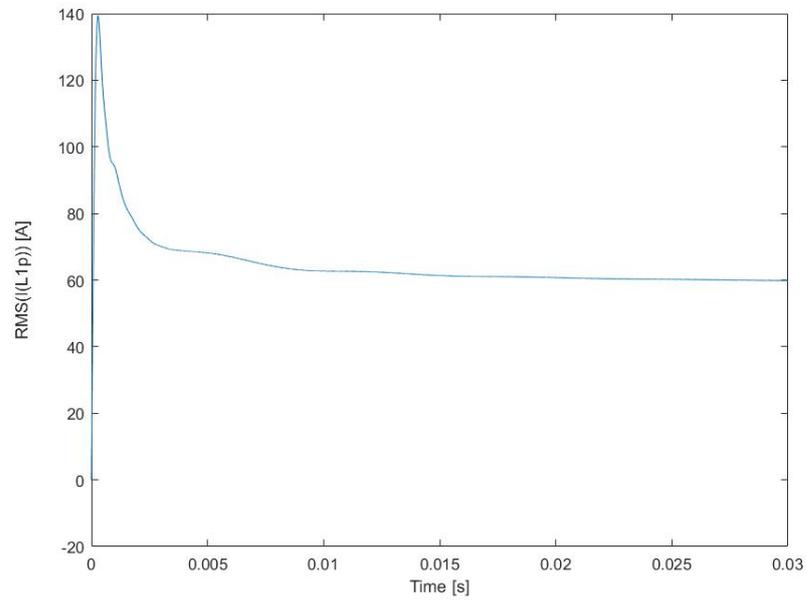


Figure 5.39: Corrente efficace al primario caso 7.

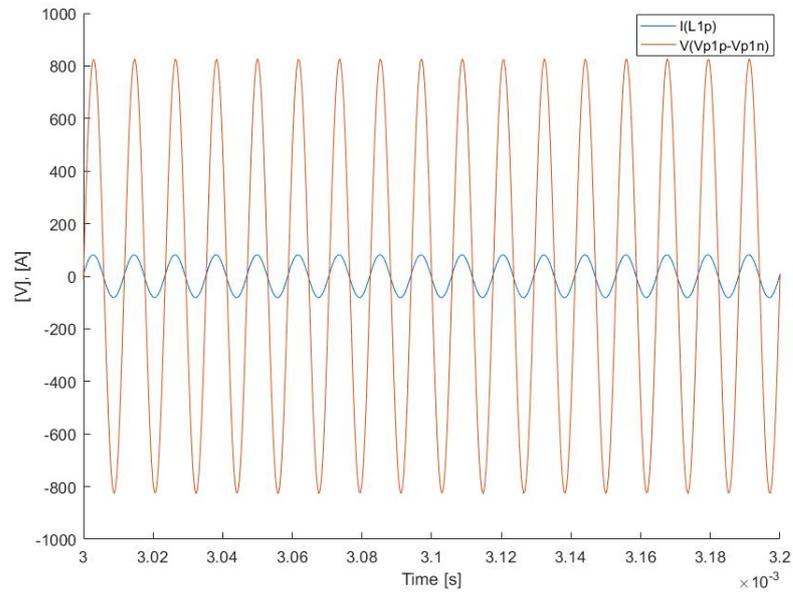


Figure 5.40: Corrente e tensione al primario caso 7.

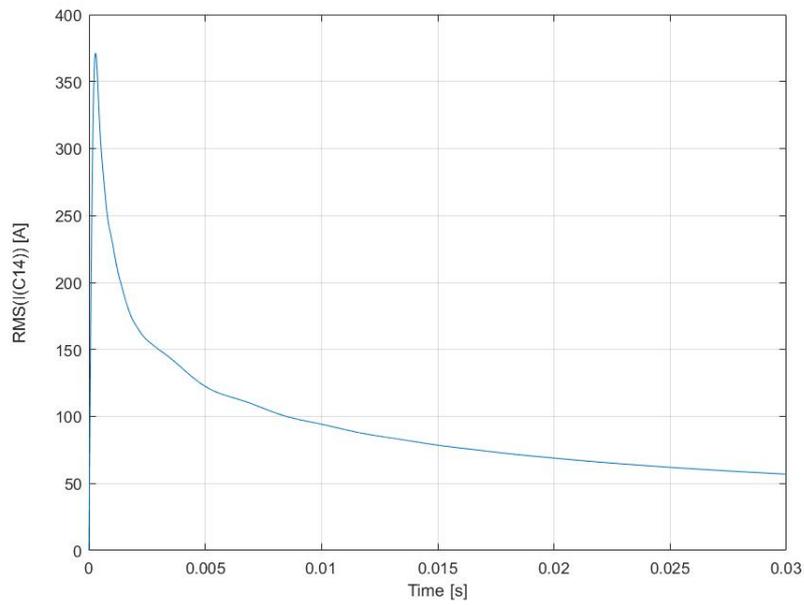


Figure 5.41: Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 7.

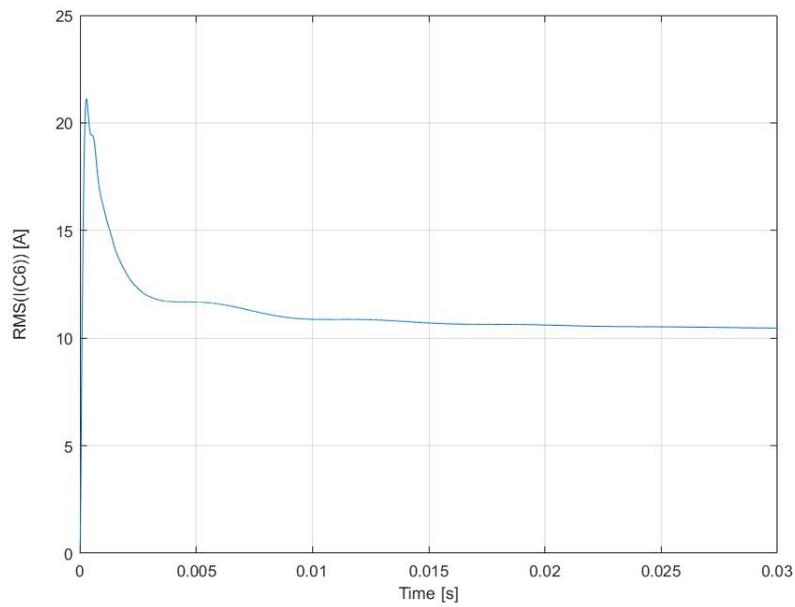


Figure 5.42: Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 7.

5.9 Caso 8

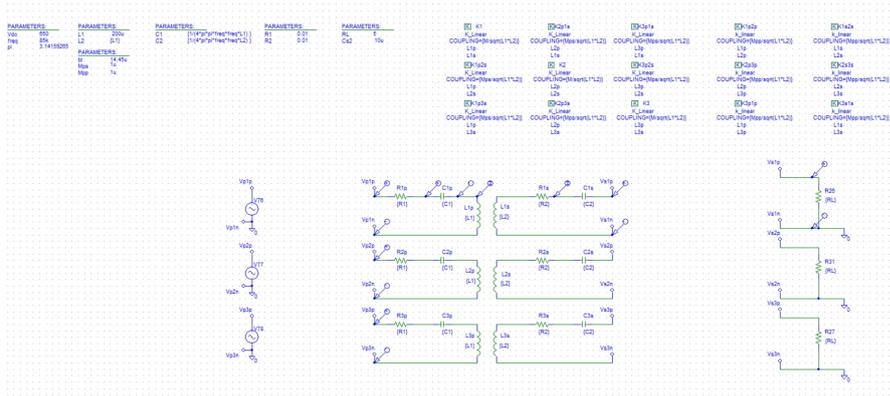


Figure 5.43: Schema circuitale caso 8.

L'ottava configurazione da analizzare, mostrata in figura 5.43 si ottiene dalla 6 aggiungendo l'effetto degli accoppiamenti tra gli avvolgimenti al primario e di quelli tra avvolgimenti secondari, ovvero aggiungendo alla matrice delle induttanze dei casi precedenti il termine M_{pp} che era stato introdotto nel capitolo precedente. La matrice delle induttanze adesso è completa, diventando

$$\begin{bmatrix} 0 & 1p & 2p & 3p & 1s & 2s & 3s \\ 1p & L & L_{pp} & L_{pp} & M & M_{ps} & M_{ps} \\ 2p & L_{pp} & L & L_{pp} & M_{ps} & M & M_{ps} \\ 3p & L_{pp} & L_{pp} & L & M_{ps} & M_{ps} & M \\ 1s & M & M_{ps} & M_{ps} & L & L_{pp} & L_{pp} \\ 2s & M_{ps} & M & M_{ps} & L_{pp} & L & L_{pp} \\ 3s & M_{ps} & M_{ps} & M & L_{pp} & L_{pp} & L \end{bmatrix}$$

Di seguito si riportano i grafici delle grandezze elettriche di riferimento.

