



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale - DII

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA DELL'ENERGIA
ELETTRICA

***Studio di sistemi multi-bobina per il
trasferimento senza contatto di energia
elettrica***

RELATORE: Prof. Manuele Bertoluzzo

Laureando: TOMMASO SEMOLINI

Matricola: 1109540

Anno Accademico 2017-2018

Indice

Sommario.....	5
Abstract	7
CAPITOLO 1 - Introduzione	9
CAPITOLO 2 - Sistemi di ricarica a due bobine.....	13
2.1 Sistema di ricarica a due bobine con compensazione	
serie-serie	13
2.2 Prototipo di un caricabatteria a due bobine con	
compensazione Serie – Serie	17
CAPITOLO 3 - Sistemi di ricarica a quattro bobine	21
3.1 Schema circuitale e relazioni fondamentali	21
3.2 Introduzione e assunzione di alcuni parametri fondamentali	24
3.3 Studio del sistema con tensione di alimentazione V_S impressa	27
3.4 Studio del sistema con tensione ai morsetti di uscita V_L	
impressa	34
3.5 Considerazioni sul disallineamento	37
3.6 Considerazioni finali	40
CAPITOLO 4 - Sistemi di ricarica a tre bobine con bobina intermedia	
lato trasmettitore	43
4.1 Schema circuitale e relazioni fondamentali	43
4.2 Introduzione	45
4.3 Studio del sistema con tensione di alimentazione V_S impressa	46
4.4 Studio del sistema con tensione ai morsetti di uscita V_L	
impressa	53
4.5 Considerazioni sul disallineamento	56
4.6 Considerazioni finali	58

CAPITOLO 5 - Sistemi di ricarica a tre bobine con bobina intermedia	
lato ricevitore	59
5.1 Schema circuitale e relazioni fondamentali	59
5.2 Introduzione	62
5.3 Studio del sistema con tensione di alimentazione V_S impressa	62
5.4 Studio del sistema con tensione ai morsetti di uscita V_L	
impressa	66
5.5 Considerazioni sul disallineamento	68
5.6 Considerazioni finali	70
CAPITOLO 6 - Comportamento del sistema con frequenze di risonanza delle	
bobine diverse da quella di funzionamento	73
6.1 Variazione della frequenza di risonanza nei sistemi	
a quattro bobine	73
6.2 Variazione della frequenza di risonanza nei sistemi	
a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore	77
6.3 Variazione della frequenza di risonanza nei sistemi	
a tre bobine con bobina intermedia lato ricevitore	80
CAPITOLO 7 - Analisi agli elementi finiti	81
7.1 Introduzione	81
7.2 Definizione del modello	81
7.3 Simulazione del modello	85
7.4 Individuazione delle migliori configurazioni	90
7.5 Analisi in presenza di allontanamento verticale	94
Conclusioni	97
Ringraziamenti	99
Bibliografia	101
Appendice A	103

Sommario

La ricarica delle batterie dei veicoli elettrici attraverso i sistemi wireless non necessita di alcuna connessione cablata alla sorgente. Grazie alla sua maggior praticità e sicurezza, tale tecnologia sta avendo uno sviluppo notevole, e, al pari dei veicoli elettrici stessi, sta attirando su di se sempre più attenzione.

In questo lavoro di tesi vengono studiate diverse alternative all'accoppiamento induttivo a due bobine che viene generalmente adottato nei sistemi WPT. Tali alternative sono rappresentate dai sistemi a quattro bobine, che prevedono l'aggiunta di due bobine intermedie, e dai sistemi a tre bobine, che prevedono l'inserimento di una sola bobina intermedia, collocabile nella sezione trasmittitrice o in quella ricevitrice. In particolare, viene svolto un confronto tra questi sistemi al fine di capire quale offra migliori prestazioni in termini di efficienza e di potenza trasferita alla batteria, sia in condizioni di perfetto allineamento che in presenza di disallineamento tra le sezioni. I nuovi sistemi vengono inoltre confrontati con il prototipo di caricabatteria wireless a due bobine presente in laboratorio e utilizzato per la ricarica di un veicolo elettrico leggero, per valutare l'eventuale aggiunta di una o due bobine intermedie su tale prototipo.

Vengono svolte infine una serie di simulazioni agli elementi finiti al fine di verificare le supposizioni fatte nella fase iniziale dell'analisi. In particolare, grazie al FEM è possibile simulare il reale comportamento del sistema, valutare i campi magnetici prodotti dalle bobine e ricavarne i parametri caratteristici.

Abstract

Charging the batteries of electric vehicles by Wireless power transfer systems does not need any wired connection to the source. Thanks to its practicality and safety, this technology is having a remarkable development and it is attracting more and more attention to itself, as the electric vehicles are doing.

In this thesis, different alternatives to the conventional two-coil inductive coupling are studied. These alternatives are represented by four-coil systems, which provide for the addition of two intermediate coils, and by three-coil systems, which provide for the addition of only one coil, either in the transmitting or in the receiving section. More precisely, a comparison between these systems is carried out to understand which one achieves better efficiency and transmitted power performance, both in perfect alignment and in misalignment conditions. Moreover, a comparison between these new systems and the prototype of the two-coil wireless charger in the laboratory is done to evaluate the possibility to add one or two intermediate coils to the prototype.

Finally, some finite element simulations are carried out to verify the assumptions made in the first part of the analysis. In particular, thanks to the FEM software it is possible to simulate the real behavior of the system, to evaluate the magnetic fields produced by the coils and to derive their characteristic parameters.

CAPITOLO 1

INTRODUZIONE

Attualmente il numero di veicoli nel mondo è in forte crescita, e nei prossimi anni ci si attende che essi continuino ad aumentare, in particolare nei paesi in via di sviluppo. La maggior parte dei veicoli circolanti utilizza ancora combustibili derivati dal petrolio, che grazie alla loro elevata densità di energia sono tutt'ora la principale fonte energetica sfruttata nell'industria e nei trasporti. Anche grazie alla spinta delle politiche di alcuni stati, alcune già in atto, tutto ciò richiamerà un interesse sempre maggiore sull'argomento, coinvolgendo temi quali l'inquinamento atmosferico e l'emissione di gas serra.

Nonostante i continui miglioramenti per quanto riguarda le emissioni dei motori a combustione interna, soprattutto nel settore dei trasporti appare evidente la necessità di abbandonare, seppur con le dovute tempistiche, i combustibili fossili. Una delle alternative sarà certamente rappresentata dai veicoli elettrici, silenziosi e ad emissioni zero, con un impatto ambientale molto inferiore. Va detto che essi ad oggi non rappresentano ancora una realtà completamente competitiva, sia per quanto riguarda l'autonomia che per quanto riguarda i costi. Tuttavia, sempre più investimenti e incentivi sono riversati su questa tecnologia, i quali non potranno che spingerla ad entrare con prepotenza tra quelle più utilizzate.

Se la presenza del serbatoio garantisce nei veicoli con motore a combustione interna lo stoccaggio dell'energia necessaria al moto sotto forma di combustibile, per i veicoli elettrici tale necessità deve essere soddisfatta dal pacco batterie, il quale deve rispondere alle richieste di energia e di potenza del motore elettrico. È di fondamentale importanza quindi che il pacco batterie garantisca una durata di utilizzo comparabile con quella di un veicolo tradizionale.

Solitamente, nei veicoli elettrici di tipo Plug-in, la ricarica delle batterie avviene mediante la connessione cablata delle stesse ad una fonte di alimentazione quale una presa domestica (quando il caricabatteria è situato a bordo del veicolo) oppure una colonnina di ricarica pubblica o privata. I caricabatteria con connessione cablata hanno il vantaggio di sfruttare una tecnologia molto semplice, ma allo stesso tempo costringono l'utente ad armeggiare con cavi e spine anche in condizioni meteorologiche avverse, per esempio con pioggia o umidità, esponendolo al rischio di scariche elettriche. Per rendere il processo di carica più solidale all'utente e per ovviare ad alcuni inconvenienti dovuti alla separazione galvanica, è stata studiata e sviluppata una tecnologia in grado di ricaricare le batterie del veicolo senza alcuna connessione con esso. Tale tecnologia viene chiamata WPT ("Wireless Power Transfer"). I sistemi per la ricarica wireless sono costituiti da due sezioni, dette trasmettitrice (o trasmittente) e ricevitrice (o ricevente). La sezione trasmettitrice trasferisce energia alla sezione ricevitrice per mezzo di un campo che, a seconda della tecnologia adottata, può essere elettrico, magnetico o elettromagnetico.

Essendo che la densità di energia che si ottiene con il campo magnetico nello spazio libero è maggiore della densità di energia ottenibile con il campo elettrico di circa un fattore 10^4

($W_e = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E^2$, $W_m = \frac{1}{2} \mu_0 H^2$), risulta che l'accoppiamento induttivo presenta una maggiore energia specifica rispetto a quello capacitivo. Inoltre, rispetto all'accoppiamento elettromagnetico, presenta un'efficienza più elevata per range medio-alti di potenza. Grazie a queste caratteristiche, l'accoppiamento di tipo induttivo è quello maggiormente utilizzato per la ricarica delle batterie dei veicoli elettrici. Per quanto riguarda la ricarica wireless di tipo "statico", essa avviene a veicolo fermo, con la sezione trasmittitrice interrata nel fondo stradale, e quella ricevitrice posta sul fondo del veicolo, assicurando quindi l'isolamento elettrico.

Il limite principale che riguarda i veicoli elettrici è rappresentato dall'autonomia degli accumulatori. Infatti, anche le batterie agli ioni di Litio, largamente utilizzate per questa applicazione, hanno bisogno di ulteriori miglioramenti per portare il veicolo elettrico a competere con quello tradizionale anche in questi termini. I problemi più significativi che presentano tali batterie sono: la loro bassa densità di energia, l'alto costo iniziale, i costi associati allo smaltimento e la durata piuttosto lunga della carica a causa dei processi elettrochimici interni.

Per ovviare a tali limiti si è cominciata a studiare una nuova tipologia di ricarica wireless, di tipo dinamico. Tale tecnologia permette di caricare il veicolo mentre esso è in movimento, sempre con l'ipotesi che non vi sia contatto tra veicolo e fondo stradale. Questo passo avanti permetterebbe di ridurre il peso delle batterie e di superare il problema dell'autonomia, essendo il veicolo caricato durante la guida. Inoltre diventerebbe possibile integrare il veicolo con la rete elettrica. Va detto che questa tecnologia è più complessa rispetto al trasferimento di tipo statico, non è ancora matura per essere introdotta su larga scala, richiede ancora una grande quantità di investimenti nella ricerca e ne richiederebbe ancor di più per la realizzazione delle apposite infrastrutture. Tuttavia essa è il fine ultimo degli studi sul trasferimento di energia wireless che riguardano i veicoli elettrici.

Lo scopo principale di questa tesi è quello di analizzare il processo di ricarica wireless "statica" di un pacco batterie di un veicolo elettrico stradale. In particolare, si vuole cercare di migliorare le prestazioni del prototipo di caricabatteria wireless presente in laboratorio mediante un confronto con altre tipologie di accoppiamento induttivo, distinte in base al numero di bobine presentate da quest'ultimo e analizzando, in condizioni di risonanza, quale configurazione porti a valori di efficienza più elevati e quale permetta di trasferire una maggiore potenza alla batteria.

Il lavoro è organizzato nel seguente modo:

- Nel capitolo 2 viene inizialmente presentato lo schema generale di un caricabatteria wireless a due bobine, mostrando i vari componenti che compongono l'intero sistema. Successivamente viene analizzato lo schema semplificato con compensazione Serie – Serie e ne vengono ricavati tutti i parametri riportati ai morsetti di ingresso e uscita dell'accoppiamento induttivo. Infine vengono descritte le caratteristiche costruttive e di funzionamento del prototipo presente in laboratorio, compreso il ciclo di carica del pacco batterie da ricaricare.
- Nel capitolo 3 è stata analizzata la configurazione a quattro bobine, presentandone innanzitutto lo schema circuitale semplificato, le relazioni fondamentali e alcuni parametri assunti. Tale sistema è stato poi analizzato a tensione di alimentazione impressa, per valutare

principalmente gli andamenti di efficienza e potenza trasferita, e con tensione in uscita dall'accoppiamento induttivo costante, per valutare la tensione richiesta ai morsetti di ingresso in tali condizioni. Sono state fatte inoltre delle considerazioni sulla condizione di disallineamento.

- Nei capitoli 4 e 5 è stata svolta la stessa analisi del capitolo 3 prima per il sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore e successivamente per il sistema con bobina intermedia lato ricevitore.
- Il capitolo 6 prende in esame il comportamento dei sistemi precedentemente analizzati adottando frequenze di risonanza diverse da quella di funzionamento. Viene valutato l'effetto della variazione della frequenza di risonanza sia sulle bobine principali (trasmettitrice e ricevitrice) che su quelle intermedie. Sono analizzati i principali fattori di merito con particolare attenzione alla fase dell'impedenza equivalente vista ai morsetti di ingresso.
- Il capitolo 7 descrive l'analisi agli elementi finiti effettuata per avere riscontro sulle ipotesi fatte in precedenza, riguardanti i vari coefficienti di accoppiamento tra le bobine. In primo luogo viene mostrata una panoramica su come è stato realizzato il modello, mentre nella parte centrale del capitolo si valutano gli andamenti dei parametri caratterizzanti le bobine quali auto induttanze, mutue induttanze e coefficienti di accoppiamento. A seguito di ciò, nella parte finale del capitolo, si confrontano le configurazioni ottenute che portano a "migliori" valori di efficienza e potenza trasferita. Viene inoltre fatta un'analisi più nel dettaglio per quanto riguarda una possibile condizione di disallineamento.

CAPITOLO 2

SISTEMI DI RICARICA A DUE BOBINE

Come detto in precedenza, i sistemi WPTs (“Wireless Power Transfer systems”), sono in grado di trasferire l’energia elettrica prelevata dalla rete ad un carico elettrico senza l’ausilio di alcuna connessione cablata. Tali sistemi sono composti da una sezione trasmittitrice (o trasmittente) e da una sezione ricevitrice (o ricevente), alla quale viene trasferita l’energia elettrica mediante il campo magnetico variabile, senza che vi sia contatto tra le due. Tali sezioni necessitano, per operare in condizioni di risonanza, di una compensazione, solitamente capacitiva, che può essere di diversi tipi: Serie – Serie, Serie – Parallelo, Parallelo – Serie, Parallelo – Parallelo [3]. In questa sede verrà analizzato solo il sistema con configurazione Serie – Serie in quanto in primis risulta quella che presenta un’efficienza più elevata per un ampio range di valori di resistenza di carico [2], inoltre perché è quella adottata nella costruzione del prototipo presente in laboratorio, che verrà analizzato nella seconda parte del capitolo.

2.1 Sistemi di ricarica a 2 bobine con compensazione serie-serie

2.1.1 Schema generale di un caricabatteria wireless a due bobine

In figura 2.1 è riportato lo schema generale di un caricabatteria wireless, valido per qualsiasi tipo di compensazione adottata. Il convertitore AC – DC in ingresso viene alimentato dalla rete e successivamente la potenza viene riconvertita in AC attraverso l’inverter ad alta frequenza (HFI – High Frequency Inverter), che va ad alimentare la bobina trasmittitrice. Tra l’inverter e la bobina trasmittitrice è posta la rete di compensazione, composta da uno o più condensatori, e in rari casi induttori, collegati in serie o in parallelo. Il flusso magnetico variabile prodotto dalla bobina trasmittitrice si concatena con quella ricevitrice, inducendo ai suoi capi una tensione alternata. La sezione ricevitrice comprende anche la rispettiva rete di compensazione e un raddrizzatore AC – DC, in cascata al quale viene posto un condensatore al fine di mantenere la tensione appena raddrizzata il più costante possibile e limitarne il ripple. A valle di tutto è posto un Chopper, ovvero un convertitore DC – DC di tipo Buck o Boost a seconda delle applicazioni, che regola la corrente in ingresso alla batteria da caricare.