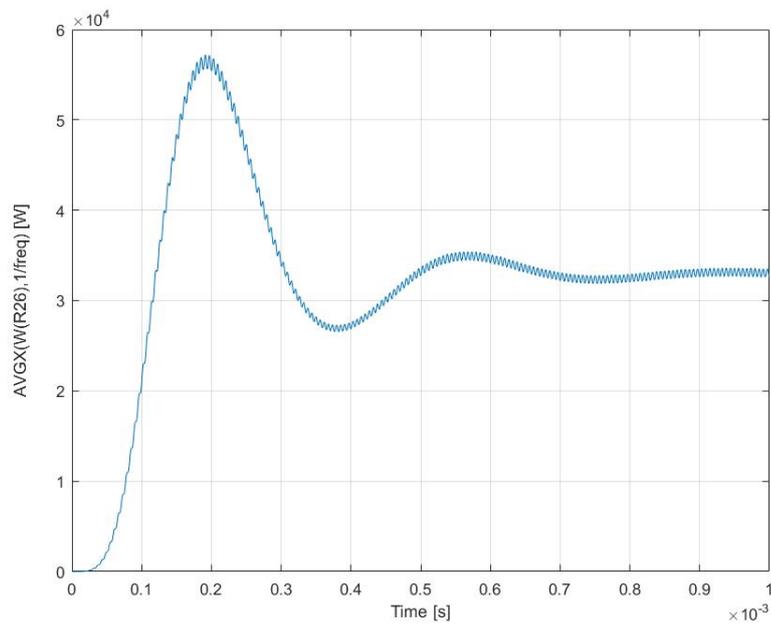


Figure 5.44: Potenza sul carico caso 8.

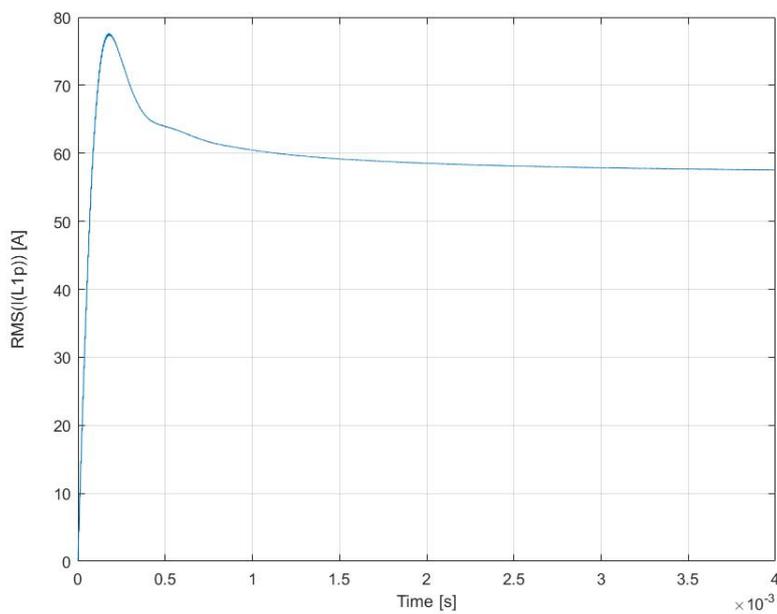


Figure 5.45: Corrente efficace al primario caso 8.

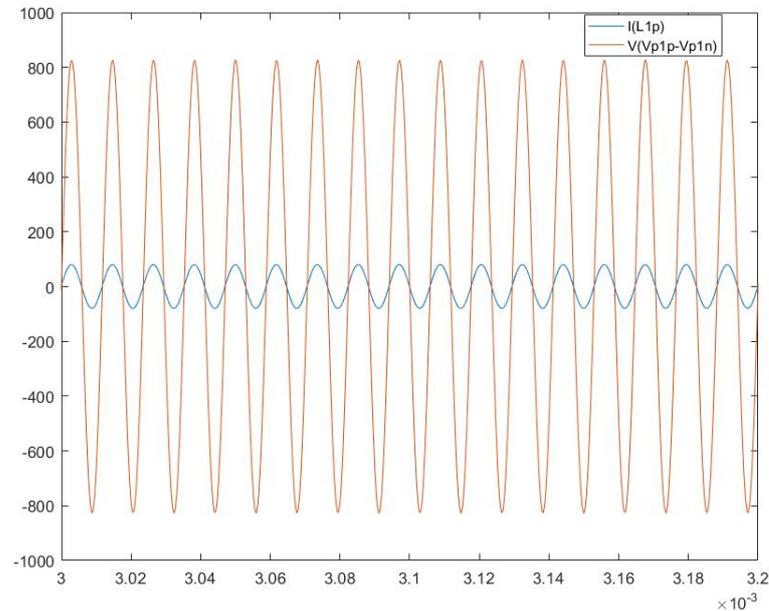


Figure 5.46: Corrente e tensione al primario caso 8.

Oltre a svolgere l'analisi temporale del sistema, di seguito viene svolta l'analisi in frequenza sul circuito mostrato in figura 5.47 e viene mostrato cosa succede nel sistema quando viene variato il parametro M_{pp} . Il comportamento alla variazione di M è uguale a quello illustrato nell'analisi in frequenza esposta nel caso 3, mentre la risposta alla variazione di M_{ps} è uguale a quella studiata nel caso 6. Il circuito impiegato è il seguente

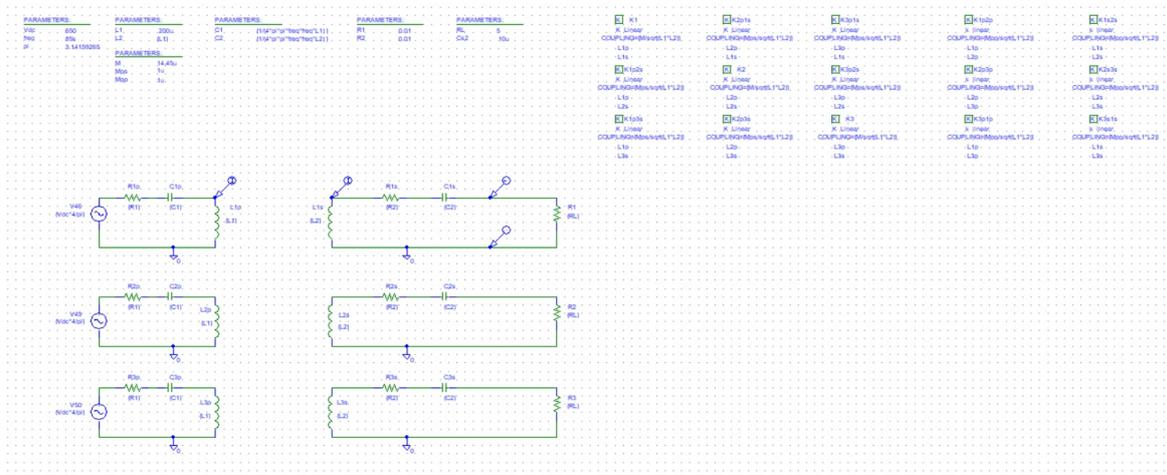


Figure 5.47: Circuito analisi in frequenza caso 8

L'analisi prevede di variare la mutua da 1uH fino a 46uH con passo di 5uH e viene presentato cosa succede alla tensione di carico e la fase tra tensione e corrente nell'avvolgimento primario.

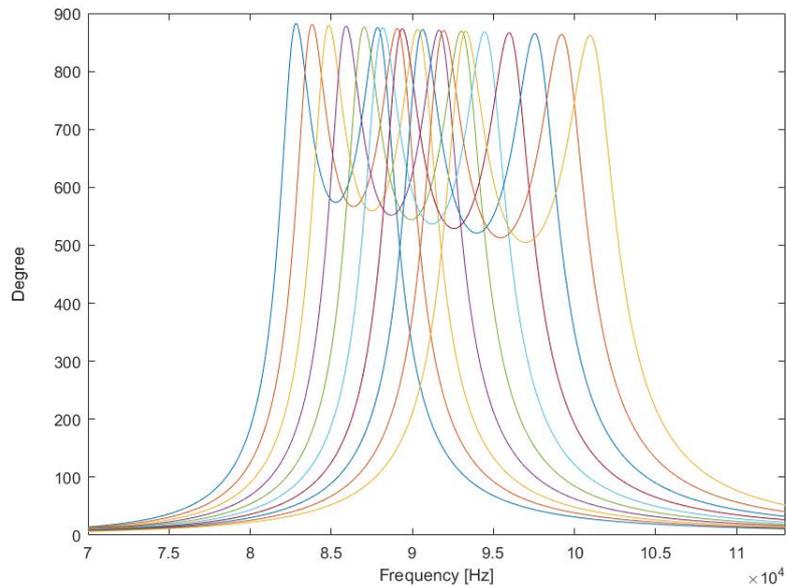


Figure 5.48: Analisi in frequenza tensione su carico caso 8

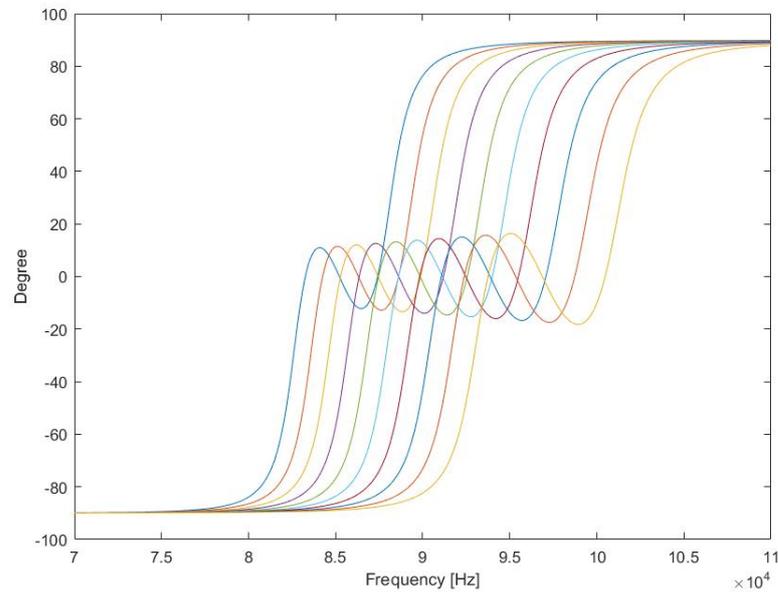


Figure 5.49: Analisi in frequenza fase tra tensione e corrente primario caso 8

Ciò che si vede chiaramente dall'analisi è la totale perdita di risonanza quando avviene la variazione di mutua: nel grafico 5.49 è evidente che, fissata la frequenza di risonanza a 85kHz, il sistema smette di risonare non appena si cambia la mutua. Per tale motivo nei casi 8 e 9 è stato scelto di utilizzare $M_{pp} = 1\mu H$, in modo tale da garantire la risonanza.

5.10 Caso 9

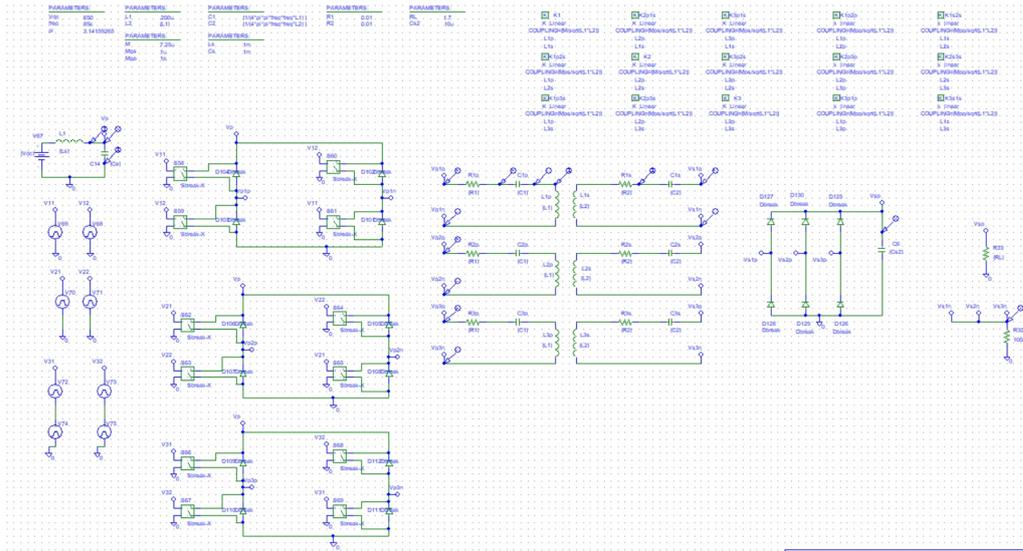


Figure 5.50: Schema circuitale caso 9.

Il nono caso è ottenuto dal 7 aggiungendo anche qui l'effetto delle mutue tra gli avvolgimenti appartenenti al o al secondario. La matrice delle induttanze in questo caso diventa

$$\begin{bmatrix}
 0 & 1p & 2p & 3p & 1s & 2s & 3s \\
 1p & L & L_{pp} & L_{pp} & M & M_{ps} & M_{ps} \\
 2p & L_{pp} & L & L_{pp} & M_{ps} & M & M_{ps} \\
 3p & L_{pp} & L_{pp} & L & M_{ps} & M_{ps} & M \\
 1s & M & M_{ps} & M_{ps} & L & L_{pp} & L_{pp} \\
 2s & M_{ps} & M & M_{ps} & L_{pp} & L & L_{pp} \\
 3s & M_{ps} & M_{ps} & M & L_{pp} & L_{pp} & L
 \end{bmatrix}$$

Di seguito si riportano i grafici delle grandezze elettriche di riferimento.

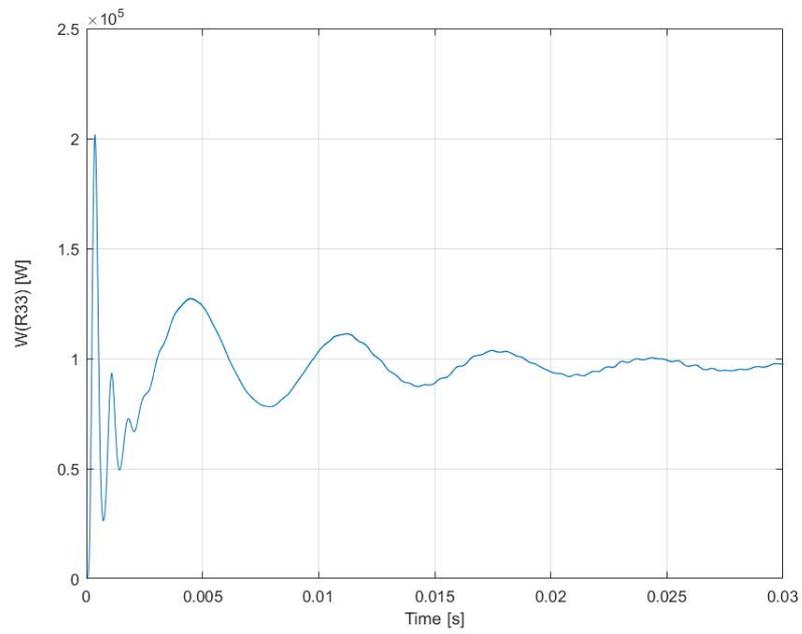


Figure 5.51: Potenza sul carico caso 9.

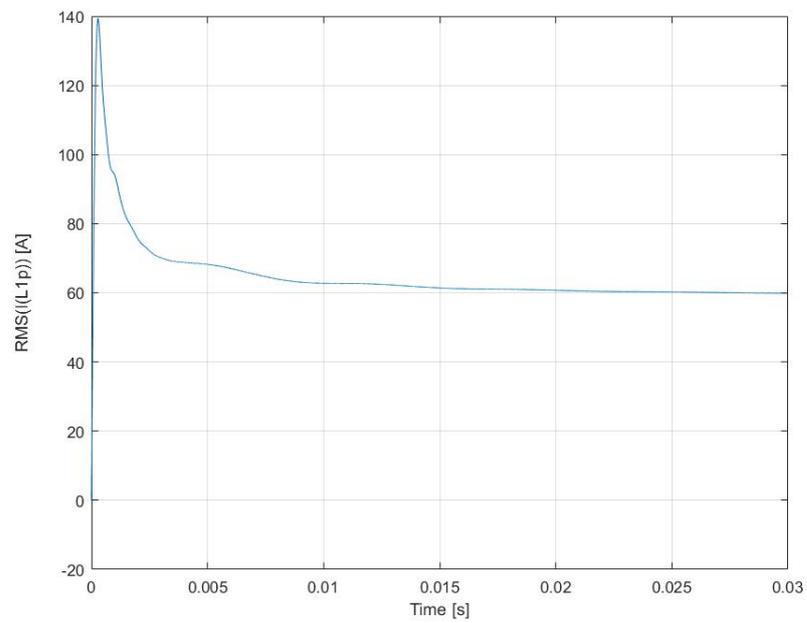


Figure 5.52: Corrente efficace al primario caso 9.

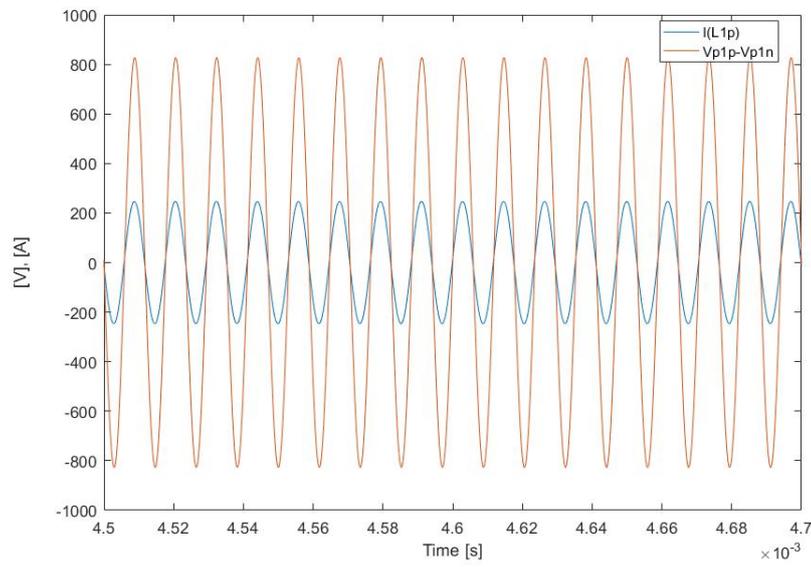


Figure 5.53: Corrente e tensione al primario caso 9.