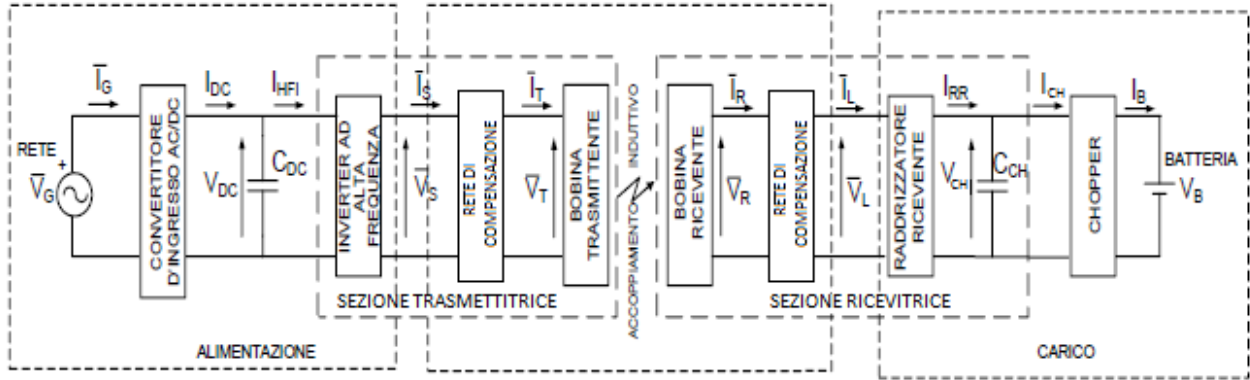


Figura 2.1 - Schema generale di un caricabatteria con accoppiamento induttivo

2.1.2 Accoppiamento induttivo con compensazione Serie – Serie: schema semplificato

Si consideri lo schema semplificato del sistema di ricarica con compensazione Serie – Serie mostrato in figura 2.2: esso è derivato dallo schema generale di figura 2.1 tenendo in considerazione unicamente la prima armonica \bar{V}_S della tensione generata dall'HFI. Lo schema comprende inoltre R_S , resistenza di conduzione degli switches dell'inverter, R_T e R_R , resistenze delle bobine trasmettitrice e ricevitrice, R_L , resistenza equivalente di carico, L_T e L_R , induttanze delle bobine e C_T e C_R , ovvero le capacità di compensazione serie delle bobine.

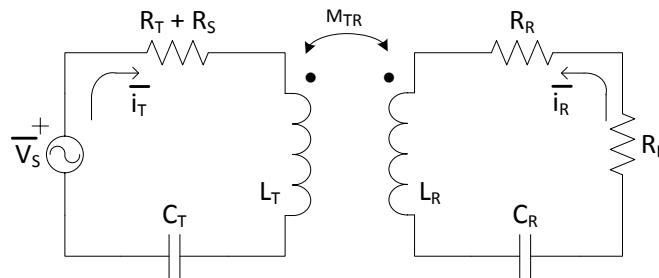


Figura 2.2 - Schema semplificato con compensazione Serie – Serie

La batteria appare al caricabatteria come un carico resistivo variabile R_B , il cui valore è dato dal rapporto tra V_B e I_B , ovvero la tensione ai capi della batteria e la corrente che vi entra. Per determinare la resistenza di carico equivalente R_L è necessario riportare la resistenza di carico R_B ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo. Il primo passaggio consiste nel riportare R_B ai morsetti di ingresso del chopper, mediante la seguente relazione:

$$R_{CH} = \frac{V_{CH}}{I_{CH}} = \eta \frac{V_{CH}^2}{I_B V_B} \quad (2.1)$$

Dove V_{CH} rappresenta la tensione ai morsetti di ingresso del chopper e η rappresenta la sua efficienza. Solitamente la V_{CH} assume un valore prefissato. La resistenza di carico riportata ai morsetti di ingresso del raddrizzatore della sezione ricevitrice può essere determinata attraverso la relazione:

$$R_L = \frac{V_{L,pk}}{I_{R,pk}} = \frac{8}{\pi} \frac{V_{CH}}{I_{CH}} \frac{1}{\eta} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{\eta} R_{CH} \quad (2.2)$$

Dove per semplicità si indica con η anche l'efficienza del raddrizzatore. Inoltre si ha che:

$$I_{R,pk} = \frac{\pi}{2} I_{CH} \quad (2.3)$$

$$V_{L,pk} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{CH}}{\eta} \quad (2.4)$$

Per determinare invece la tensione sinusoidale \bar{V}_S ai morsetti di uscita dell'inverter è necessario procedere in modo inverso rispetto a quanto appena fatto a partire dall'alimentazione. Essa quindi dipenderà dal tipo di inverter e dal tipo di raddrizzatore che si scelgono di utilizzare. Supponendo di far risuonare entrambe le bobine alla frequenza di alimentazione, i condensatori C_T e C_R sono scelti in accordo con:

$$\begin{cases} C_T = \frac{1}{\omega^2 L_T} \\ C_R = \frac{1}{\omega^2 L_R} \end{cases} \quad (2.5)$$

Determinati tali parametri del circuito semplificato, è possibile scrivere le equazioni della tensione nelle due sezioni:

$$\begin{cases} \bar{V}_S = \dot{Z}_T \bar{I}_T + j\omega M \bar{I}_R \\ 0 = j\omega M \bar{I}_T + \dot{Z}_R \bar{I}_R \end{cases} \quad (2.6)$$

Quindi per quanto riguarda le correnti si ottiene:

$$\begin{cases} \bar{I}_T = \frac{\dot{Z}_R}{\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2} \bar{V}_S \\ \bar{I}_R = -\frac{j\omega M}{\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2} \bar{V}_S \end{cases} \quad (2.7)$$

L'espressione dell'efficienza, derivata dallo schema semplificato, si ottiene come:

$$\eta \triangleq \frac{P_L}{P_S} = \frac{\omega^2 M^2 \Re[\dot{Z}_R]}{|\dot{Z}_R|^2 \Re[\dot{Z}_T] + \omega^2 M^2 \Re[\dot{Z}_R]} \frac{R_L}{R_R + R_L} \quad (2.8)$$

Essendo la potenza trasferita dipendente dalla pulsazione ω , che a sua volta dipende dalla frequenza, lavorare ad alte frequenze permette di aumentare sensibilmente la potenza trasferita alla batteria, l'inverter può essere meno ingombrante e l'efficienza di trasmissione risulta più elevata [2]. Inoltre, richiedendo la ricarica wireless dei veicoli un notevole air gap tra le due sezioni, ed essendo probabile la presenza di disallineamento tra di esse, questo sistema presenta elevati flussi di dispersione che comportano bassi valori di efficienza. Per questi motivi il mutuo accoppiamento tra sezione trasmittitrice e ricevitrice è scarso. Al fine di migliorare le prestazioni del sistema si inserisce una compensazione capacitiva in entrambe le sezioni. Tali compensazioni permettono in primis di ridurre le correnti circolanti nelle bobine e quindi sia di ridurre le perdite di dispersione associate alle componenti resistive, sia di compensare le cadute di tensione sulle induttanze delle bobine. In secondo luogo con la compensazione della sezione trasmittitrice si ottiene che la corrente di tale sezione sia in fase con la tensione, riducendo la potenza di dimensionamento.

Quindi nella (2.8) Z_T e Z_R si riducono rispettivamente a $R_T + R_S$ e a $R_R + R_L$. In condizioni di risonanza, si ottiene per l'efficienza:

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(R_R + R_L)^2 R_S + \omega^2 M^2 (R_R + R_L)} \quad (2.9)$$

2.2 Prototipo di un caricabatteria a due bobine con compensazione Serie – Serie

2.2.1 Ciclo di carica della batteria

Con il caricabatteria in analisi si suppone di caricare una batteria al piombo-acido che presenta una tensione di 48 [V] e formata da 4 moduli da 12 [V] connessi in serie. La capacità totale della batteria è di 100 [Ah] e la corrente di carica non può superare i 10 [A]. Il profilo di carica di tensione e corrente è riportato in figura 2.3. Viene supposta una durata totale del processo di carica pari a 6 [h], suddivise equamente tra la fase a corrente costante e quella a tensione costante. Nella prima fase del processo di carica, la corrente viene mantenuta costante al valore nominale $I_{B,N} = 10$ [A] mentre la tensione cresce dal minimo valore di scarica $V_{B,min} = 36$ [V] fino al valore di piena carica $V_{B,max} = 56$ [V]. Nella seconda fase della carica la tensione viene mantenuta costante al valore $V_{B,max}$ decrescendo gradualmente la corrente. La fase a tensione costante termina quando la corrente scende sotto un valore minimo $I_{B,min}$, pari a 0.1 [A] per questa applicazione.

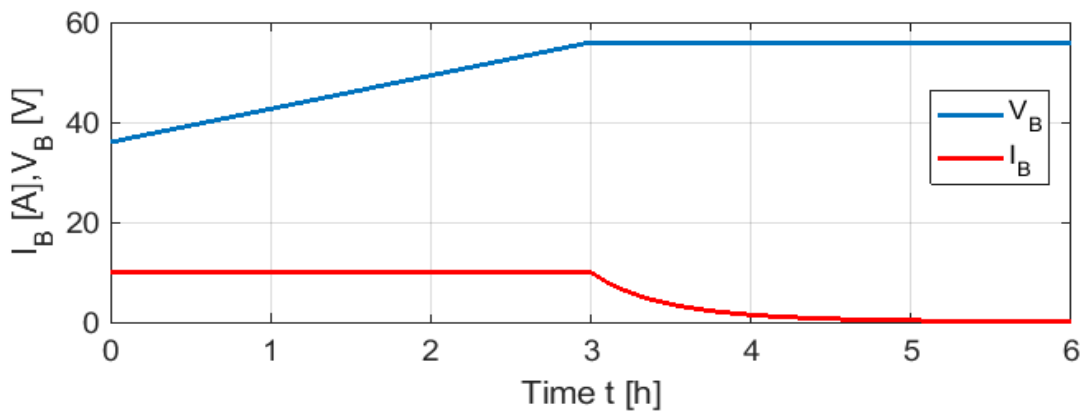


Figura 2.3 - Tensione e corrente durante il processo di carica

Durante la fase a corrente costante la potenza (figura 2.4) cresce da un valore di 360 [W] fino al valore $P_{B,max} = 560$ [W] e successivamente, nella fase a tensione costante, decresce fino ad un valore quasi nullo. Come detto in precedenza, il pacco batterie appare al caricabatteria come una resistenza variabile R_B , definita dal rapporto tra V_B e I_B . Tale resistenza, lungo il processo di carica, parte da un valore di 3.6 [Ω] e lentamente arriva ad un valore di 5.6 [Ω] alla fine della fase a corrente costante, per poi crescere più velocemente nella fase a tensione costante, arrivando ad un valore di 560 [Ω] al termine dell'intero processo.

La resistenza equivalente ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo R_L invece decresce da un valore di 9.5 [Ω] fino a 6.1 [Ω] durante la fase a corrente costante, per poi crescere fino a raggiungere un valore di 611 [Ω] alla fine della fase a tensione costante.

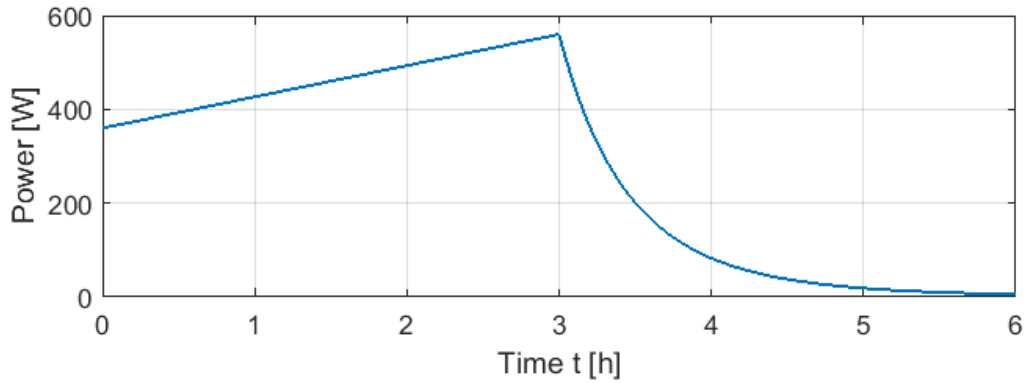


Figura 2.4 - Potenza durante il processo di carica

In figura 2.5 vengono mostrati gli andamenti della resistenza vista dal sistema all'ingresso del chopper R_{CH} e soprattutto di R_L , fondamentale per l'analisi del caricabatteria.

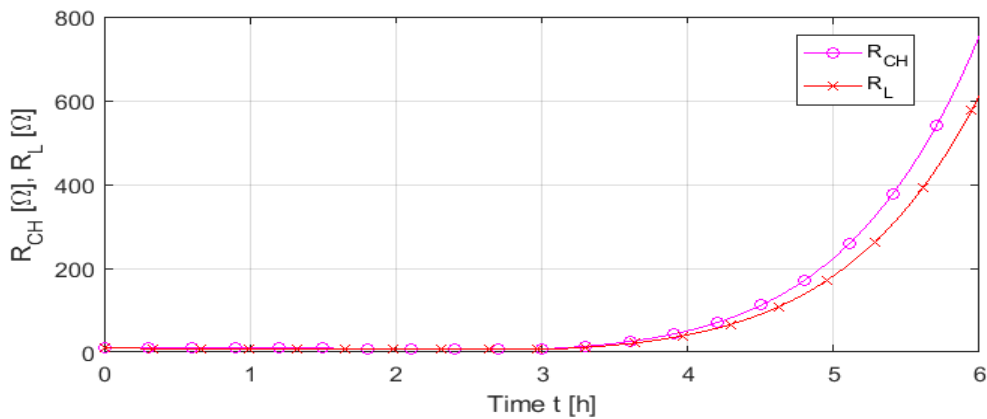


Figura 2.5 - R_{CH} e R_L durante il processo di carica

2.2.2 Caratteristiche costruttive e di funzionamento del prototipo

Verranno in seguito descritte le principali caratteristiche del prototipo di caricabatteria presente in laboratorio, sia dal punto di vista costruttivo che del funzionamento, focalizzandosi in particolare sull'accoppiamento induttivo. I principali parametri caratterizzanti l'alimentazione e la batteria possono essere riassunti in tabella 2.1.

Tabella 2.1 - Parametri principali di funzionamento

Parametro	Simbolo	Valore
Tensione di alimentazione nominale	$V_{G,N}$	$230 V_{rms}$
Frequenza di alimentazione nominale	$\omega_{G,N}$	$2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$
Tensione di uscita nominale	$V_{B,N}$	$56 V$
Corrente in uscita nominale	$I_{B,N}$	$10 A$
Potenza in uscita nominale	$P_{B,N}$	$560 W$
Tensione di uscita minima	$V_{B,min}$	$36 V$
Corrente in uscita minima	$I_{B,min}$	$0.1 A$
Frequenza di funzionamento del WPTs	f	85 kHz

È importante specificare che il valore della frequenza di funzionamento (85 [kHz]) è stato adottato seguendo le direttive della norma internazionale *SAE J2954* sui sistemi di trasferimento wireless dell'energia per i veicoli di tipo Plug-In leggeri.

Per quanto riguarda il primo stadio di conversione AC-DC sono stati utilizzati un raddrizzatore a diodi a ponte-H seguito da un correttore del fattore di potenza (PFC – “Power Factor Correction”) con il doppio scopo di ottenere una maggiore efficienza di conversione e una minore iniezione di armoniche di corrente in rete. Inoltre il PFC ha il compito di mantenere la corrente in fase con la tensione. Ciò richiede che la tensione V_{DC} ai capi del condensatore C_{DC} assuma un valore maggiore del valore di picco della tensione di alimentazione $V_{G,pk}$.

Potendo la tensione di rete V_G oscillare tra un valore minimo $V_{G,min,pk}$ di 290 [V] e un valore massimo $V_{G,max,pk}$ pari a 360 [V], la tensione V_{DC} ai capi del condensatore C_{DC} è stata fissata pari a 365 [V], mantenendo quindi un margine di sicurezza di 5 [V].

Anche l'inverter ad alta frequenza presenta una topologia a ponte-H e la sua tensione in ingresso è V_{DC} . L'inverter è comandato con la tecnica Phase Shift: le gambe S1-S2 e S3-S4 sono comandate alla frequenza di funzionamento con un duty cycle del 50%. Esiste un angolo di sfasamento ϕ tra i comandi di accensione e il suo valore può essere variato tra 0 e π per controllare l'ampiezza della fondamentale della tensione in uscita. La più convenzionale tecnica di controllo PWM (“Pulse Width Modulation”) non viene usata per due motivi: in primo luogo la frequenza di switching diventerebbe più elevata di 85 [kHz], raggiungendo valori troppo elevati per gli interruttori, inoltre l'azione filtrante del circuito risonante alimentato dall'inverter è già sufficiente alla frequenza di funzionamento prescelta. Grazie all'azione filtrante appena descritta, solo la prima armonica della tensione \bar{V}_S influenza la corrente \bar{I}_S . Il valore di picco di tale tensione può essere variata agendo su ϕ secondo la seguente relazione:

$$V_{S,pk} = V_{DC} \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad (2.10)$$

Si ha quindi che l'ampiezza massima raggiungibile è $4/\pi \cdot V_{DC}$, ottenuta nella condizione $\phi = \pi$, per la quale la tensione di uscita dall'inverter assume la forma di un'onda quadra.

Per quanto riguarda il chopper, di tipo abbassatore (buck), il suo scopo è quello di regolare la corrente I_B iniettata nella batteria e la tensione V_B ai suoi capi. La tensione V_{CH} in ingresso al chopper è stata fissata pari a 65 [V].

Il raddrizzatore a diodi lato ricevitore è posto in seguito all'accoppiamento induttivo e la corrente in uscita da esso corrisponde alla corrente in ingresso al chopper. Tale corrente, attraversando il condensatore C_{CH} , causa un ripple nella tensione ai suoi terminali, di frequenza doppia rispetto a quella di funzionamento. Tuttavia, scegliendo il valore di C_{CH} in modo appropriato, il ripple può essere facilmente limitato. In accordo con il valore di efficienza assunto per tutti i convertitori ($\eta = 0.95$), la tensione V_L ai morsetti di ingresso del raddrizzatore può essere calcolata come $V_{CH}/\eta \cong 68$ [V].

Accoppiamento induttivo

L'ipotesi principale che caratterizza l'accoppiamento induttivo è quella di avere due bobine, nelle sezioni trasmittitrice e ricevitrice, uguali tra loro. I conduttori delle bobine sono di tipo Litz, al fine di ridurre l'effetto pelle, e le spire sono ricoperte da uno strato di isolante. Inoltre le bobine poggiano ognuna su un pannello di ferrite, composto a sua volta da 16 pannelli elementari di forma quadrata. In tabella 2.2 sono riportate le caratteristiche geometriche di tali bobine e dei pannelli di ferrite posti sotto ad esse. In figura 2.6 invece sono riportate una ricostruzione del sistema bobine – pannelli di ferrite e una foto di una delle due bobine realizzate.

Tabella 2.2 - Parametri principali delle bobine

Parametro	Valore
<i>Diametro esterno delle bobine</i>	380 [mm]
<i>Diametro interno delle bobine</i>	147 [mm]
<i>Numero di spire</i>	15 [-]
<i>Diametro dei conduttori delle bobine</i>	5.2 [mm]
<i>Dimensioni dei pannelli di ferrite</i>	400 x 400 x 6 [mm]

I valori di auto e mutue induttanze ottenuti dalle misurazioni fatte sul prototipo invece sono riportati in tabella 2.3, assumendo il valore della distanza tra le bobine pari a 14 [cm].

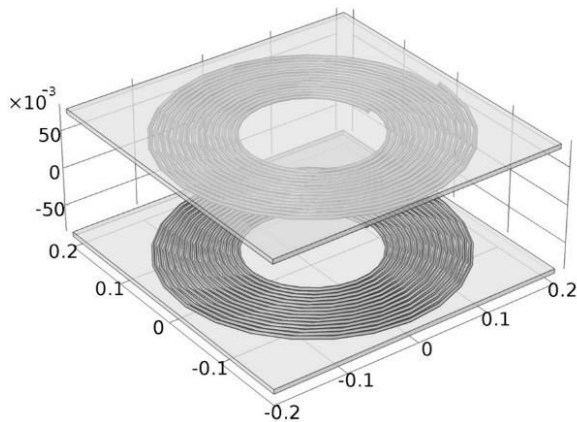


Figura 2.6 - rappresentazione del sistema bobine – ferrite e foto di una bobina realizzata

Tabella 2.3 - Parametri principali delle bobine

Parametro	Simbolo	Valore
<i>Distanza tra le bobine</i>	d	140 [mm]
<i>Induttanza bobina trasmittitrice</i>	L_1	118 [μ H]
<i>Induttanza bobina ricevitrice</i>	L_2	120 [μ H]
<i>Mutua induttanza</i>	M_{TR}	31 [μ H]
<i>Coefficiente di accoppiamento</i>	k_{TR}	~ 0.25 [-]

CAPITOLO 3

SISTEMI DI RICARICA A QUATTRO BOBINE

3.1 Schema circuitale e relazioni fondamentali

In questo capitolo verrà studiato il funzionamento del caricabatteria con accoppiamento induttivo a quattro bobine. È importante studiare questa tipologia di caricabatteria perché alcuni studi ([5],[6]) dichiarano che essi raggiungono efficienze sensibilmente più elevate di quello classico a due bobine, soprattutto in condizioni di disallineamento tra le sezioni. Come mostrato in figura 3.1, l'accoppiamento induttivo a quattro bobine è composto dalla bobina trasmittitrice, dalla bobina intermedia 1, anche detta bobina primaria, dalla bobina intermedia 2, anche detta bobina secondaria, e infine dalla bobina ricevitrice. La bobina trasmittitrice e quella primaria saranno poste nel terreno, mentre la bobina secondaria e quella ricevitrice saranno poste sul fondo del veicolo. Per motivi di semplicità si è ipotizzata una compensazione serie delle bobine, come si nota in figura infatti le capacità di compensazione sono poste in serie alla resistenza e all'induttanza dell'avvolgimento della bobina.

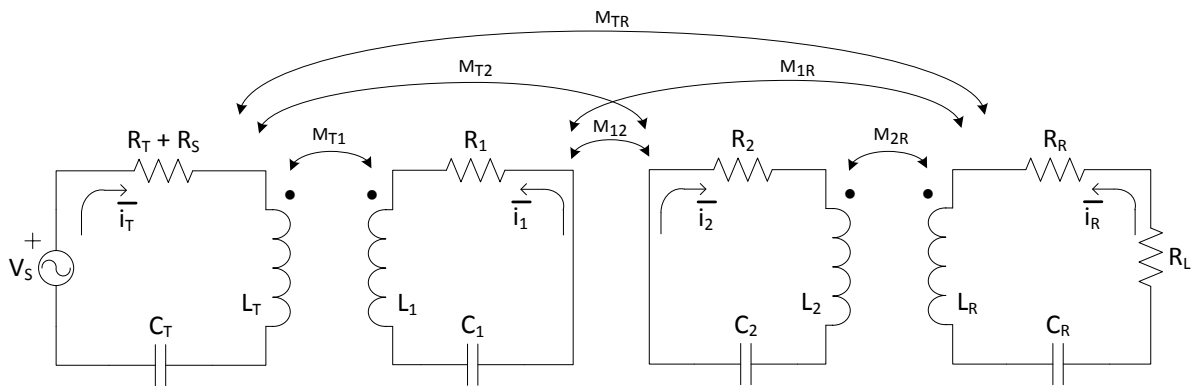


Fig. 3.1 – Schema elettrico equivalente del caricabatteria con accoppiamento induttivo a quattro bobine

Per una maggiore precisione le equazioni che regolano il funzionamento del dispositivo sono state studiate in condizioni generali, senza assumere cioè alcuna situazione particolare quale poteva essere ad esempio una condizione di risonanza. In condizione di risonanza infatti le impedenze delle bobine risultano essere puramente resistive.

Con la convenzione per le correnti assunta in fig. 3.1, le equazioni della tensione per le quattro bobine sono:

$$\bar{V}_S = R_{TT}\bar{I}_T + j\omega M_{T1}\bar{I}_1 + j\omega M_{T2}\bar{I}_2 + j\omega M_{TR}\bar{I}_R + j\omega L_T\bar{I}_T + \frac{1}{j\omega C_T}\bar{I}_T \quad (3.1)$$

$$0 = j\omega M_{1T}\bar{I}_T + R_1\bar{I}_1 + j\omega M_{12}\bar{I}_2 + j\omega M_{1R}\bar{I}_R + j\omega L_1\bar{I}_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\bar{I}_1 \quad (3.2)$$

$$0 = j\omega M_{2T}\bar{I}_T + j\omega M_{21}\bar{I}_1 + R_2\bar{I}_2 + j\omega M_{2R}\bar{I}_R + j\omega L_2\bar{I}_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\bar{I}_2 \quad (3.3)$$

$$0 = j\omega M_{RT}\bar{I}_T + j\omega M_{R1}\bar{I}_1 + j\omega M_{R2}\bar{I}_2 + R_{RR}\bar{I}_R + j\omega L_R\bar{I}_R + \frac{1}{j\omega C_R}\bar{I}_R \quad (3.4)$$

dove:

- $R_{TT} = R_T + R_S$ con R_T resistenza della bobina trasmittitrice e R_S resistenza degli switch dell'inverter;
- $R_{RR} = R_R + R_L$ con R_R resistenza della bobina ricevitrice e R_L resistenza equivalente di carico vista ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo;
- L_T, L_1, L_2, L_R autoinduttanze dei rispettivi avvolgimenti;
- C_T, C_1, C_2, C_R capacità di compensazione;
- M_{ij} mutue induttanze tra gli avvolgimenti;
- $\omega = 2\pi f$ pulsazione alla frequenza di funzionamento;

Riscrivendo le formule in forma matriciale si ottiene:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_S \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{TT} + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} & j\omega M_{T1} & j\omega M_{T2} & j\omega M_{TR} \\ j\omega M_{1T} & R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & j\omega M_{12} & j\omega M_{1R} \\ j\omega M_{2T} & j\omega M_{21} & R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & j\omega M_{2R} \\ j\omega M_{RT} & j\omega M_{R1} & j\omega M_{R2} & R_{RR} + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_T \\ \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Con $M_{ij} = M_{ji}$.

Per trovare le espressioni delle correnti è stato sufficiente invertire la matrice $[4 \times 4]$ delle impedenze:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_T \\ \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{TT} + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} & j\omega M_{T1} & j\omega M_{T2} & j\omega M_{TR} \\ j\omega M_{1T} & R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & j\omega M_{12} & j\omega M_{1R} \\ j\omega M_{2T} & j\omega M_{21} & R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & j\omega M_{2R} \\ j\omega M_{RT} & j\omega M_{R1} & j\omega M_{R2} & R_{RR} + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_S \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Avendo il vettore colonna delle tensioni solo il primo termine non nullo, per trovare le espressioni delle correnti è bastato trovare la prima colonna della matrice inversa. Le moltiplicazioni riga per colonna infatti conservano solo il primo termine, mentre il resto dei termini si annulla. Chiamando M la matrice delle impedenze si ha:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_T \\ \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M^{-1}_{(1,1)} & \cdots & \cdots & \cdots \\ M^{-1}_{(2,1)} & \ddots & \cdots & \vdots \\ M^{-1}_{(3,1)} & \cdots & \ddots & \vdots \\ M^{-1}_{(4,1)} & \cdots & \cdots & \cdots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_S \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Le quattro correnti che circolano nelle bobine risultano quindi:

$$\bar{I}_T = M^{-1}_{(1,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (3.8)$$

$$\bar{I}_1 = M^{-1}_{(2,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (3.9)$$

$$\bar{I}_2 = M^{-1}_{(3,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (3.10)$$

$$\bar{I}_R = M^{-1}_{(4,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (3.11)$$

I termini della matrice inversa sono stati calcolati con il metodo dei complementi algebrici.

Ricordando che $M_{ij} = M_{ji}$ sono state fatte le seguenti assunzioni: $M_{21} = M_{12}$, $M_{1T} = M_{T1}$,

$M_{2T} = M_{T2}$, $M_{RT} = M_{TR}$, $M_{R1} = M_{1R}$, $M_{R2} = M_{2R}$. Si è ottenuto:

$$\begin{aligned} M^{-1}_{(1,1)} = & \left\{ \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \left[\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{2R}^2 \right] \right. \\ & - j\omega M_{12} \left[j\omega M_{12} \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{1R} M_{2R} \right] \\ & \left. + j\omega M_{1R} \left[-\omega^2 M_{12} M_{2R} - j\omega M_{1R} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] \right\} / Det[M] \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} M^{-1}_{(2,1)} = & \left\{ j\omega M_{T1} \left[\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{2R}^2 \right] \right. \\ & - j\omega M_{T2} \left[j\omega M_{12} \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{1R} M_{2R} \right] \\ & \left. + j\omega M_{TR} \left[-\omega^2 M_{12} M_{2R} - j\omega M_{1R} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] \right\} / Det[M] \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} M^{-1}_{(3,1)} = & \left\{ j\omega M_{T1} \left[j\omega M_{12} \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{1R} M_{2R} \right] \right. \\ & - j\omega M_{T2} \left[\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{1R}^2 \right] \\ & \left. + j\omega M_{TR} \left[j\omega M_{2R} \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) + \omega^2 M_{12} M_{2R} \right] \right\} / Det[M] \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned}
M^{-1}_{(4,1)} = & \left\{ j\omega M_{T1} \left[-\omega^2 M_{12} M_{2R} - j\omega M_{1R} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] \right. \\
& - j\omega M_{T2} \left[j\omega M_{2R} \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) + \omega^2 M_{12} M_{1R} \right] \\
& \left. + j\omega M_{TR} \left[\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) + \omega^2 M_{12}^2 \right] \right\} / Det[M]
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Con:

$$\begin{aligned}
Det[M] = & \left(R_{TT} + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} \right) \left\{ \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \right. \\
& \cdot \left[\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{2R}^2 \right] \\
& - j\omega M_{12} \left[j\omega M_{12} \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{1R} M_{2R} \right] \\
& \left. + j\omega M_{1R} \left[-\omega^2 M_{12} M_{2R} - j\omega M_{1R} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] \right\} \\
& - j\omega M_{T1} \left\{ j\omega M_{T1} \left[\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{2R}^2 \right] \right. \\
& - j\omega M_{12} \left[j\omega M_{T2} \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{TR} M_{2R} \right] \\
& \left. + j\omega M_{1R} \left[-\omega^2 M_{T2} M_{2R} - j\omega M_{TR} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] \right\} \\
& + j\omega M_{T2} \left\{ j\omega M_{T1} \left[j\omega M_{12} \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{1R} M_{2R} \right] \right. \\
& - \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \left[j\omega M_{T2} \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \right) + \omega^2 M_{TR} M_{2R} \right] \\
& \left. + j\omega M_{1R} \left[-\omega^2 M_{T2} M_{1R} + \omega^2 M_{TR} M_{12} \right] \right\} \\
& - j\omega M_{TR} \left\{ j\omega M_{T1} \left[-\omega^2 M_{12} M_{2R} - j\omega M_{1R} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] \right. \\
& - \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \left[-\omega^2 M_{T2} M_{2R} - j\omega M_{TR} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] \\
& \left. + j\omega M_{12} \left[-\omega^2 M_{T2} M_{1R} + \omega^2 M_{TR} M_{12} \right] \right\}
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Trovati gli elementi della matrice inversa risultano note le espressioni delle correnti circolanti nelle bobine. Questo ha permesso di analizzare il comportamento del sistema nelle diverse condizioni richieste dallo studio.