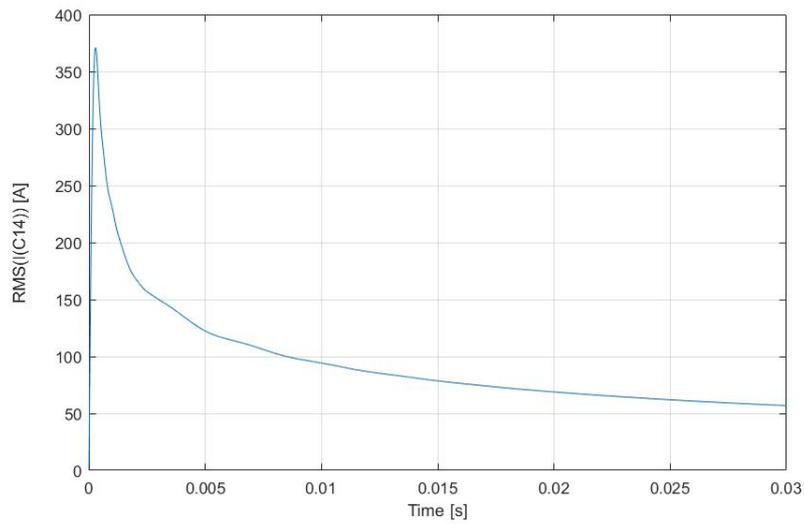


Figure 5.54: Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 9.

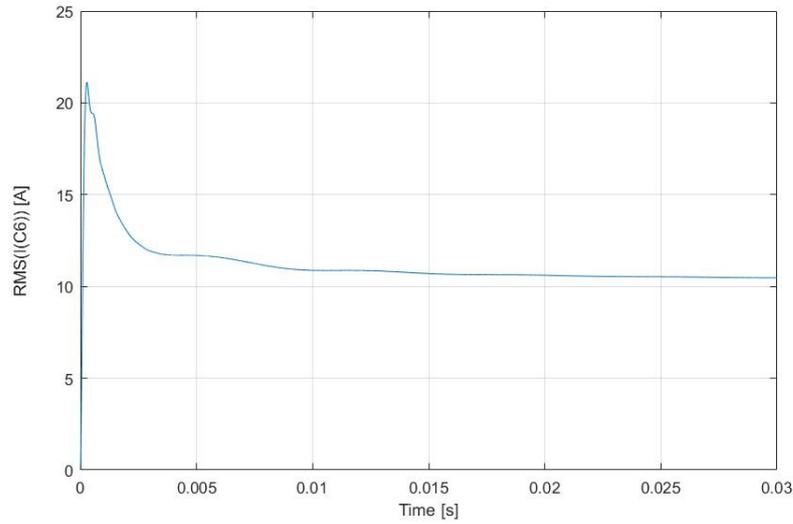


Figure 5.55: Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 9.

5.11 Introduzione teorica ai capitoli successivi

Prima di esporre il caso 10 ed i successivi, è bene fare un richiamo di teoria dal capitolo 4. Infatti, nel paragrafo conclusivo del capitolo erano state ricavate le equazioni che descrivono il comportamento del sistema:

$$VV = sMII + CCII =$$

$$\begin{bmatrix} v_{1p} \\ v_{2p} \\ v_{3p} \\ v_{1s} \\ v_{2s} \\ v_{3s} \end{bmatrix} = s * \begin{bmatrix} L & M_{pp} & M_{pp} & M & M_{ps} & M_{ps} \\ M_{pp} & L & M_{pp} & M_{ps} & M & M_{ps} \\ M_{pp} & M_{pp} & L & M_{ps} & M_{ps} & M \\ M & M_{ps} & M_{ps} & L & M_{pp} & M_{pp} \\ M_{ps} & M & M_{ps} & M_{pp} & L & M_{pp} \\ M_{ps} & M_{ps} & M & M_{pp} & M_{pp} & L \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0; \\ 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \end{bmatrix}$$

Se a primo membro e secondo membro dell'equazione sottraggo

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = s \times \begin{bmatrix} M_{pp} & M_{pp} & M_{pp} & M_{ps} & M_{ps} & M_{ps} \\ M_{pp} & M_{pp} & M_{pp} & M_{ps} & M_{ps} & M_{ps} \\ M_{pp} & M_{pp} & M_{pp} & M_{ps} & M_{ps} & M_{ps} \\ M_{ps} & M_{ps} & M_{ps} & M_{pp} & M_{pp} & M_{pp} \\ M_{ps} & M_{ps} & M_{ps} & M_{pp} & M_{pp} & M_{pp} \\ M_{ps} & M_{ps} & M_{ps} & M_{pp} & M_{pp} & M_{pp} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \end{bmatrix}$$

che ha valore nullo se si fa l'ipotesi di lavorare con un sistema trifase simmetrico ed equilibrato. Allora le equazioni necessarie per descrivere il sistema diventano $VV=sMII+CCII=$

$$\begin{bmatrix} v_{1p} \\ v_{2p} \\ v_{3p} \\ v_{1s} \\ v_{2s} \\ v_{3s} \end{bmatrix} = s * \begin{bmatrix} L - M_{pp} & 0 & 0 & M - M_{ps} & 0 & 0 \\ 0 & L - M_{pp} & 0 & 0 & M - M_{ps} & 0 \\ 0 & 0 & L - M_{pp} & 0 & 0 & M - M_{ps} \\ M - M_{ps} & 0 & 0 & L - M_{pp} & 0 & 0 \\ 0 & M - M_{ps} & 0 & 0 & L - M_{pp} & 0 \\ 0 & 0 & M - M_{ps} & 0 & 0 & L - M_{pp} \end{bmatrix} \times$$

$$\begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(s * C) \end{bmatrix} \times$$

$$\begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ i_{1s} \\ i_{2s} \\ i_{3s} \end{bmatrix}$$

Ciò equivale a considerare il sistema di partenza come tre sistemi tra di loro isolati, senza accoppiamenti tra di loro, con autoinduttanza pari a $L - M_{pp}$ e mutua induttanza pari a $M - M_{ps}$. Cioè possiamo riapplicare nuovamente la teoria del monofase a ciascuno dei tre sistemi equivalenti, con valori di autoin-

duttanza e mutua equivalenti. I casi a seguire sono caratterizzati dall'usare un valore di capacità in grado di compensare questa induttanza equivalente.

5.12 Caso 10

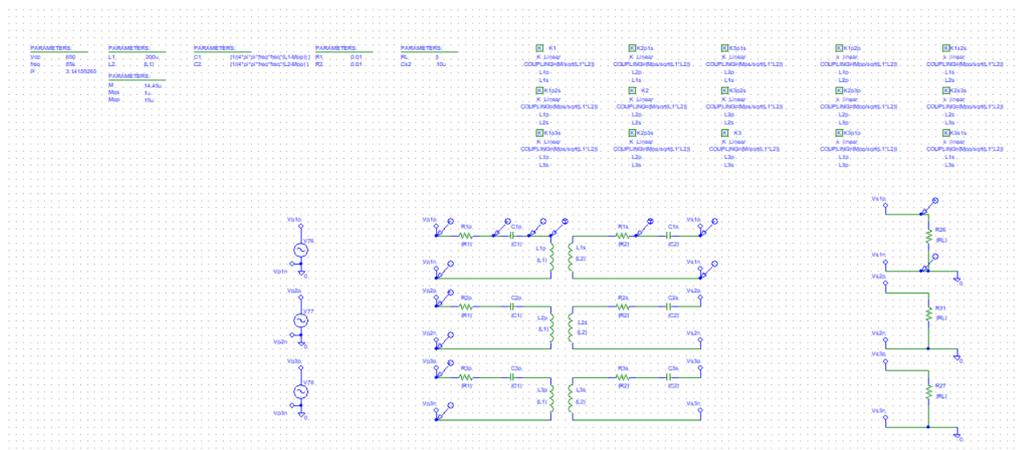


Figure 5.56: Schema circuitale caso 10.

Il caso 10, presentato in figura 5.56, si ottiene dall'8 considerando come valore di autoinduttanza $L - M_{pp}$ e condensatore tale da risuonare a 85kHz. Gli accoppiamenti magnetici sono invariati rispetto ai casi precedenti. Di seguito sono riportati i grafici delle grandezze elettriche in esame.