3.2 Introduzione all'analisi e assunzioni su alcuni parametri fondamentali

Sono state analizzate due diverse modalità di funzionamento: quella con tensione ai morsetti di ingresso \bar{V}_S (tensione fornita dall'inverter) impressa e quella con tensione ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo \bar{V}_L costante.

Essendo scopo dello studio quello di provare a migliorare le performance del caricabatteria wireless a due bobine presente in laboratorio, si è dovuti partire dalle caratteristiche del prototipo già analizzato

nel capitolo precedente, quali ad esempio la tensione di alimentazione, la distanza tra le bobine, le resistenze delle bobine trasmittitrice e ricevitrice, ecc. Si è scelto inoltre di partire da una configurazione “simmetrica”, ipotizzando cioè le due bobine intermedie uguali e poste alla stessa distanza da quelle principali, anch’esse uguali tra loro, come indicato in figura 3.2. Questa assunzione comporta che:

$$M_{1T} = M_{T1} = M_{R2} = M_{2R} \quad (3.17)$$

$$M_{R1} = M_{1R} = M_{2T} = M_{T2} \quad (3.18)$$

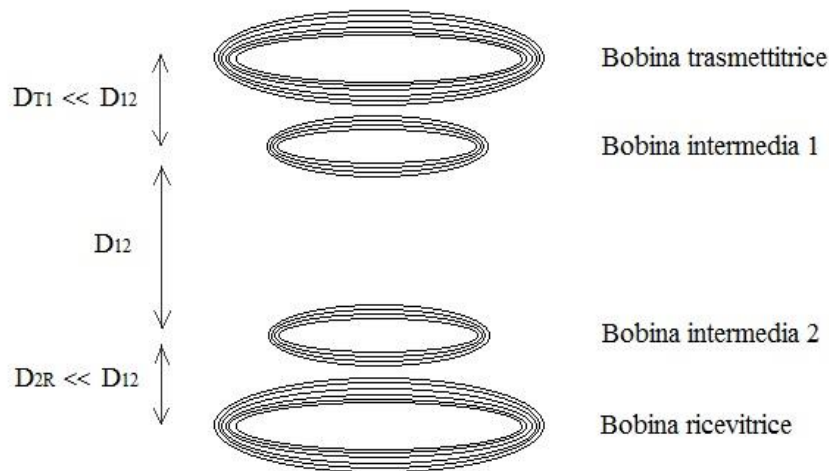


Fig. 3.2 – accoppiamento induttivo a quattro bobine planari “simmetrico”

Come detto, in accordo con [2], sono stati mantenuti i valori dei parametri del caricabatteria a due bobine presente in laboratorio e sono stati assunti i valori di alcuni dei nuovi parametri introdotti con il dispositivo a quattro bobine. I valori sono riportati in tabella 3.1.

Per quanto riguarda le bobine intermedie è stato assunto un fattore di qualità Q pari a 300. Risulta quindi per le resistenze delle due bobine in questione:

$$R_1 = R_2 = \frac{\omega L_1}{Q_1} = \frac{2\pi \cdot 85 \cdot 10^3 \cdot 35 \cdot 10^{-6}}{300} = 62.3 [m\Omega] \quad (3.19)$$

L_1 ed L_2 sono state assunte uguali a 35 μ H, ipotizzando in fase iniziale le bobine intermedie più piccole rispetto a quelle principali, tuttavia le dimensioni ottimali verranno valutate definitivamente attraverso l’analisi FEM. I valori delle capacità di compensazione sono stati calcolati in modo da far risuonare tutte le bobine alla frequenza di 85 kHz. Alla frequenza di risonanza $f_0 = f$ infatti si ha che:

$$j\omega_0 L_i = -\frac{1}{j\omega_0 C_i} \Rightarrow \omega_0 L_i = \frac{1}{\omega_0 C_i} \Rightarrow C_i = \frac{1}{\omega_0^2 L_i} \quad (3.20)$$

Con $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$.

Tabella 3.1 - parametri del dispositivo a quattro bobine

parametro	valore
f	85 [kHz]
V_S	328 [V]
ω	534.1 [krad/s]
Q_1	300 [-]
Q_2	300 [-]
R_{TT}	0.5 [Ω]
R_1	62.3 [m Ω]
R_2	62.3 [m Ω]
R_R	0.5 [Ω]
L_T	120 [μ H]
L_1	35 [μ H]
L_2	35 [μ H]
L_R	120 [μ H]
C_T	29.2 [nF]
C_1	100 [nF]
C_2	100 [nF]
C_R	29.2 [nF]

Supponendo una distanza tra le bobine di circa 14 cm come nel caso del prototipo a due bobine, per quanto riguarda i coefficienti di accoppiamento e le mutue induttanze tra le bobine sono stati assunti i valori riportati in tabella 3.2. Anche tali valori verranno definiti in modo più preciso con l'analisi FEM.

Tabella 3.2 - Valori dei coefficienti di accoppiamento e delle mutue induttanze

parametro	valore
k_{TR}	0.25 [-]
k_{12}	0.25 [-]
k_{T1}	0.50 [-]
k_{2R}	0.50 [-]
k_{1R}	0.20 [-]
k_{T2}	0.20 [-]
M_{TR}	30 [μ H]
M_{12}	8.75 [μ H]
M_{T1}	32.4 [μ H]
M_{2R}	32.4 [μ H]
M_{1R}	12.96 [μ H]
M_{T2}	12.96 [μ H]

Come si nota in tabella i valori di k_{T1} e k_{2R} risultano sensibilmente più elevati rispetto agli altri coefficienti di accoppiamento, si suppone infatti un accoppiamento più forte tra la bobina trasmittitrice e la bobina ad essa più vicina, cioè quella intermedia 1 (primaria), e allo stesso modo tra la bobina ricevitrice e quella intermedia 2 (secondaria). Il valore di k_{TR} è stato supposto uguale a quello del dispositivo a due bobine. Per quanto riguarda k_{12} è stato scelto un valore uguale a k_{TR} . Le mutue induttanze tra le bobine sono state calcolate a partire dai coefficienti di accoppiamento nel seguente modo:

$$M_{ij} = k_{ij}\sqrt{L_i \cdot L_j} \quad (3.21)$$

Di conseguenza, come i precedenti, anche i valori delle mutue induttanze potranno essere modificati dallo studio più dettagliato attraverso il FEM.

3.3 Studio del sistema con tensione di alimentazione V_s impressa

Per analizzare il funzionamento del carica batterie a quattro bobine innanzitutto è stato creato un modello MATLAB SIMULINK che permettesse di validare le relazioni precedentemente trovate. Per semplicità e velocità di simulazione è stato conveniente usare per lo studio le espressioni delle correnti delle bobine ricavate a partire dal circuito equivalente. I modelli SIMULINK infatti avrebbero richiesto troppo tempo per le simulazioni, in quanto era necessaria una precisione per l'integrazione molto elevata. Dopo aver constatato che le relazioni precedentemente ricavate riproducono fedelmente il funzionamento del sistema, è stato creato uno script MATLAB riportando i parametri del dispositivo e le equazioni delle correnti trovate, in modo da poterne poi ricavare tutte le caratteristiche richieste. In accordo con il ciclo di carica della batteria precedentemente visto, tutte le caratteristiche del sistema sono state studiate al variare della resistenza di carico R_L , attraverso un vettore contenente tutti i valori assunti dalla resistenza di carico. Tale vettore è stato ricavato dal ciclo di carica della batteria alimentata dal dispositivo a due bobine presente in laboratorio, visto nel capitolo 2. Inoltre sono state analizzate separatamente le due fasi di carica a corrente costante e a tensione costante, considerando che la fase a corrente costante rappresenta il “fulcro” del processo di carica e che spesso per motivi di tempo si limita il processo a questa sola fase.

Analizzare il funzionamento del sistema con tensione fornita dall'inverter \bar{V}_S impressa è importante soprattutto per la valutazione dell'efficienza e della potenza trasmessa al carico, che corrisponde nel nostro caso alla batteria del veicolo. Come specificato in tabella, la tensione di alimentazione $V_{S,rms}$ vale 328 [V]. È stata impostata una fase di partenza del fasore \bar{V}_S pari a 0° . Per il calcolo dell'efficienza è stata usata la relazione:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.22)$$

Dove:

$$P_{out} = R_L \cdot I_R^2 \quad (3.23)$$

$$P_{in} = \Re(\bar{V}_S \cdot \bar{I}_T^*) \quad (3.24)$$

Con I_R modulo della corrente sul carico e $\Re(\bar{V}_S \cdot \bar{I}_T^*)$ parte reale della potenza complessa ai morsetti di ingresso. Si ha infatti che:

$$\overline{A}_{in} = P_{in} + jQ_{in} \quad (3.25)$$

Nella condizione di funzionamento a tensione \bar{V}_S impressa sono stati analizzati:

- Efficienza del sistema al variare della resistenza R_L (durante il ciclo di carica);
- Efficienza del sistema al variare dei coefficienti di accoppiamento;
- Efficienza del sistema al variare della frequenza di funzionamento per diversi valori di R_L ;
- Potenza attiva trasmessa al carico (durante il ciclo di carica);
- Potenza attiva trasmessa al carico al variare dei coefficienti di accoppiamento;
- Correnti nelle bobine (modulo);
- Sfasamento tra tensione e corrente in ingresso;
- Sfasamento tra corrente nella bobina trasmittitrice e corrente nella bobina ricevitrice;

Questi parametri caratterizzanti il sistema a quattro bobine sono stati confrontati con quelli del prototipo a due bobine presente in laboratorio.

3.3.1 Efficienza

L'andamento dell'efficienza del sistema, indicata con η e calcolata attraverso la formula vista precedentemente, è mostrato in figura 3.3. La curva in verde rappresenta l'efficienza del dispositivo a quattro bobine, mentre quella in rosso rappresenta l'efficienza del dispositivo a due bobine.

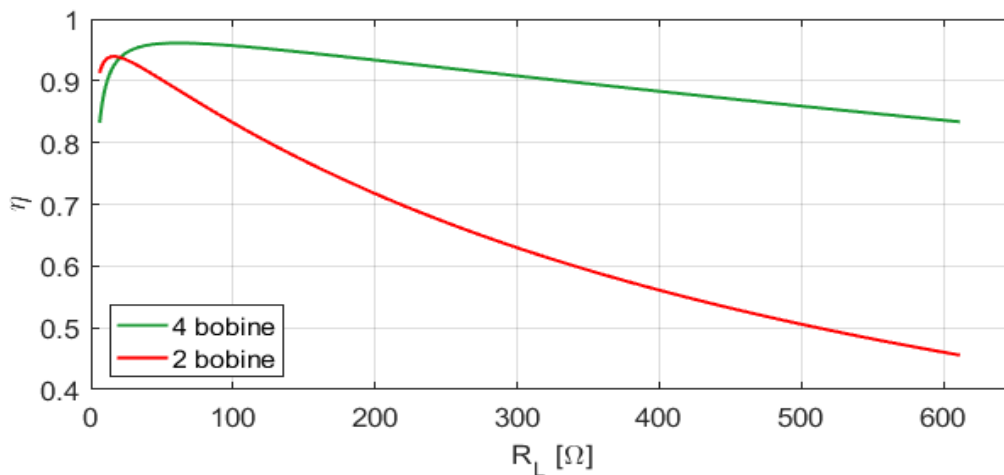


Fig. 3.3 – Confronto tra efficienza del sistema a quattro bobine ed efficienza del sistema a due bobine

Come si può notare in figura, l'efficienza del sistema a quattro bobine è sensibilmente migliore di quella del sistema a due bobine nella fase di carica a tensione costante. Essa infatti si mantiene sempre sopra l'80%, anche all'aumentare del valore della resistenza, quando invece la curva dell'efficienza del dispositivo a due bobine si abbassa molto più rapidamente e in condizioni di basso carico (R_L elevate) raggiunge valori dell'ordine del 45-50%. Tuttavia, come si vede in figura 3.4, per valori molto bassi della resistenza di carico, cioè durante la fase di carica a corrente costante, l'efficienza

del sistema a due bobine risulta più elevata di quella del sistema a quattro bobine. Quindi se per il sistema a due bobine si raggiunge un'efficienza pari a circa il 93% nell'intervallo di valori di resistenza di interesse, per quello a quattro bobine si raggiungono valori di circa il 96%, ma al di fuori di questo intervallo, per valori di R_L ben più elevati (circa 60 Ω).

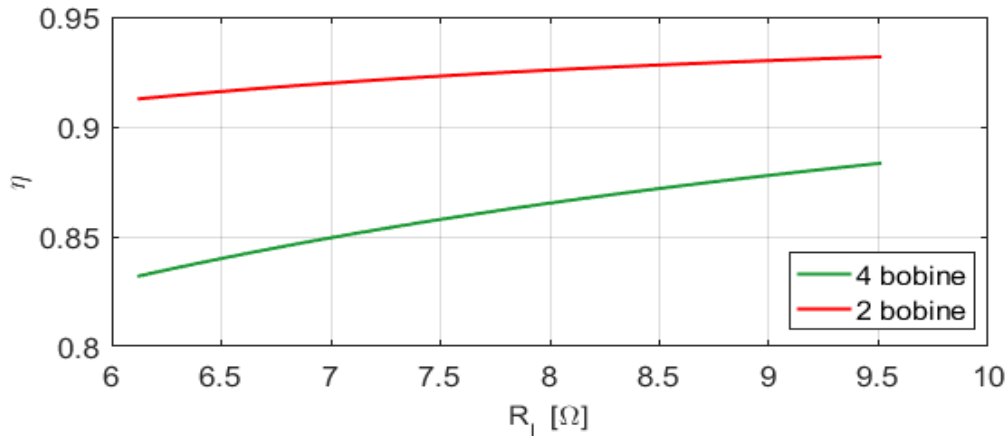


Fig. 3.4 – Efficienza nella fase di carica a corrente costante

Vista la sua complessità, non è stato possibile semplificare l'espressione dell'efficienza ricavata dal circuito equivalente, tuttavia è risultato utile valutare l'andamento di quest'ultima al variare dei coefficienti di accoppiamento tra le bobine. Siccome si è supposto che la struttura del sistema sia simmetrica, sono state mantenute le assunzioni $k_{T1} = k_{2R}$ e $k_{1R} = k_{T2}$ fatte precedentemente. Inoltre, tali valutazioni sono state effettuate considerando un valore di R_L pari a 6.12 [Ω], per il quale si ha la massima potenza trasferita alla batteria. Tali andamenti sono mostrati in figura 3.5.

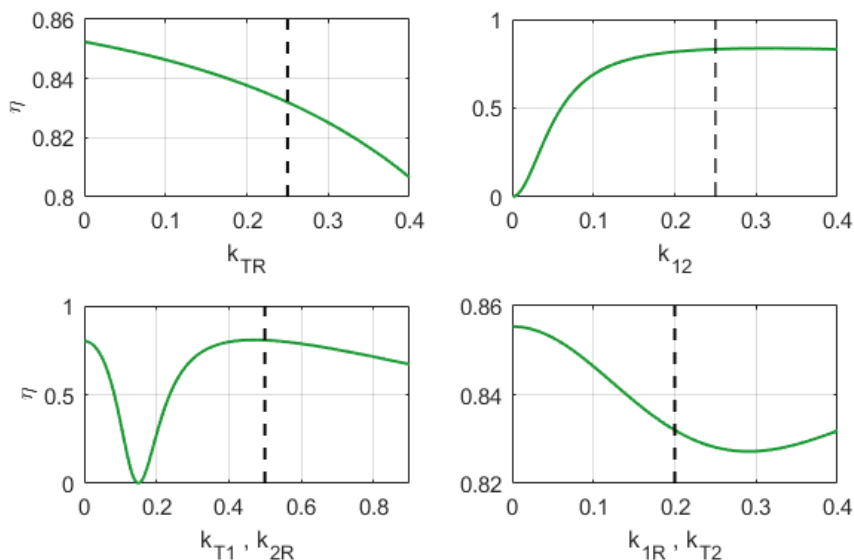


Fig. 3.5a,b,c,d - Andamento dell'efficienza al variare dei coefficienti di accoppiamento

Si può notare che k_{TR} , k_{1R} e k_{T2} hanno un'influenza poco marcata sull'efficienza (fig. 3.5a,c), anche se risulta strano notare una leggera diminuzione dell'efficienza pur migliorando l'accoppiamento tra bobina trasmittitrice e ricevitrice. Più rilevanza assume k_{12} , esso infatti condiziona pesantemente l'efficienza nell'intervallo di valori [0 - 0.1]. È importante quindi raggiungere una condizione in cui k_{12} assuma valori superiori a circa 0.15-0.20. Si ricorda che in fase iniziale dello studio è stato

supposto un valore di k_{12} pari a 0.25. Anche i coefficienti k_{T1} e k_{2R} hanno un'importante influenza sull'efficienza, come si nota in fig. 3.5c. Con un debole accoppiamento tra bobina trasmittitrice e bobina intermedia 1 e tra bobina ricevitrice e bobina intermedia 2, infatti, l'efficienza può assumere valori molto bassi, arrivando anche ad annullarsi. Tuttavia, si presuppone che esista un forte accoppiamento tra le suddette coppie di bobine, a cui corrispondono valori di efficienza molto elevati. Per k_{T1} e k_{2R} è stato supposto un valore pari a 0.5, che produce quindi un valore di efficienza molto vicino al massimo ottenibile.

In seguito, in figura 3.6, è stato valutato l'andamento dell'efficienza al variare della frequenza di funzionamento, per diversi valori di R_L .

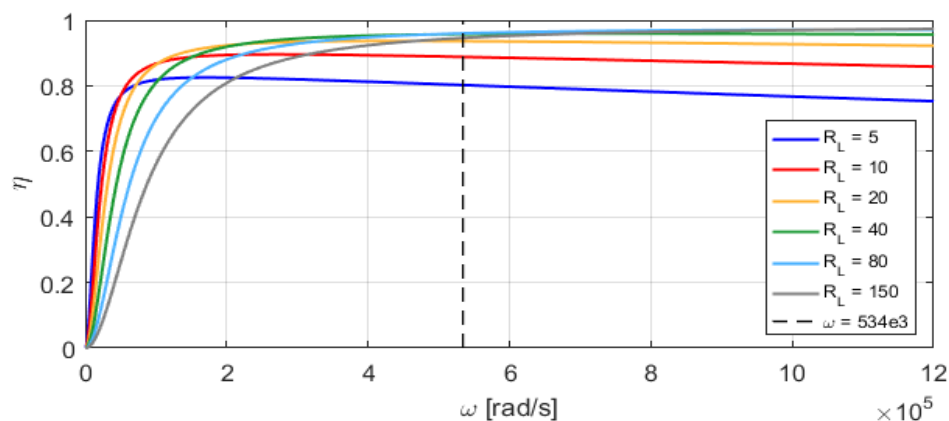


Figura 3.6 - Andamento dell'efficienza in funzione della pulsazione di funzionamento ω_0

Risulta evidente che l'accoppiamento induttivo a quattro bobine è molto meno influenzato dalla frequenza di funzionamento rispetto a quello a due bobine, infatti superata una certa ω_0 l'efficienza si mantiene pressoché costante e con valori elevati. Lavorare a frequenza di 85 [kHz] come nel nostro caso ci permette di entrare ampiamente in questa condizione.

La pulsazione di funzionamento, corrispondente alla frequenza di 85 [kHz], è individuata dalla linea tratteggiata. Si nota che per i valori di resistenza di interesse per quanto riguarda la fase a corrente costante (curva a 10 [Ω]) l'efficienza è lontana dal massimo, che si raggiunge per valori di R_L ben diversi.

3.3.2 Potenza trasmessa

Viene di seguito mostrato l'andamento della potenza trasmessa ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo. Come si vede in fig. 3.7a, se si analizza l'intero ciclo di carica, la potenza trasferibile dal sistema a quattro bobine è notevolmente inferiore a quella trasferibile con il sistema a due bobine. Tuttavia, analizzando solamente la fase di carica a corrente costante (figura 3.7b), si può notare che la potenza trasferita dal sistema a quattro bobine è maggiore rispetto a quello a due bobine, a parte per un piccolo intervallo. Si riuscirebbe quindi caricare la batteria in un tempo minore ma, come si è visto, con un'efficienza decisamente inferiore.

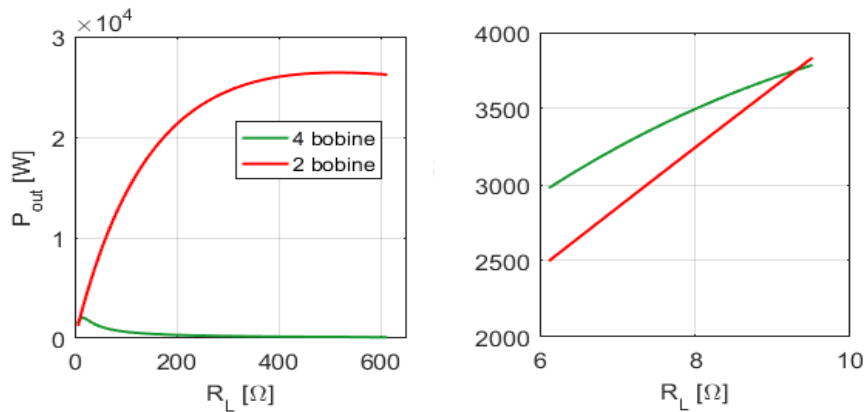


Fig. 3.7a,b – Confronto delle curve della potenza trasmessa

Per maggior chiarezza in figura 3.8 è riportata più nel dettaglio la potenza trasmessa dal solo sistema a quattro bobine.

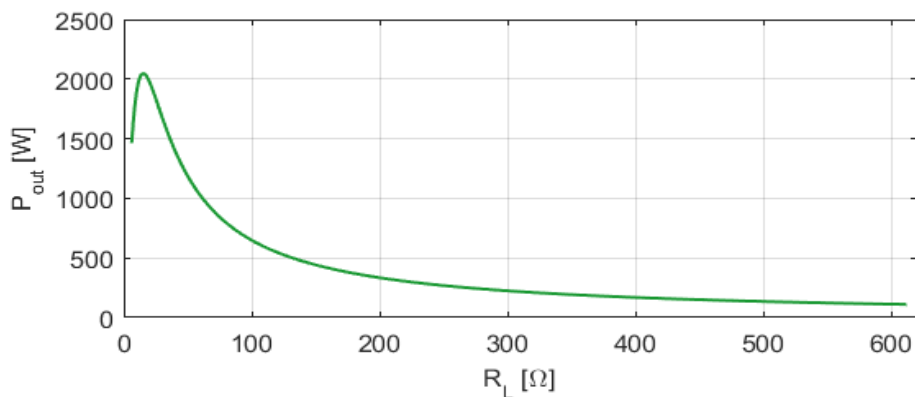


Fig. 3.8 – Potenza trasferibile del sistema a quattro bobine con V_S impressa

Analogamente a quanto fatto per l'efficienza, in figura 3.9 viene riportato l'andamento della potenza in uscita al variare della frequenza di funzionamento per diversi valori di R_L . Si nota che alla frequenza di funzionamento la massima potenza trasferita si ha per valori di R_L leggermente maggiori a quelli di interesse, infatti il massimo si ha tra $10 [\Omega]$ e $20 [\Omega]$.

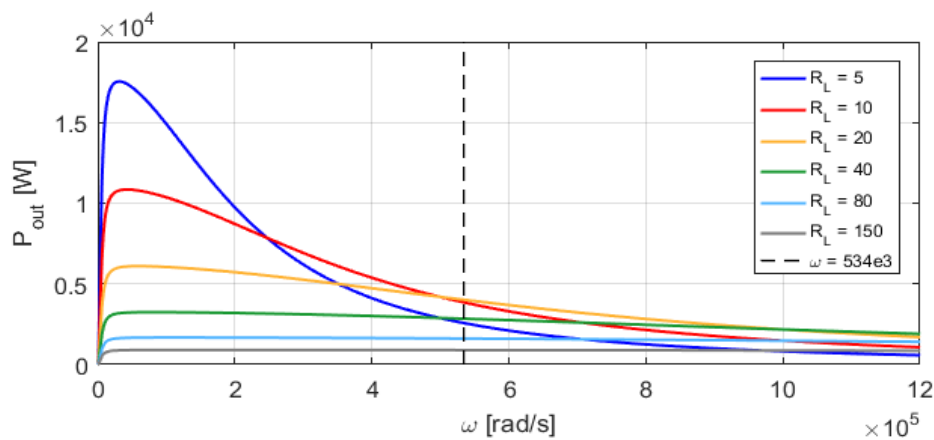


Fig. 3.9 - Potenza sul carico in funzione della pulsazione di funzionamento ω_0

3.3.3 Correnti

Vengono di seguito mostrati gli andamenti delle correnti circolanti nei due sistemi fin qui confrontati. Nelle figure 3.9 e 3.10 vengono confrontati rispettivamente i valori efficaci delle correnti nella bobina trasmittitrice e nella bobina ricevitrice. Se si considera l'intero processo di carica, per entrambe le bobine si nota che i valori efficaci assunti dalle correnti nella configurazione a quattro bobine sono notevolmente inferiori alle correnti nella configurazione a due bobine. Tuttavia, se consideriamo solo la fase di carica a corrente costante (figure 3.9b e 3.10b), si nota che le correnti assumono valori simili, soprattutto per quanto riguarda la corrente sulla bobina ricevitrice.

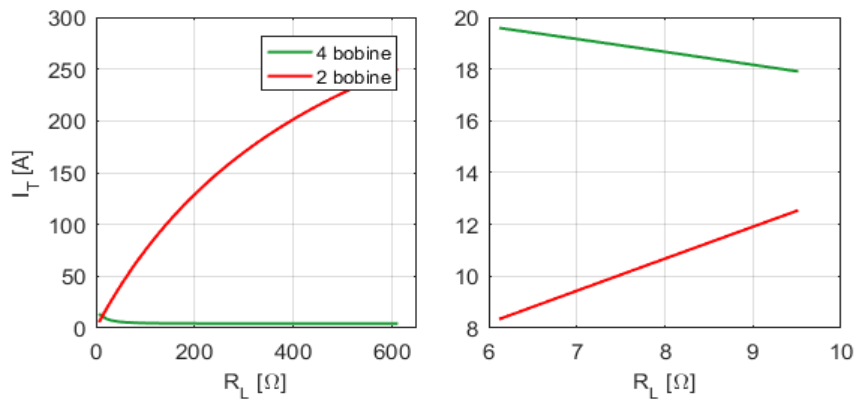


Fig. 3.9a,b – Corrente nella bobina trasmittitrice

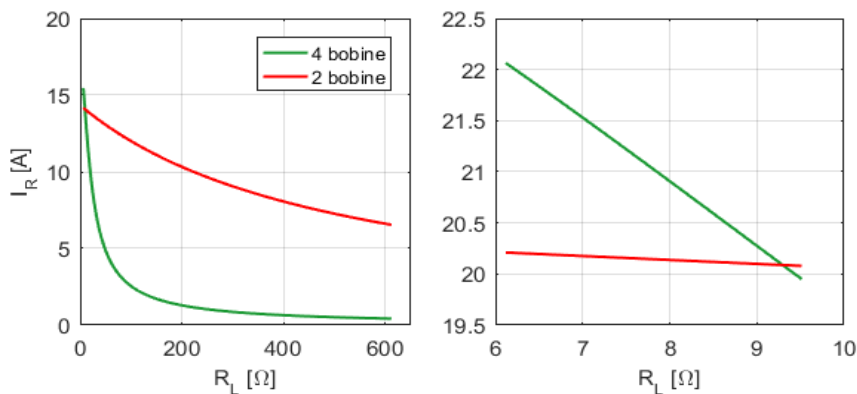


Fig. 3.10a,b – Corrente nella bobina ricevitrice

Come si può osservare in figura 3.11, se si osserva la curva dove R_L assume valori molto bassi (fase di carica a corrente costante), le correnti nelle bobine intermedie assumono valori più elevati rispetto alle correnti nelle bobine trasmittitrice e ricevitrice.