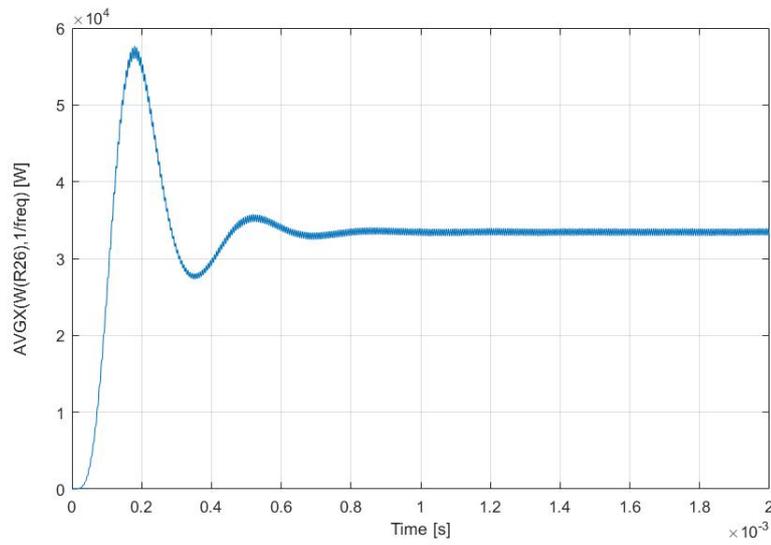


Figure 5.57: Potenza sul carico caso 10.

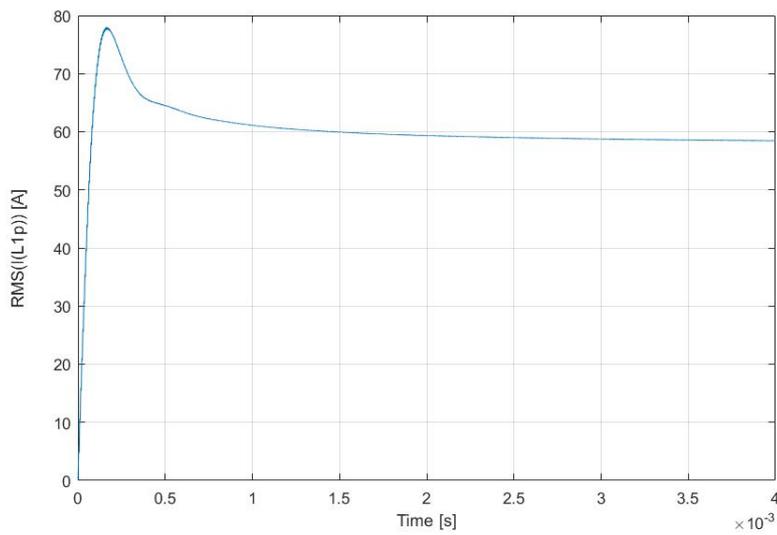


Figure 5.58: Corrente efficace al primario caso 10.

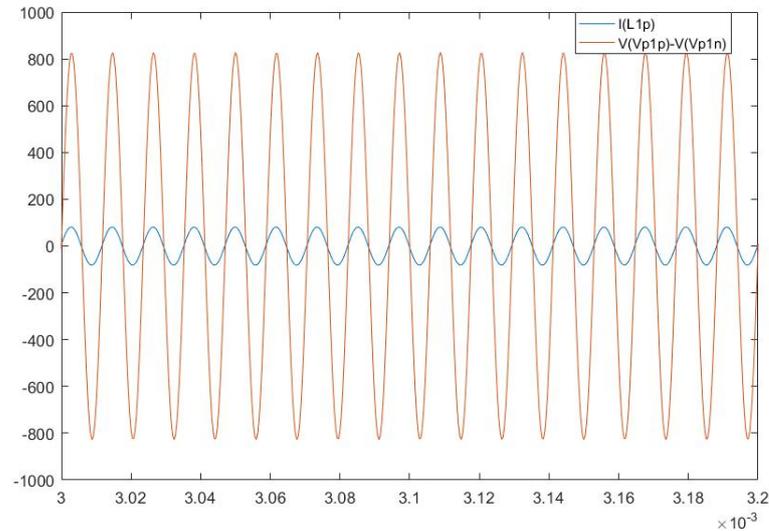


Figure 5.59: Corrente e tensione al primario caso 10.

Quello che accade in questo caso è che, grazie all'ipotesi fatta sul condensatore, il sistema è equivalente a quello visto nel caso 3. Cioè il sistema originale con tutti gli accoppiamenti tra gli avvolgimenti si riconduce ad un sistema con tre coppie di avvolgimenti magneticamente isolati tra di loro. Quindi il comportamento di ciascun "monofase equivalente" è già stato studiato nell'analisi in frequenza realizzata per il caso 3, usando $L - M_{pp}$ come induttanza equivalente e $M - M_{ps}$ come mutua equivalente. Se si volesse variare il parametro M_{pp} in questo sistema è come variare direttamente l'autoinduttanza del sistema equivalente; tanto per fissare le idee, se si volesse aumentare M_{pp} perché fisicamente non è possibile costruire avvolgimenti con $M_{pp} = 1\mu H$, ciò significherebbe diminuire l'autoinduttanza del sistema equivalente, mantenendo la corrente costante poiché si lavora con un sistema risonante. Si dimostra pure che la tensione sugli avvolgimenti del sistema diminuisce all'aumentare di M_{pp} . Invece la differenza $M - M_{ps}$ che è la mutua equivalente, è quella che governa la potenza trasferita sul carico. Se si vogliono modificare per ragioni costruttive singolarmente i parametri M ed M_{ps} , per mantenere costante la potenza trasferita al carico basta semplicemente mantenere costante la differenza tra i due termini.

5.13 Caso 11

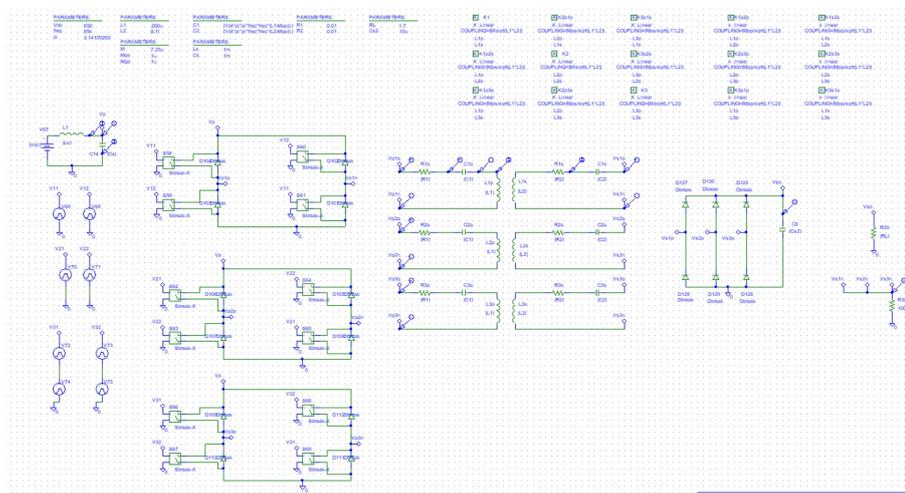


Figure 5.60: Schema circuitale caso 11.

Il caso 11, presentato in figura 5.60, si ottiene dall'9 considerando, anche qui, come valore di autoinduttanza $L - M_{pp}$ e condensatore tale da risuonare a 85kHz. Gli accoppiamenti magnetici sono invariati rispetto ai casi precedenti. Di seguito sono riportati i grafici delle grandezze elettriche in esame

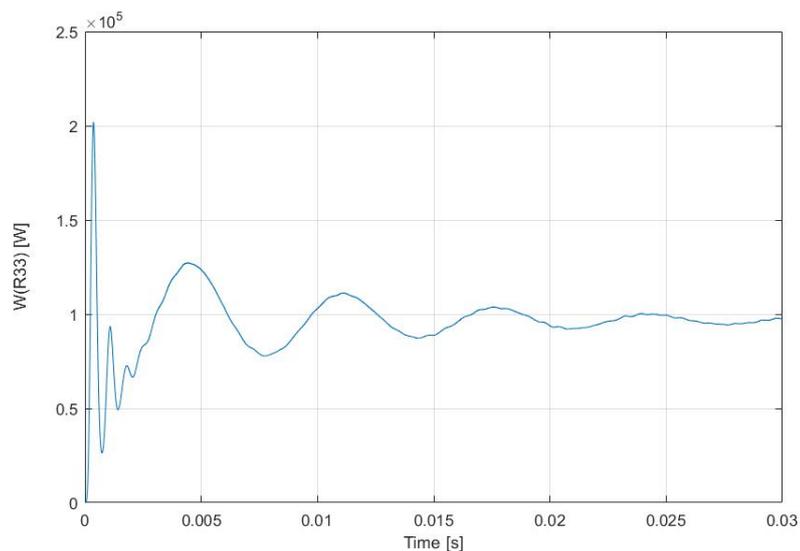


Figure 5.61: Potenza sul carico caso 11.