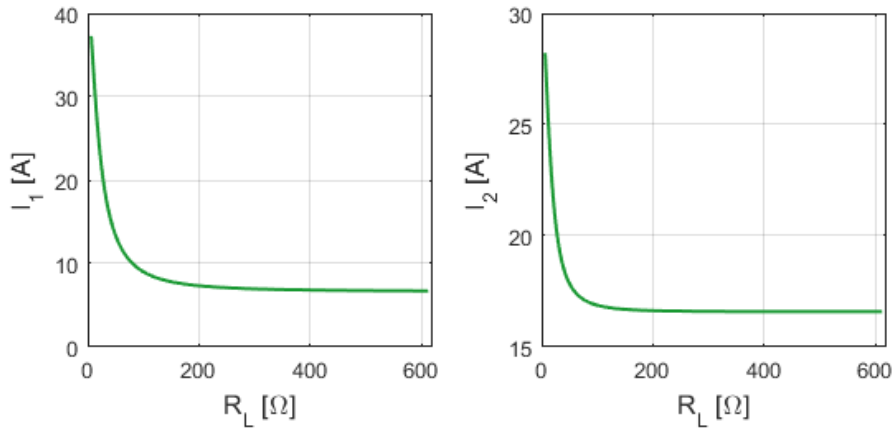


Fig. 3.11 – Correnti nelle bobine intermedie

Vengono mostrati di seguito gli sfasamenti tra la tensione \bar{V}_S e la corrente \bar{I}_T in ingresso, corrispondente alla fase dell'impedenza equivalente ai morsetti di ingresso (fig. 3.12a), e tra la corrente nella bobina trasmittitrice \bar{I}_T e la corrente nella bobina ricevitrice \bar{I}_R (fig. 3.12b). Si nota subito che rispetto al caricabatterie a due bobine quello a quattro bobine presenta uno sfasamento non nullo tra \bar{V}_S e \bar{I}_T . Questo è certamente un aspetto negativo in quanto significa che il sistema assorbirà, oltre alla potenza attiva necessaria a caricare la batteria, anche potenza reattiva. Più precisamente, come si vede in fig. 3.12b, la corrente \bar{I}_T risulta sfasata in ritardo di circa 60° rispetto alla \bar{V}_S durante la fase a corrente costante (valori di R_L molto bassi), mentre risulta sfasata in anticipo per gran parte della fase di carica a tensione costante. Ciò significa che si avrà una componente reattiva della potenza assorbita molto grande e in questo caso il sistema dovrebbe essere dimensionato per una potenza apparente molto maggiore rispetto al caso con due bobine. Inoltre, l'inverter richiederebbe una corrente molto grande per compensare tale richiesta di potenza reattiva. Ammesso che siamo in una condizione "fissata" rispetto a certi parametri (frequenza, coefficienti di accoppiamento), per limitare tale problema e far sì che l'angolo di sfasamento tra \bar{V}_S e \bar{I}_T resti il più vicino possibile allo zero almeno per la fase di carica a corrente costante, si dovrebbe cercare di "spostare" il punto di lavoro intorno ad un valore di R_L pari a circa 27 [Ω], valore tuttavia parecchio distante da quelli intorno a cui si sta lavorando. Per quanto riguarda lo sfasamento tra le correnti delle bobine trasmittitrice e ricevitrice, come mostrato in fig. 3.12b nel sistema a due bobine la corrente \bar{I}_T è costantemente sfasata in anticipo di 90° rispetto alla corrente \bar{I}_R , mentre nel sistema a quattro bobine lo sfasamento risulta essere più variabile, si ha infatti che nella fase di carica a corrente costante lo sfasamento si mantiene intorno ai 180° , quindi con le due correnti in opposizione di fase, all'inizio della fase di carica a tensione costante cresce e si assesta su un valore di circa -90° , quindi con \bar{I}_R in anticipo su \bar{I}_T .

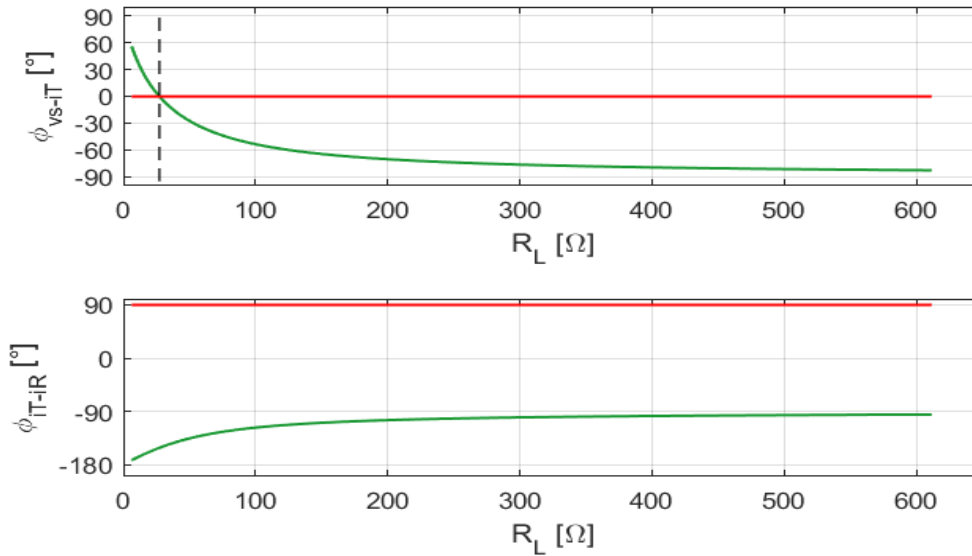


Fig. 3.12a,b - Sfasamento tra \bar{V}_S e \bar{I}_T e tra \bar{I}_T e \bar{I}_R

3.4 Studio del sistema con tensione ai morsetti di uscita V_L impressa

Come già detto, la tensione ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo rappresenta un vincolo importante. Infatti se tale tensione, che corrisponde anche a quella ai morsetti di ingresso del chopper, si discostasse troppo dal valore nominale, assumerebbe valori diversi da quelli per cui il chopper è stato progettato, provocando quindi un calo della sua efficienza. In condizioni di V_L costante, sono state analizzate:

- Tensione ai morsetti di ingresso V_S ;
- Potenza assorbita ai morsetti di ingresso P_{in} ;
- Correnti circolanti nelle bobine (moduli);

Dal design del caricabatterie a due bobine presente in laboratorio si ha che la tensione ai morsetti di ingresso del chopper deve mantenersi pari a:

$$V_L = 61.5 [V] \quad (3.26)$$

Essendo fissata la tensione sul carico V_L e conoscendo il ciclo di carica della batteria, si può determinare la corrente circolante nella bobina ricevente, I_R , come segue:

$$\bar{I}_R = \frac{\bar{V}_L}{R_L} \quad (3.27)$$

A partire da I_R , attraverso la (11), si può ricavare \bar{V}_S . Infatti si ha che:

$$\bar{V}_S = \frac{\bar{I}_R}{M^{-1}_{(4,1)}} \quad (3.28)$$

Attraverso le equazioni derivate dal circuito equivalente è dunque possibile ricavare le espressioni delle altre correnti e di conseguenza studiare il comportamento del sistema a V_L imposta. La potenza assorbita in ingresso è stata calcolata come nel paragrafo precedente con la relazione (24).

3.4.1 Tensione richiesta ai morsetti di ingresso

Come detto in precedenza, è fondamentale che la tensione sul carico si mantenga il più possibile intorno al valore di 61.5 [V]. Risulta quindi importante verificare che la tensione richiesta dal nostro sistema ai morsetti di ingresso non ecceda la tensione che l'inverter è in grado di fornire (328 V_{rms}). Nelle figure 3.13a,b sono mostrati gli andamenti di tale tensione, come sempre in verde sono indicate le curve relative al sistema a quattro bobine, in rosso quelle relative al sistema a due bobine. Nell'ingrandimento di fig. 3.13b può essere meglio apprezzato cosa accade nella fase di carica a corrente costante: il sistema a quattro bobine richiede una tensione inferiore a quella richiesta dal sistema a due bobine, nonostante per tutta la durata della fase a tensione costante richieda una tensione più elevata, come si può vedere in fig. 3.13a. È da notare inoltre che da un valore di resistenza di carico pari a circa 100 [Ω] in poi, la tensione richiesta si mantiene pressoché costante al variare di R_L .

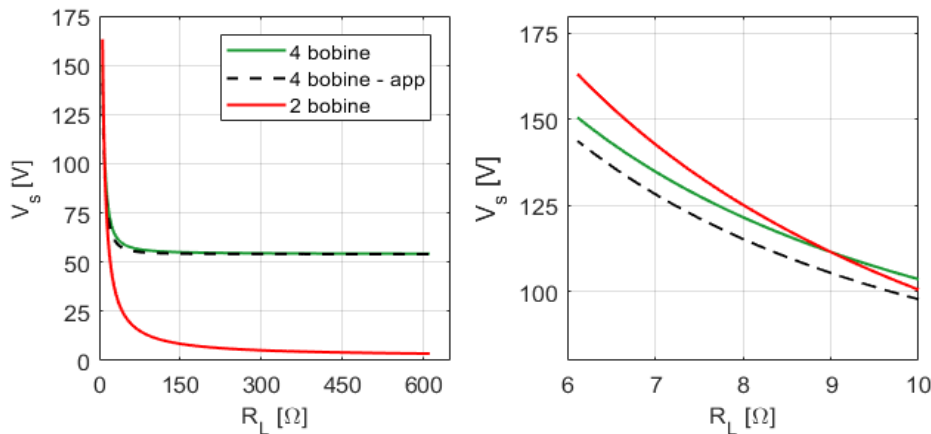


Fig. 3.13a,b - Tensioni ai morsetti di ingresso

Si è cercato infine di semplificare l'espressione di V_S per spiegare l'andamento in figura, considerando di essere in condizioni di risonanza (quindi con $jX_L = -jX_C$), assumendo $M_{T1} = M_{2R}$ e $M_{T2} = M_{1R}$ e $R_T, R_1, R_2, R_R = 0$. Con tali assunzioni si ottiene:

$$\overline{V_S} = -\overline{V_L} \frac{\left(\begin{array}{l} j\omega M_{12}^2 M_{TR}^2 - 2j\omega M_{12} M_{1R}^2 M_{TR} + 2R_L M_{12} M_{1R} M_{T1} + \\ -2j\omega M_{12} M_{T1}^2 M_{TR} + j\omega M_{1R}^4 - 2j\omega M_{1R}^2 M_{T1}^2 + j\omega M_{T1}^4 \end{array} \right)}{\left(R_L M_{12} (M_{1R}^2 + M_{T1}^2 - M_{12} M_{TR}) \right)} \quad (3.29)$$

Come si può apprezzare grazie alle curve tratteggiate in figura 3.13, tale formula semplificata approssima abbastanza bene l'andamento di $\overline{V_S}$, in particolare per quanto riguarda la fase di carica a tensione costante. Nella fase a corrente costante la differenza si mantiene intorno ai 5 [V].

3.4.2 Potenza assorbita ai morsetti di ingresso

Tentare di semplificare la formula della potenza assorbita risulta difficile in quanto facendo le stesse assunzioni fatte per la tensione, in particolare supponendo nulle le resistenze delle bobine, si otterrebbe che la potenza assorbita ai morsetti di ingresso risulterebbe uguale alla potenza sul carico. Si avrebbe cioè la seguente condizione:

$$P_{in} = P_L = \frac{V_L^2}{R_L} \quad (3.30)$$

È stato analizzato in seguito l'andamento della potenza assorbita nei 2 sistemi a confronto. Si può notare che le curve sono molto simili ma, come si vede dall'ingrandimento in figura 3.14b, presentano una differenza soprattutto durante la fase di carica a corrente costante. Il sistema a quattro bobine infatti, assorbe una potenza attiva superiore a quella assorbita dal sistema a due bobine.

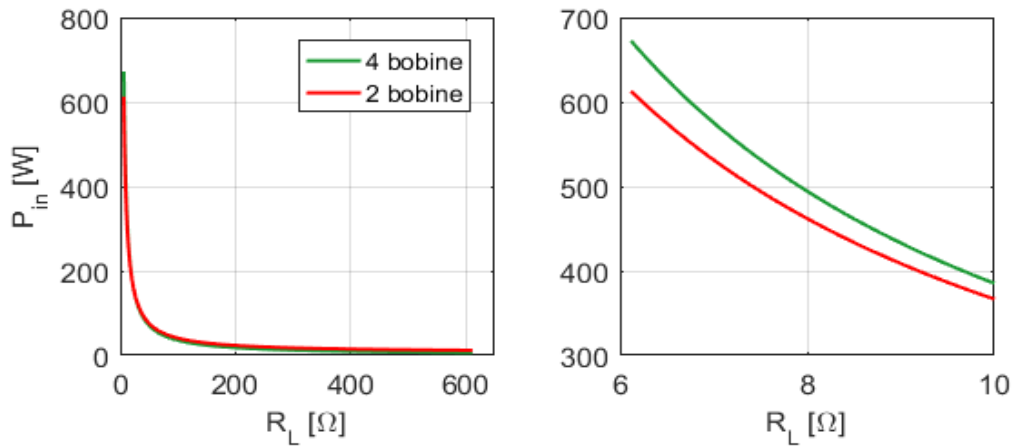


Fig. 3.14a,b - Potenza assorbita ai morsetti di ingresso

3.4.3 Correnti

Sono state analizzate le correnti anche mediante la semplificazione delle espressioni (3.8),(3.9),(3.10) considerando di essere in condizioni di risonanza, assumendo $M_{T1} = M_{2R}$ e $M_{T2} = M_{1R}$ e $R_T, R_1, R_2, R_R = 0$. Ricordando che I_R è stata calcolata mediante la (3.27), si è ottenuto per le altre tre correnti:

$$\bar{I}_T = V_L \frac{(2M_{1R}M_{T1}\omega + jM_{12}R_L)}{\omega R_L(M_{1R}^2 + M_{T1}^2 + M_{12}M_{TR})} \quad (3.31)$$

$$\bar{I}_1 = V_L \frac{(\omega M_{1R}^2 M_{T1} + jM_{12}M_{1R}R_L + \omega M_{T1}^3 + \omega M_{12}M_{TR}M_{T1})}{\omega M_{12}R_L(M_{1R}^2 + M_{T1}^2 + M_{12}M_{TR})} \quad (3.32)$$

$$\bar{I}_2 = V_L \frac{(\omega M_{1R}^3 + \omega M_{1R}M_{T1}^2 + jM_{12}M_{T1}R_L + \omega M_{T1}^3 + \omega M_{12}M_{TR}M_{1R})}{\omega M_{12}R_L(M_{1R}^2 + M_{T1}^2 + M_{12}M_{TR})} \quad (3.33)$$

In figura 3.15 sono mostrati gli andamenti delle correnti circolanti nelle bobine trasmettitrice e ricevitrice in questa configurazione. Per quanto riguarda la corrente nella bobina trasmettitrice si può

notare che essa resta pressoché costante nella configurazione a due bobine, mentre assume una forma iperbolica nella configurazione a quattro bobine. Come si nota la formula semplificata non approssima molto bene i valori di tale corrente, soprattutto per quanto riguarda la fase di carica a corrente costante (figura 3.15b). La corrente sulla bobina ricevitrice naturalmente risulta uguale per entrambe le configurazioni, avendo imposto la tensione sul carico V_L . In figura 3.15e,f vengono mostrati gli andamenti delle correnti nelle bobine intermedie, con gli andamenti (tratteggio) delle formule semplificate, che portano ad una buona approssimazione solo per valori di resistenza R_L abbastanza elevati.