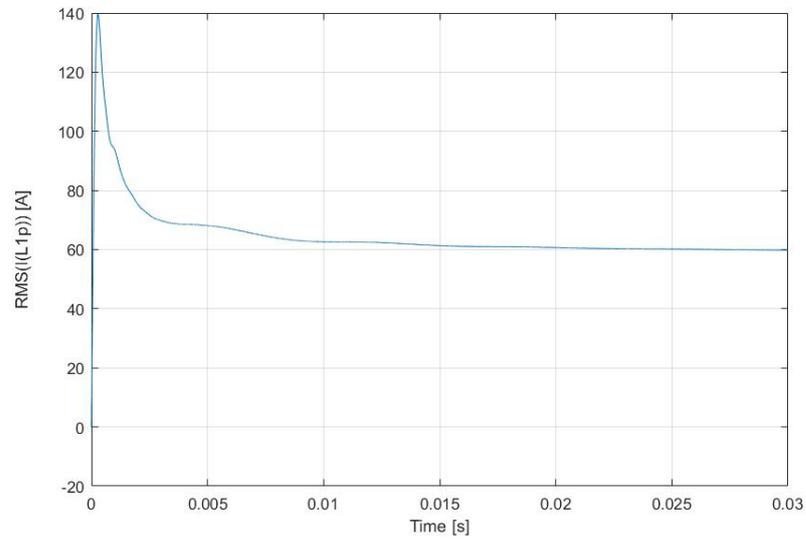


Figure 5.62: Corrente efficace al primario caso 11.

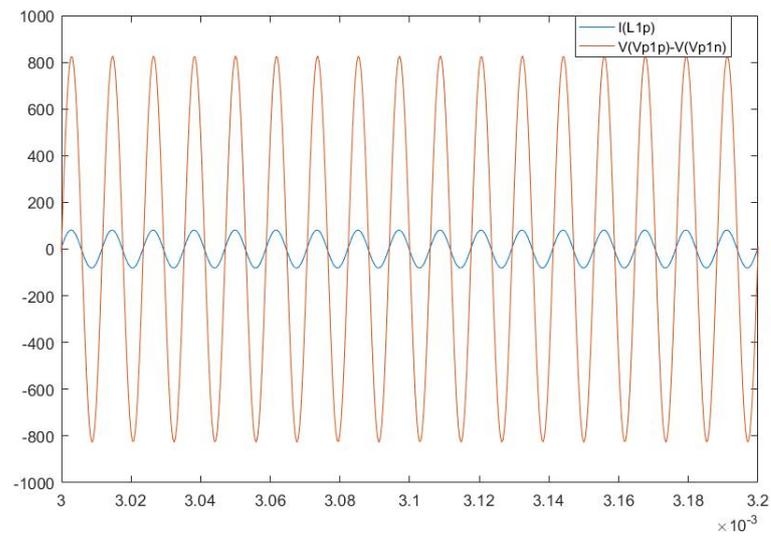


Figure 5.63: Corrente e tensione al primario caso 11.

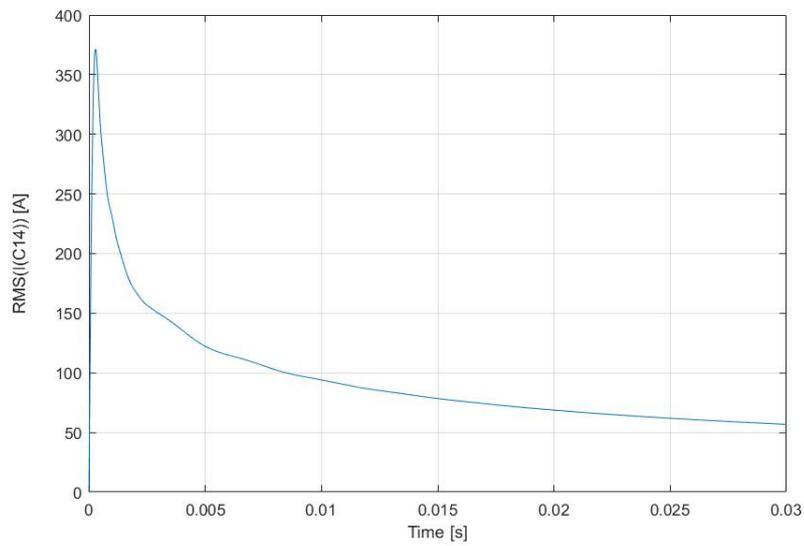


Figure 5.64: Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 11.

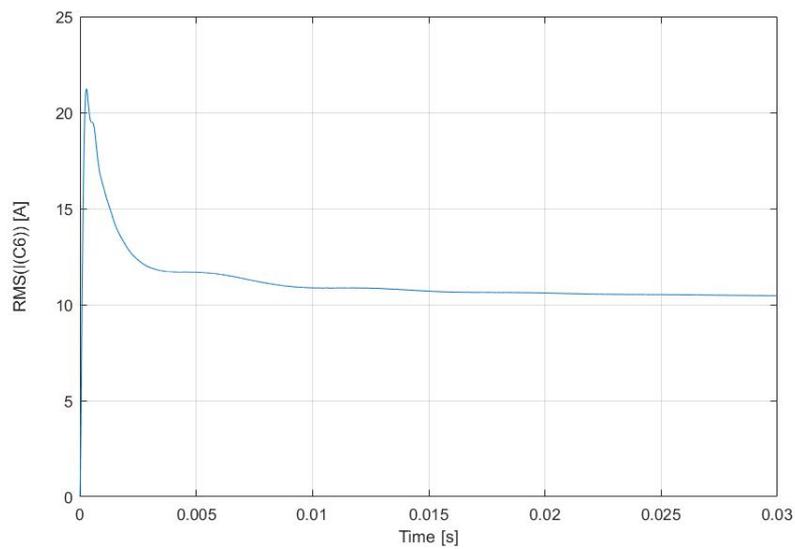


Figure 5.65: Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 11.

5.14 Caso 12

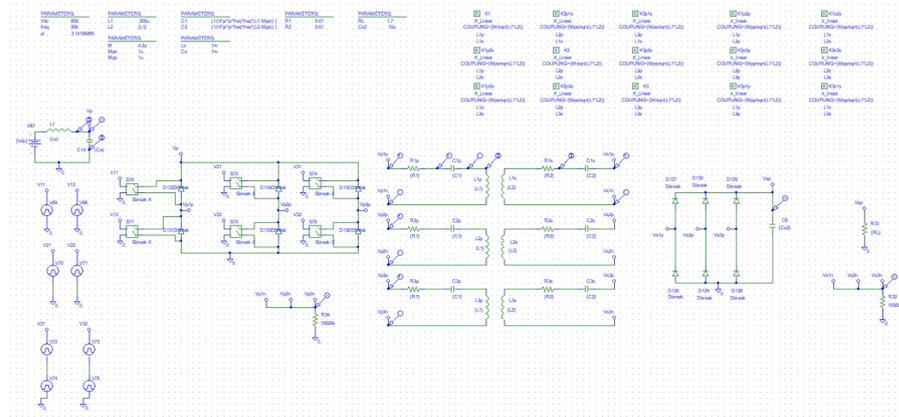


Figure 5.66: Schema circuitale caso 12.

L'ultimo caso, presentato in figura 5.66, si ottiene dal precedente considerando la stessa struttura al secondario, uguali accoppiamenti magnetici, ma sostituendo i tre ponti ad H con un unico ponte trifase. Ciò consente di ridurre il costo legato all'inverter di alimentazione. Di seguito sono riportati i grafici delle grandezze elettriche in esame

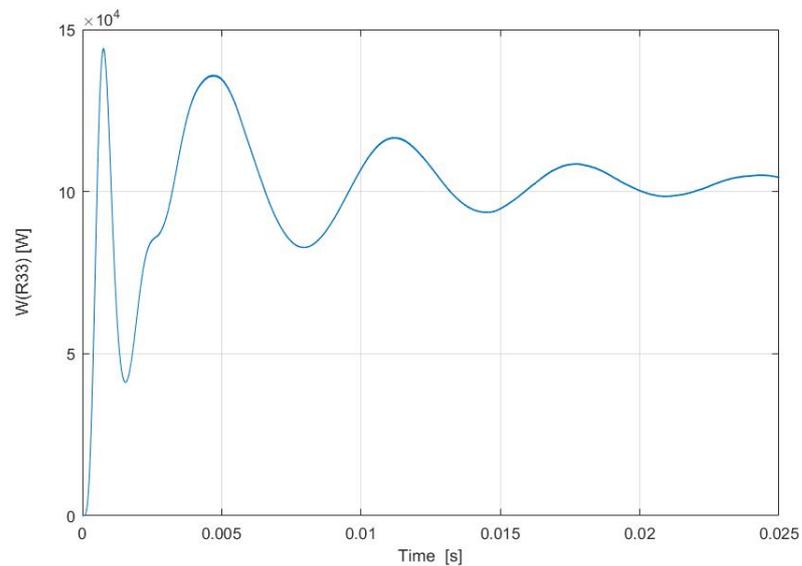


Figure 5.67: Potenza sul carico caso 12.

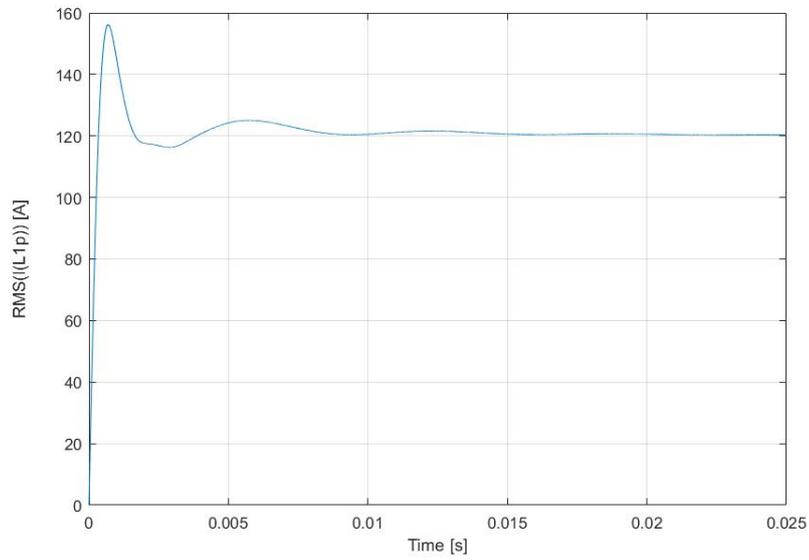


Figure 5.68: Corrente efficace al primario caso 12.

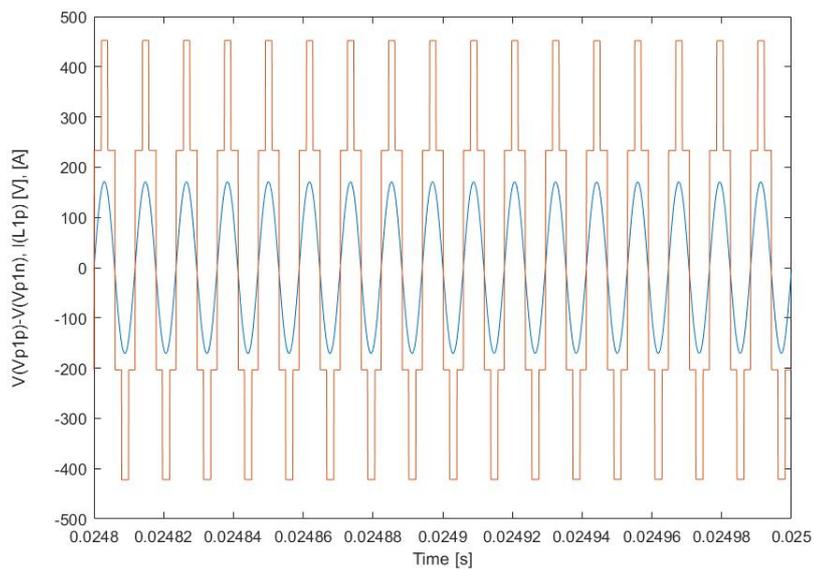


Figure 5.69: Corrente e tensione al primario caso 12.

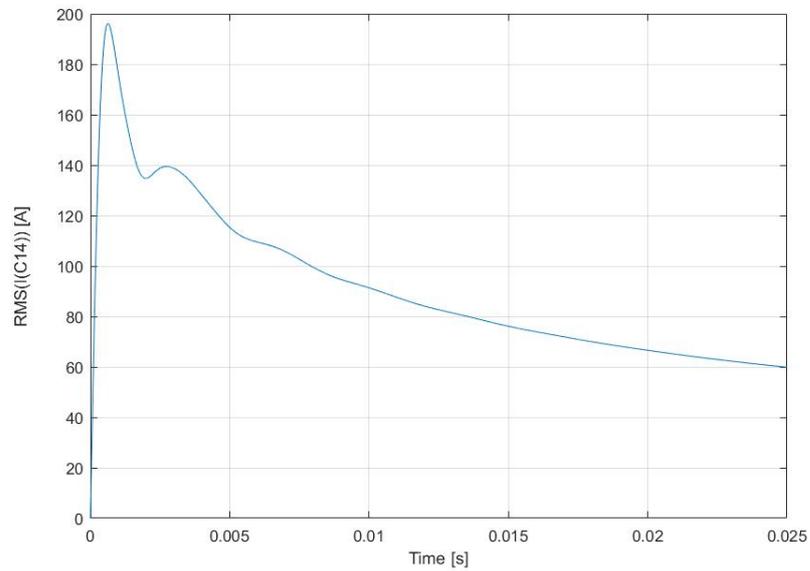


Figure 5.70: Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 12.

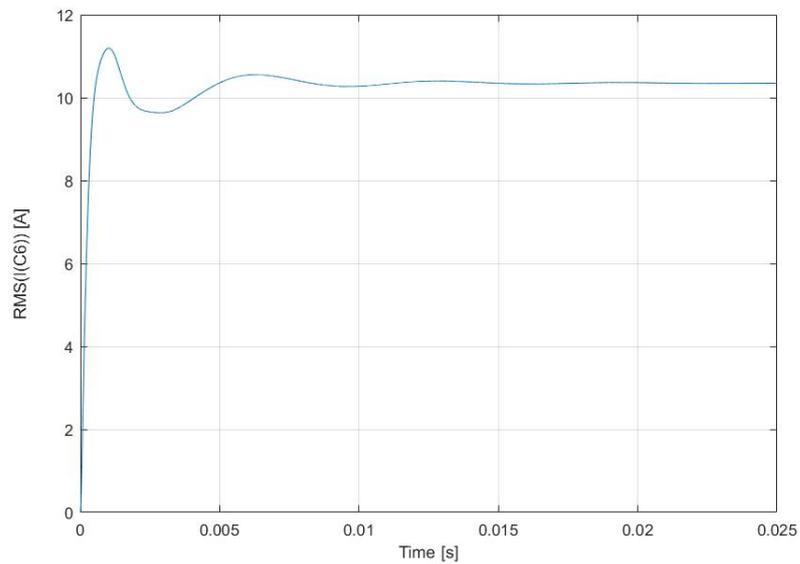


Figure 5.71: Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 12.

Volendo comparare questa struttura con quella precedente, a pari condizioni in ingresso ed uscita, si osserva che:

- il valore massimo di corrente efficace al primario sale lievemente
- il valore massimo di corrente efficace sul condensatore di alimentazione quasi si dimezza
- il valore massimo di corrente efficace sul condensatore di filtro quasi si dimezza

Chapter 6

Considerazioni conclusive

Nel capitolo 5, sfruttando la teoria esposta nel capitolo 3 e 4, sono stati presentati due approcci differenti per raggiungere una configurazione di ICPT trifase che soddisfi le specifiche fornite al capitolo 1 e che riesca a risonare:

- Costruire un sistema con ben precise specifiche in termini di mutue induttanze: $M = 7.25uH$, $M_{ps} = 1uH$ e $M_{pp} = 1pH$. La complessità costruttiva di questo approccio è nel realizzare $M_{pp} = 1pH$ che è un valore troppo basso di mutua.
- Realizzare il sistema con condensatore tale da compensare un'auto induttanza pari $L - M_{pp}$. Questo approccio, a mio parere, è vincente rispetto all'altro perché consente una maggiore flessibilità parametrica: ai fini del trasferimento di potenza è fondamentale la differenza $M - M_{ps}$; si possono anche modificare singolarmente questi parametri in base all'esigenza costruttiva. Anche M_{pp} che è un altro parametro dipendente dalla geometria del sistema smette di essere così determinante come nel primo approccio.

Uno degli obiettivi futuri, di continuità con quanto detto in questa tesi, è la costruzione fisica degli avvolgimenti in modo da soddisfare le specifiche. Per quanto riguarda la geometria dell'avvolgimento, non è facile stabile a priori quale geometria possa essere vincente sull'altra. L'unica cosa possibile è iniziare a fare delle considerazioni sull'entità del coefficiente di accoppiamento magnetico tra gli avvolgimenti. Si ipotizzi una configurazione come quella in figura 6.1

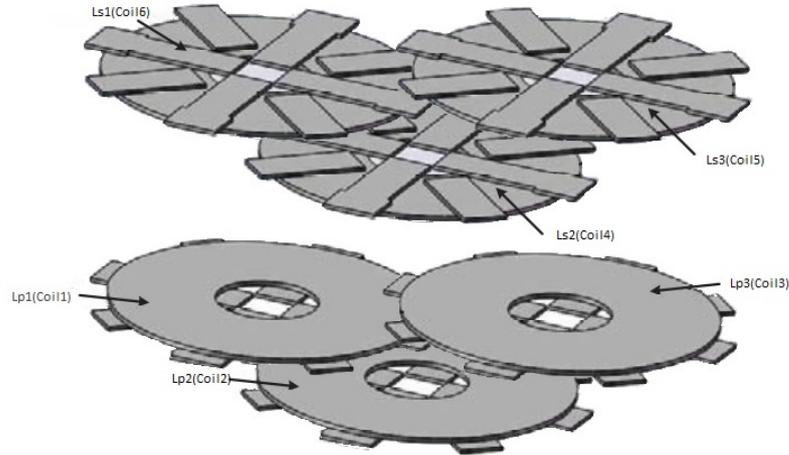


Figure 6.1: Una tipologia di avvolgimento.