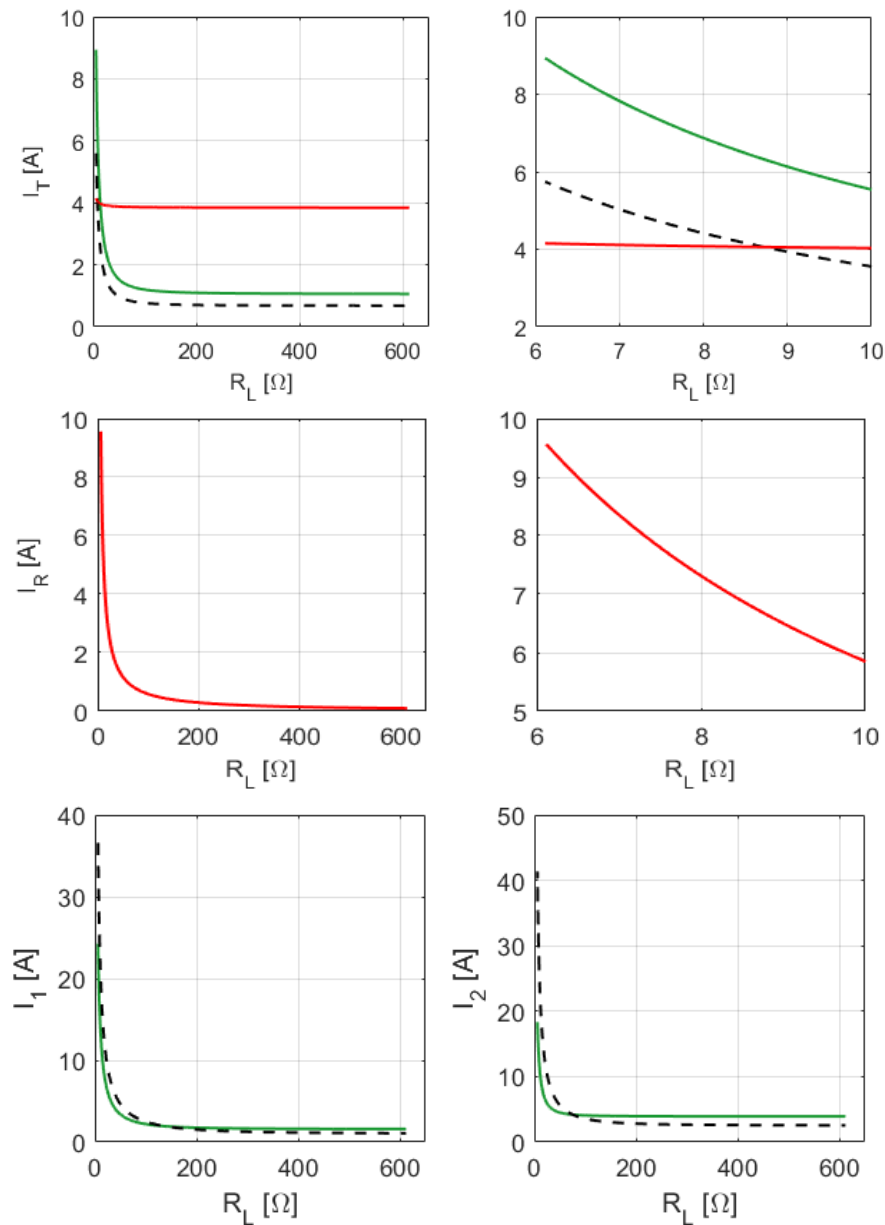


Fig. 3.15a,b,c,d,e,f - Correnti nelle bobine con V_L imposta

3.5 considerazioni sul disallineamento

In questo paragrafo viene analizzata la possibile presenza di disallineamento tra il lato trasmettitore e il lato ricevitore durante il processo di carica della batteria. Per questioni pratiche è impossibile pensare che l'allineamento tra i due lati sia sempre perfetto, tuttavia anche in queste condizioni è importante che il dispositivo garantisca un trasferimento di potenza sufficiente alla carica. Essendo "fisso" il posizionamento della bobina intermedia 1 rispetto a quella trasmittitrice e quello della bobina intermedia 2 rispetto alla bobina ricevitrice, in condizioni di disallineamento i relativi coefficienti di accoppiamento k_{T1} e k_{2R} non subiscono variazioni. Tutti gli altri coefficienti invece diminuiscono al crescere della condizione di disallineamento. Il disallineamento è stato simulato facendo diminuire i vari coefficienti a partire dal valore assunto fino ad un valore minimo. Il disallineamento in termini di spazio verrà analizzato successivamente nel capitolo 7.

Si è considerato anche in questa situazione di mantenere costante la tensione ai morsetti di uscita V_L . Sono state valutate le curve di:

- Efficienza;
- Tensione in ingresso (modulo);
- Correnti (modulo);

Tali parametri sono stati analizzati al variare della resistenza di carico, per diversi valori dei coefficienti di accoppiamento, focalizzandosi in particolare sulla fase di carica a corrente costante. Al fine di mostrare a quali coefficienti corrispondono le varie curve sono stati definiti:

$$k_1 = k_{TR} = k_{12} \quad (3.34)$$

$$k_2 = k_{1R} = k_{T2} \quad (3.35)$$

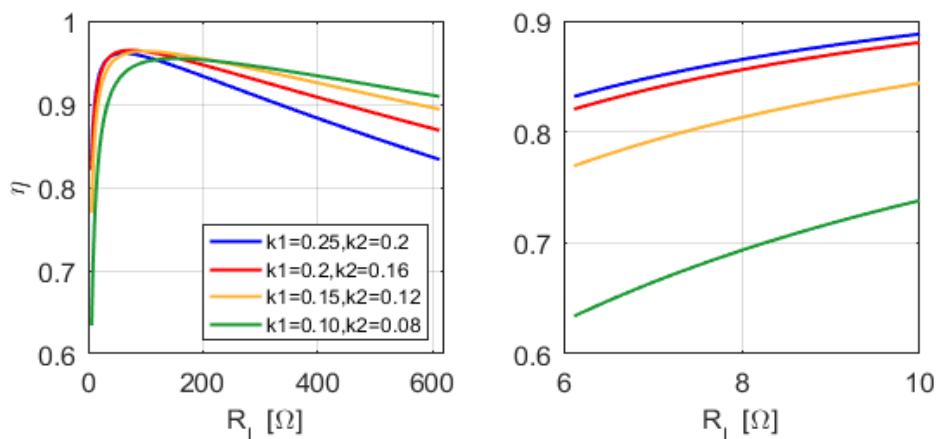


Figura 3.16a,b - Efficienza al variare dei coefficienti di accoppiamento tra le bobine

In figura 3.16 vengono mostrate le curve relative all'efficienza. All'aumentare del disallineamento si ha che il massimo della curva dell'efficienza si "sposta" verso valori di resistenza di carico più elevati, allontanandosi ulteriormente dai valori di R_L di interesse. Prendendo in analisi i valori di resistenza equivalente riferiti alla fase di carica a corrente costante si può notare meglio la condizione appena

descritta, nell'intervallo di interesse infatti si raggiungono valori di efficienza piuttosto lontani dal massimo, e inoltre si ha un decadimento piuttosto accentuato di tali valori (figura 3.16b).

I risultati non appaiono molto buoni per quanto riguarda la tensione ai morsetti di ingresso V_S visto che essa, anche con minima presenza di disallineamento, assume valori davvero elevati (fig.3.17). Ciò richiederebbe un forte condizionamento della tensione in ingresso all'accoppiamento induttivo, ma porterebbe soprattutto a problemi di sicurezza visti i livelli di tensione raggiunti.

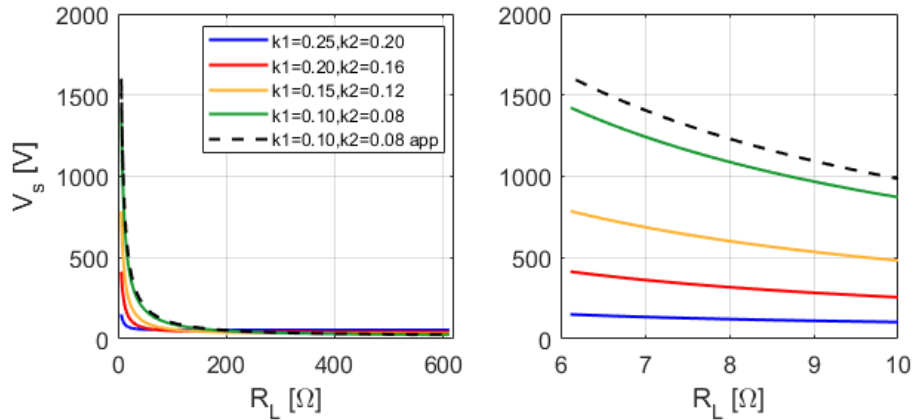


Figura 3.17a,b - Tensione richiesta ai morsetti di ingresso per avere una tensione V_L costante pari a 61.5 [V]

Per spiegare tale andamento si può partire dall'espressione (3.29), che in condizioni di forte disallineamento si può semplificare come:

$$\bar{V}_S = -\bar{V}_L \left(\frac{2M_{1R}}{M_{T1}} + j \frac{\omega M_{T1}^2}{R_L M_{12}} \right) \quad (3.36)$$

Quindi per quanto riguarda il modulo della tensione ai morsetti di ingresso si ha:

$$V_S = |V_L| \sqrt{\left(\frac{2M_{1R}}{M_{T1}} \right)^2 + \left(\frac{\omega M_{T1}^2}{R_L M_{12}} \right)^2} \quad (3.37)$$

Essendo k_{T1} costante al variare del disallineamento, anche M_{T1} rimane costante. Così si ha che il primo termine dentro la radice diminuisce all'aumentare del disallineamento mentre il secondo termine cresce con l'aumentare del disallineamento. Il secondo termine prevale sul primo e quindi spiega l'andamento in figura. L'andamento della relazione semplificata per quanto riguarda la condizione $k_1 = 0.10$ e $k_2 = 0.08$ è rappresentato dalla curva tratteggiata: come si vede tale relazione non riproduce fedelmente l'andamento della tensione.

Anche nella corrente circolante nella bobina intermedia lato trasmettitore (primaria) si nota questo effetto, mentre non si nota molto nella corrente circolante nella bobina intermedia lato ricevitore, che assomiglia molto alla forma assunta dalla corrente I_R , come si può vedere in figura 3.18. È presente l'effetto inverso per la corrente nella bobina trasmittitrice, si ha infatti che tale corrente diminuisce con l'aumentare del disallineamento (fig.3.19).

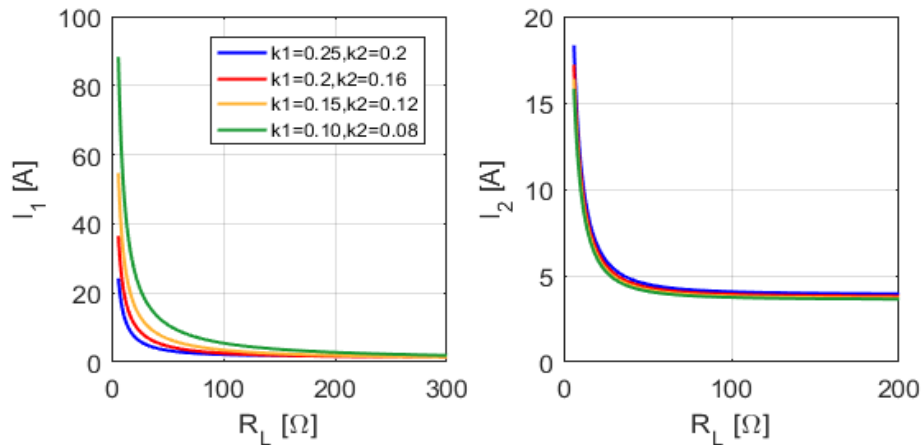


Figura 3.18a,b - correnti nelle bobine intermedie I_1 e I_2 (modulo)

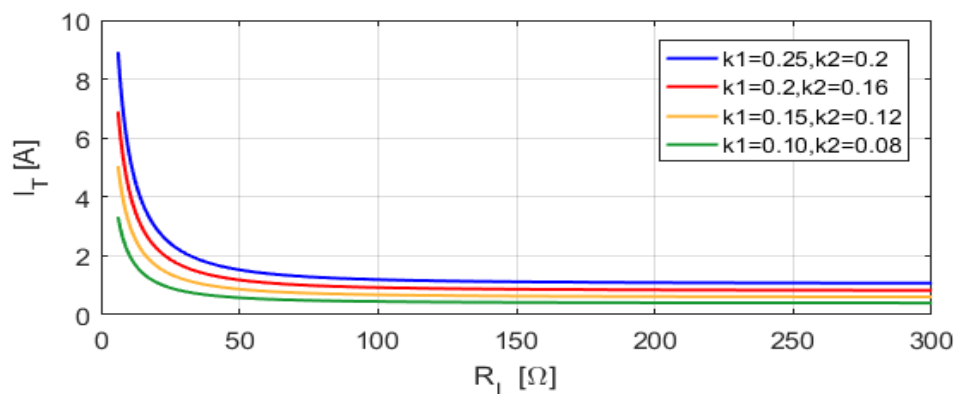


Figura 3.19 - corrente nella bobina trasmittitrice (modulo)

3.6 considerazioni finali

Visto lo scopo iniziale di cercare di migliorare i fattori di merito di efficienza e potenza trasmessa del caricabatteria a due bobine, se non in normali condizioni di funzionamento almeno in presenza di disallineamento, si può concludere che alle condizioni di lavoro assunte per quanto riguarda le modalità di ricarica (potenza di carica, corrente di carica e quindi conseguenti valori di resistenza equivalente) il sistema a quattro bobine non è in grado di introdurre migliorie significative. Il sistema migliora l'efficienza se consideriamo la fase di carica a tensione costante, tuttavia come detto in precedenza essa ha un'importanza marginale rispetto alla fase a corrente costante, nella quale viene trasferita alla batteria quasi tutta la potenza necessaria alla carica. Per rendere migliore il funzionamento del sistema a quattro bobine si potrebbe cercare di avere valori di resistenza equivalente R_L più elevati, in modo da lavorare in un punto vicino al massimo della curva dell'efficienza, che risulterebbe più elevato rispetto al corrispettivo del due bobine. Raggiungere un punto di lavoro a R_L più elevate permetterebbe anche di limitare molto i problemi per quanto riguarda la tensione ai morsetti di ingresso in condizione di disallineamento, (vedasi figura 3.19). Ma non solo, ciò comporterebbe uno spostamento verso destra nella curva della potenza trasmessa, con un conseguente avvicinamento al suo massimo (figura 3.8) e soprattutto un avvicinamento alla condizione di sfasamento nullo tra tensione e corrente in ingresso, condizione più che mai necessaria per non dover sovradimensionare il dispositivo e affinché l'inverter funzioni con valori di efficienza

soddisfacenti. Un leggero spostamento verso valori di R_L maggiori si potrebbe ottenere cercando di mantenere ai morsetti di ingresso del chopper (quindi all'uscita dell'accoppiamento magnetico) una tensione maggiore, abbassandola poi al livello di tensione prescelto con il chopper Buck. Ciò comporterebbe due piccoli svantaggi: uno riguarda l'efficienza del chopper che, non lavorando più in condizioni ottimali, diminuirebbe, l'altro riguarda la tensione richiesta dall'accoppiamento induttivo ai morsetti di ingresso, che di conseguenza aumenterebbe leggermente. Tale ipotesi quindi rimane da verificare, anche se l'aumento di R_L ottenuto dall'aumento della tensione V_L sarebbe certamente ridotto. Sarebbe utile anche una eventuale piccola ottimizzazione per quanto riguarda i coefficienti di accoppiamento da adottare, tenendo presente che il fattore di accoppiamento tra bobina trasmittitrice e bobina ricevitrice non potrebbe essere variato molto in quanto le bobine sono già fisicamente costruite.