Rispettando le ipotesi fatte nel corso della tesi, tutti gli avvolgimenti sorgente sono uguali tra loro(così come ciascun avvolgimento ricevente). Si definiscono

- il coefficiente di accoppiamento tra avvolgimenti al primario o al secondario $K_{pp} = M_{pp}/L$
- il coefficiente di accoppiamento tra avvolgimenti al primario e al secondario corrispondenti $K = M/L$
- il coefficiente di accoppiamento tra avvolgimenti al primario e al secondario non corrispondenti $K_{ps} = M_{ps}/L$

In base alla distanza cui vengono posti gli avvolgimenti si possono ipotizzare alcuni fatti:

- K_{pp} è sicuramente minore di uno(se gli avvolgimenti o del primario o del secondario fossero perfettamente sovrapposti sarebbe unitario), ma se gli avvolgimenti non sono perfettamente sovrapposti, può anche assumere valore negativo, in base alla geometria dell'avvolgimento e alla disposizione. Orientativamente $1 > K_{pp} > -0.2$
- K_{ps} è sicuramente positivo visto che parliamo di avvolgimenti appartenenti uno al primario, l'altro al secondario non corrispondenti come mostrato in figura 6.1. Orientativamente $1 > K_{ps} > 0$

- K è sicuramente positivo visto che parliamo di avvolgimenti appartenenti uno al primario, l'altro al secondario corrispondenti; inoltre l'accoppiamento magnetico sarà sicuramente più elevato rispetto a due avvolgimenti non corrispondenti che sono a distanza più elevata rispetto a quelli corrispondenti. Per cui, si può concludere che $1 > K > K_{ps} > 0$

Appendice

Di seguito viene riportato il codice matlab per l'implementazione delle equazioni per la descrizione del sistema

```
syms L M1 MD Mdd s i1p i2p i3p i1s i2s i3s C v1s v2s v3s v1p v2p v3p  
R
```

```
VV = [v1p; v2p; v3p; v1s; v2s; v3s];
```

```
II = [i1p; i2p; i3p; i1s; i2s; i3s];
```

```
MM =[L Mdd Mdd M1 MD MD; Mdd L Mdd MD M1 MD; Mdd Mdd  
L MD MD M1; M1 MD MD L Mdd Mdd; MD M1 MD Mdd L Mdd; MD  
MD M1 Mdd Mdd L ];
```

```
MM =[L-Mdd 0 0 M1-MD 0 0 ; 0 L-Mdd 0 0 M1-MD 0 ; 0 0 L-Mdd 0  
0 M1-MD ; M1-MD 0 0 L-Mdd 0 0 ; 0 M1-MD 0 0 L-Mdd 0 ; 0 0 M1-MD 0  
0 L-Mdd ];
```

```
CC = [1/(s*C) 0 0 0 0 0; 0 1/(s*C) 0 0 0 0; 0 0 1/(s*C) 0 0 0; 0 0 0  
1/(s*C) 0 0; 0 0 0 0 1/(s*C) 0; 0 0 0 0 0 1/(s*C)];
```

```
VV = s*MM*II + CC*II;
```

```
N=s.*MM+CC;
```

```
N1=inv(N);
```

```
II=N1*VV
```

```
RR = VV./II
```

Nell'ultima riga è stata implementata la funzione di trasferimento tra tensione e corrente.

List of Figures

1.1	Generico sistema ICPT	6
1.2	Sito progetto	7
1.3	Logo progetto	8
1.4	Doblò elettrico	9
2.1	La gamma Primove	12
2.2	PRIMOVE charging via tram	12
2.3	PRIMOVE charging via ebus	13
2.4	PRIMOVE battery	13
2.5	PRIMOVE mitrac	14
2.6	IPT Rail	15
2.7	IPT Floor	16
2.8	IPT Charge	16
2.9	Ricarica wireless veicoli elettrici	17
2.10	Prodotti Qualcomm	17
2.11	Autobus Kaist	18
3.1	Avvolgimenti accoppiati.	20
3.2	Modello circuitale accoppiamento mutuo	21
3.3	Circuito equivalente a T.	21
3.4	Circuito equivalente di una compensazione SS.	22
3.5	Impedenza riflessa e d'ingresso.	22
3.6	Circuito equivalente ICPT con compensazione SP.	26
3.7	Equivalent circuit of a PS compensation topology.	28
3.8	Equivalent circuit of a PP compensation topology.	28
3.9	Equivalent circuit of a double side LCC compensation topology.	29
4.1	Potenza istantanea circuito monofase a regime sinusoidale.	32
4.2	Sistema 1.	33
4.3	Corrente nel capacitore sistema 1.	34
4.4	Sistema 2.	34

4.5	Corrente nel capacitore sistema 2.	35
4.6	Configurazione monofase.	36
4.7	Configurazione trifase con bobine separate.	37
4.8	Configurazione trifase con bobine sovrapposte.	37
4.9	Circuito ICPT trifase.	39
5.1	Schema circuitale caso 1.	42
5.2	Potenza in media mobile caso 1.	43
5.3	Corrente efficace al primario caso 1.	43
5.4	Corrente e tensione al primario caso 1.	44
5.5	Schema circuitale caso 2.	44
5.6	Potenza in media mobile caso 2.	46
5.7	Corrente efficace al primario caso 2.	46
5.8	Corrente e tensione al primario caso 2.	47
5.9	Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 2.	47
5.10	Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 2.	48
5.11	Schema circuitale caso 3.	49
5.12	Potenza istantanea monofase e trifase caso 3	50
5.13	Corrente efficace al primario caso 3	50
5.14	Corrente e tensione al primario caso 3	51
5.15	Circuito analisi in frequenza caso 3	51
5.16	Analisi in frequenza tensione su carico caso 3	52
5.17	Analisi in frequenza fase tra tensione e corrente primario caso 3	52
5.18	Schema circuitale caso 4.	53
5.19	Potenza su una resistenza caso 4	54
5.20	Corrente efficace al primario caso 4	55
5.21	Corrente e tensione al primario caso 4	55
5.22	Corrente sul condensatore di alimentazione caso 4	56
5.23	Corrente sul condensatore di filtro caso 4	56
5.24	Schema circuitale caso 5.	57
5.25	Potenza sul carico caso 5.	58
5.26	Corrente efficace al primario caso 5.	59
5.27	Corrente e tensione al primario caso 5.	59
5.28	Corrente efficace sul condensatore di alimentazione caso 5. . .	60
5.29	Corrente efficace sul condensatore di carico caso 5.	60
5.30	Schema circuitale caso 6.	61
5.31	Potenza su una resistenza di carico caso 6.	62
5.32	Corrente efficace al primario caso 6.	63
5.33	Corrente e tensione al primario caso 6.	63
5.34	Circuito analisi in frequenza caso 6	64
5.35	Analisi in frequenza tensione su carico caso 6	65

5.36	Analisi in frequenza fase tra tensione e corrente primario caso 6	65
5.37	Schema circuitale caso 7.	66
5.38	Potenza sul carico caso 7.	67
5.39	Corrente efficace al primario caso 7.	68
5.40	Corrente e tensione al primario caso 7.	68
5.41	Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 7.	69
5.42	Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 7.	69
5.43	Schema circuitale caso 8.	70
5.44	Potenza sul carico caso 8.	71
5.45	Corrente efficace al primario caso 8.	71
5.46	Corrente e tensione al primario caso 8.	72
5.47	Circuito analisi in frequenza caso 8	73
5.48	Analisi in frequenza tensione su carico caso 8	73
5.49	Analisi in frequenza fase tra tensione e corrente primario caso 8	74
5.50	Schema circuitale caso 9.	75
5.51	Potenza sul carico caso 9.	76
5.52	Corrente efficace al primario caso 9.	76
5.53	Corrente e tensione al primario caso 9.	77
5.54	Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 9.	77
5.55	Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 9.	78
5.56	Schema circuitale caso 10.	80
5.57	Potenza sul carico caso 10.	81
5.58	Corrente efficace al primario caso 10.	81
5.59	Corrente e tensione al primario caso 10.	82
5.60	Schema circuitale caso 11.	83
5.61	Potenza sul carico caso 11.	83
5.62	Corrente efficace al primario caso 11.	84
5.63	Corrente e tensione al primario caso 11.	84
5.64	Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 11.	85
5.65	Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 11.	85
5.66	Schema circuitale caso 12.	86
5.67	Potenza sul carico caso 12.	86
5.68	Corrente efficace al primario caso 12.	87
5.69	Corrente e tensione al primario caso 12.	87
5.70	Corrente efficace nel condensatore di ingresso caso 12.	88
5.71	Corrente efficace nel condensatore di uscita caso 12.	88
6.1	Una tipologia di avvolgimento.	92

Bibliography

- [1] G. A. Covic and J. T. Boys, “Inductive power transfer,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, June 2013.
- [2] R. Shadid, S. Noghianian, and A. Nejadpak, “A literature survey of wireless power transfer,” *Electro Information Technology (EIT)*, May 2016.
- [3] M. Kesler, *Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance*. WiTricity Corporation, 2013.
- [4] K. A. Kalwar, M. Aamir, and S. Mekhilef, “Inductively coupled power transfer (icpt) for electric vehicle charging - a review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, pp. 462 – 475, March 2015.
- [5] C. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, “Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, February 2004.
- [6] C. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, “Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 1308–1314, October 2005.
- [7] X. del Toro Garcia and J. Vazquez and P. Roncero-Sanchez, “Design, implementation issues and performance of an inductive power transfer system for electric vehicle chargers with series-series compensation,” *IET Power Electronics*, , June 2015.