CAPITOLO 4

SISTEMI DI RICARICA A TRE BOBINE CON BOBINA INTERMEDIA LATO TRASMETTITORE

4.1 Schema circuitale e relazioni fondamentali

Il modello del caricabatteria a tre bobine si può ricavare come caso particolare di quello a quattro bobine supponendo di allontanare la bobina secondaria (intermedia lato ricevitore) ad una distanza infinita, in modo che non vi sia più interazione tra questa e le altre bobine. In particolare in questo capitolo verrà analizzato il funzionamento del caricabatteria a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore. Tale bobina sarà accostata, e quindi “fortemente” accoppiata, con la sezione trasmettitrice. Come fatto per il dispositivo a quattro bobine, si è ipotizzata anche in questo caso una compensazione serie per tutte e tre le bobine. In figura 4.1 viene riportato il circuito equivalente del caricabatteria in analisi.

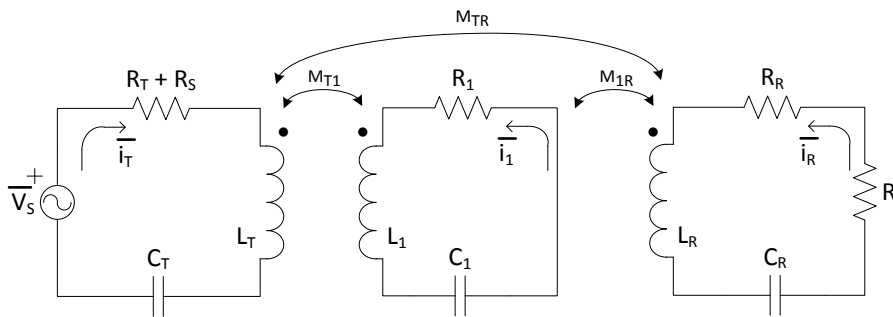


Fig. 4.1 - Schema elettrico equivalente del caricabatteria a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore

Di seguito vengono riportate le equazioni che caratterizzano il funzionamento del caricabatteria, studiate in forma completa, senza condizioni di risonanza o altre condizioni semplificative. Con le convenzioni di corrente mostrate in figura, si può scrivere:

$$\bar{V}_s = R_{TT}\bar{I}_T + j\omega M_{T1}\bar{I}_1 + j\omega M_{TR}\bar{I}_R + j\omega L_T\bar{I}_T + \frac{1}{j\omega C_T}\bar{I}_T \quad (4.1)$$

$$0 = j\omega M_{1T}\bar{I}_T + R_1\bar{I}_1 + j\omega M_{1R}\bar{I}_R + j\omega L_1\bar{I}_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\bar{I}_1 \quad (4.2)$$

$$0 = j\omega M_{RT}\bar{I}_T + j\omega M_{R1}\bar{I}_1 + R_{RR}\bar{I}_R + j\omega L_R\bar{I}_R + \frac{1}{j\omega C_R}\bar{I}_R \quad (4.3)$$

Dove:

- $R_{TT} = R_T + R_S$ con R_T resistenza della bobina trasmettitrice e R_S resistenza degli switch dell'inverter;

- $R_{RR} = R_R + R_L$ con R_R resistenza della bobina ricevitrice e R_L resistenza equivalente di carico vista ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo;
- L_T, L_1, L_R autoinduttanze dei rispettivi avvolgimenti;
- C_T, C_1, C_R capacità di compensazione;
- M_{ij} mutue induttanze tra gli avvolgimenti;
- $\omega = 2\pi f$ pulsazione alla frequenza di funzionamento;

Esprimendo tali equazioni in forma matriciale si ha:

$$\begin{bmatrix} V_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{TT} + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} & j\omega M_{T1} & j\omega M_{TR} \\ j\omega M_{1T} & R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & j\omega M_{1R} \\ j\omega M_{RT} & j\omega M_{R1} & R_{RR} + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_T \\ \bar{I}_1 \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Con $M_{ij} = M_{ji}$.

Invertendo la matrice [3 x 3] sono state ricavate le espressioni delle correnti circolanti nelle tre bobine:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_T \\ \bar{I}_1 \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{TT} + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} & j\omega M_{T1} & j\omega M_{TR} \\ j\omega M_{1T} & R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & j\omega M_{1R} \\ j\omega M_{RT} & j\omega M_{R1} & R_{RR} + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Come per il caso del sistema a quattro bobine, è stato sufficiente ricavare la prima colonna della matrice inversa. Essendo M la matrice delle induttanze si ha:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_T \\ \bar{I}_1 \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M^{-1}_{(1,1)} & \cdots & \cdots \\ M^{-1}_{(2,1)} & \ddots & \vdots \\ M^{-1}_{(3,1)} & \cdots & \cdots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Per le correnti quindi si ottiene:

$$\bar{I}_T = M^{-1}_{(1,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (4.7)$$

$$\bar{I}_1 = M^{-1}_{(2,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (4.8)$$

$$\bar{I}_R = M^{-1}_{(4,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (4.9)$$

Attraverso il metodo dei complementi algebrici e assumendo la condizione $M_{ij} = M_{ji}$, si ottiene:

$$M^{-1}_{(1,1)} = \frac{\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)\left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R}\right) + \omega^2 M_{1R}^2}{\text{Det}[M]} \quad (4.10)$$

$$M^{-1}_{(2,1)} = -\frac{j\omega M_{T1}\left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R}\right) + \omega^2 M_{TR}M_{1R}}{\text{Det}[M]} \quad (4.11)$$

$$M^{-1}_{(3,1)} = \frac{-\omega^2 M_{T1}M_{1R} - j\omega M_{TR}\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)}{\text{Det}[M]} \quad (4.12)$$

Dove:

$$\begin{aligned} \text{Det}[M] = & \left(R_{TT} + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T}\right) \left[\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R}\right) + \omega^2 M_{1R}^2 \right] \\ & - j\omega M_{T1} \left[j\omega M_{T1} \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R}\right) + \omega^2 M_{1R}M_{TR} \right] \\ & + j\omega M_{TR} \left[-\omega^2 M_{T1}M_{1R} - j\omega M_{TR} \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) \right] \end{aligned} \quad (4.13)$$

Nota la matrice inversa delle impedenze si possono scrivere le espressioni delle correnti circolanti nelle bobine:

$$\bar{I}_T = \left[\frac{\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)\left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R}\right) + \omega^2 M_{1R}^2}{\text{Det}[M]} \right] \cdot \bar{V}_S \quad (4.14)$$

$$\bar{I}_1 = \left[-\frac{j\omega M_{T1}\left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R}\right) + \omega^2 M_{TR}M_{1R}}{\text{Det}[M]} \right] \cdot \bar{V}_S \quad (4.15)$$

$$\bar{I}_R = \left[\frac{-\omega^2 M_{T1}M_{1R} - j\omega M_{TR}\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)}{\text{Det}[M]} \right] \cdot \bar{V}_S \quad (4.16)$$

4.2 Introduzione

Per poter confrontare i risultati ottenuti dall'analisi del caricabatteria a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore con i risultati dell'analisi dei sistemi precedenti, il dispositivo è stato studiato nelle due stesse condizioni di funzionamento: prima imponendo la tensione ai morsetti di ingresso all'accoppiamento induttivo V_S e successivamente mantenendo costante la tensione in uscita V_L . Non è stato necessario fare nuove assunzioni sui parametri in quanto inizialmente sono stati mantenuti i valori utilizzati in precedenza, riportati in tabella 4.1. La struttura del sistema viene mostrata in figura 4.2.

Tabella 4.1 - coefficienti di accoppiamento assunti

Coefficiente	Valore
k_{TR}	0.25
k_{1R}	0.20
k_{T1}	0.50

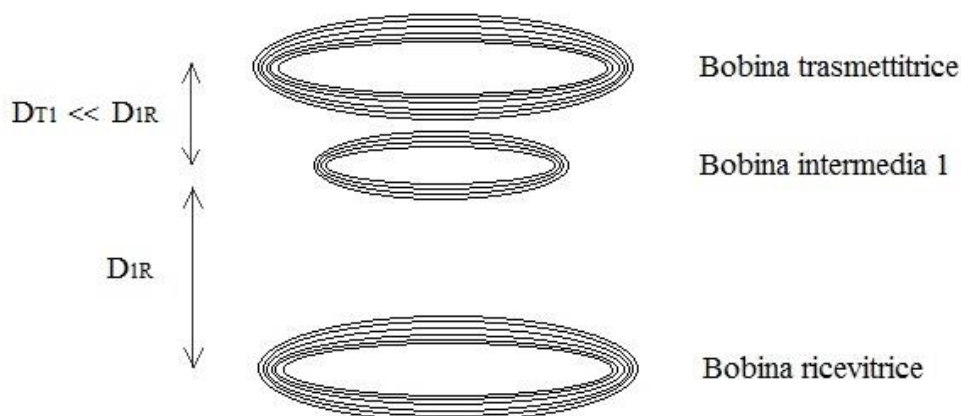


Fig. 4.2 - accoppiamento induttivo a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore

4.3 Studio del sistema con tensione di alimentazione V_s impressa

Per prima cosa le relazioni ricavate dal modello del circuito equivalente sono state validate attraverso il confronto con un modello MATLAB SIMULINK dell'accoppiamento induttivo. È stato successivamente creato uno script MATLAB con le equazioni di funzionamento per ricavare l'andamento dei principali fattori di merito. Imponiamo al fasore della tensione in ingresso V_s una fase pari a 0° . In queste condizioni sono stati valutati:

- Efficienza del sistema al variare della resistenza R_L (durante il ciclo di carica);
- Efficienza del sistema al variare dei coefficienti di accoppiamento;
- Efficienza del sistema al variare della frequenza di funzionamento;
- Potenza attiva trasmessa al carico (durante il ciclo di carica);
- Potenza attiva trasmessa al carico al variare dei coefficienti di accoppiamento;
- Correnti nelle bobine (modulo);
- Sfasamento tra tensione e corrente in ingresso;
- Sfasamento tra corrente nella bobina trasmittitrice e corrente nella bobina ricevitrice;

Per maggiore chiarezza, tali caratteristiche sono state confrontate con quelle ricavate dai modelli precedentemente analizzati. Le relazioni utilizzate per il calcolo di tali parametri sono le stesse usate per il sistema a quattro bobine, per le quali si rimanda alle equazioni (3.22),(3.23),(3.24),(3.25) del capitolo 3.

4.3.1 Efficienza

Inizialmente è stato analizzato l'andamento dell'efficienza durante l'intero ciclo di carica, al variare quindi della resistenza di carico R_L . Tale andamento è rappresentato in figura 4.3 dalla curva di colore blu. Si nota che la curva dell'efficienza del caricabatteria in analisi ha un andamento simile a quello del sistema a due bobine, con valori molto migliori nella fase di carica a tensione costante, a loro volta inferiori a quelli del sistema a quattro bobine. Il massimo dell'efficienza si ha per valori di R_L leggermente più elevati rispetto a quelli di interesse, tuttavia decisamente meno elevati rispetto ai corrispettivi del sistema a quattro bobine. Anche in questo caso il massimo dell'efficienza raggiunge un valore più elevato rispetto a quello del caricabatteria a due bobine.

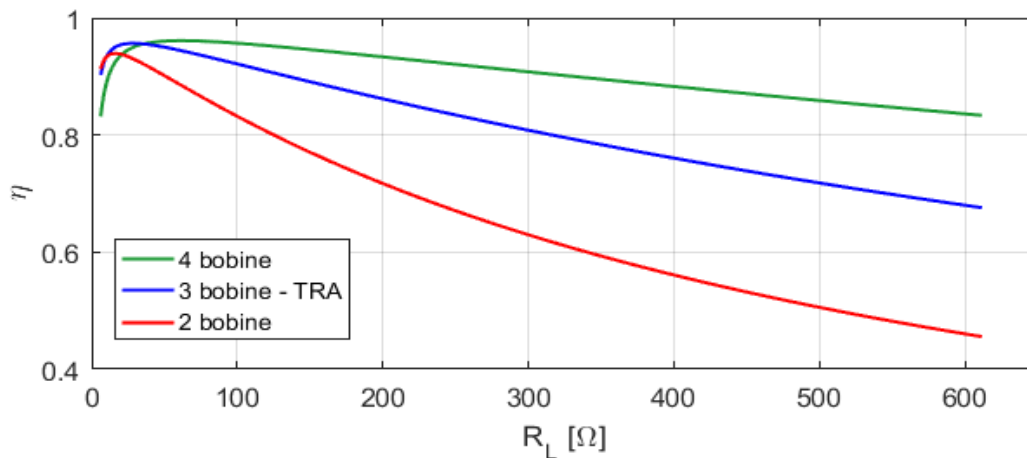


Figura 4.3 - efficienza del sistema a tre bobine in analisi comparata con i sistemi precedentemente analizzati

Analizzando la curva per valori di resistenza equivalente di carico R_L corrispondenti alla fase di carica a corrente costante, si nota che l'efficienza del sistema in analisi assume valori molto vicini a quelli del caricabatteria a due bobine, arrivando anche ad eguagliarli.

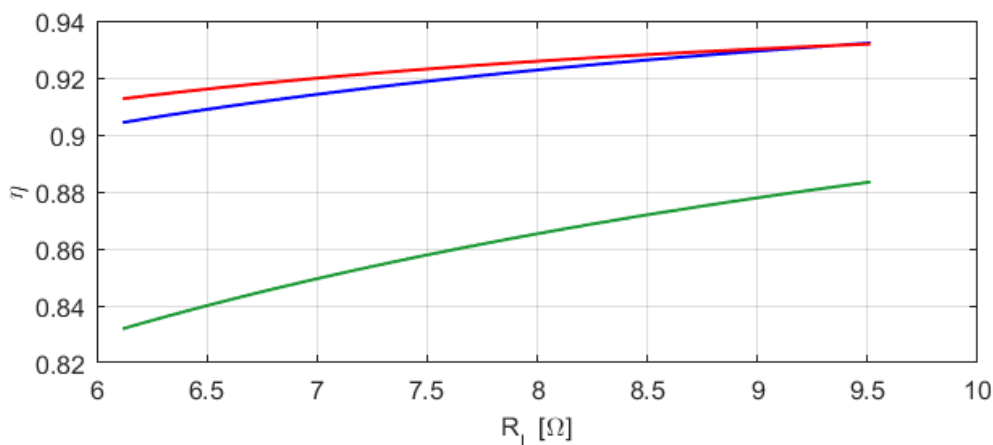


Figura 4.4 - efficienza del sistema durante la fase di carica a corrente costante

Di seguito è stata valutata l'influenza dei vari coefficienti di accoppiamento sull'efficienza, nel punto di funzionamento a potenza massima, con R_L pari a 6.12Ω . Come si può vedere in figura 4.5, nell'intervallo analizzato k_{TR} influisce in modo trascurabile sul valore dell'efficienza, diminuendone

di pochissimo il valore all'aumentare di k_{TR} . Per quanto riguarda invece k_{T1} e k_{1R} , essi presentano un andamento molto simile. k_{T1} massimizza l'efficienza per valori superiori a 0.4, range al quale appartiene il valore da noi supposto in fase iniziale ($k_{T1} = 0.5$). Lo stesso discorso si può fare per k_{1R} , per il quale, da un valore di circa 0.15 in poi, si ha l'efficienza massima. In prima analisi k_{1R} è stato supposto pari a 0.2, valore che soddisfa quest'ultima condizione.

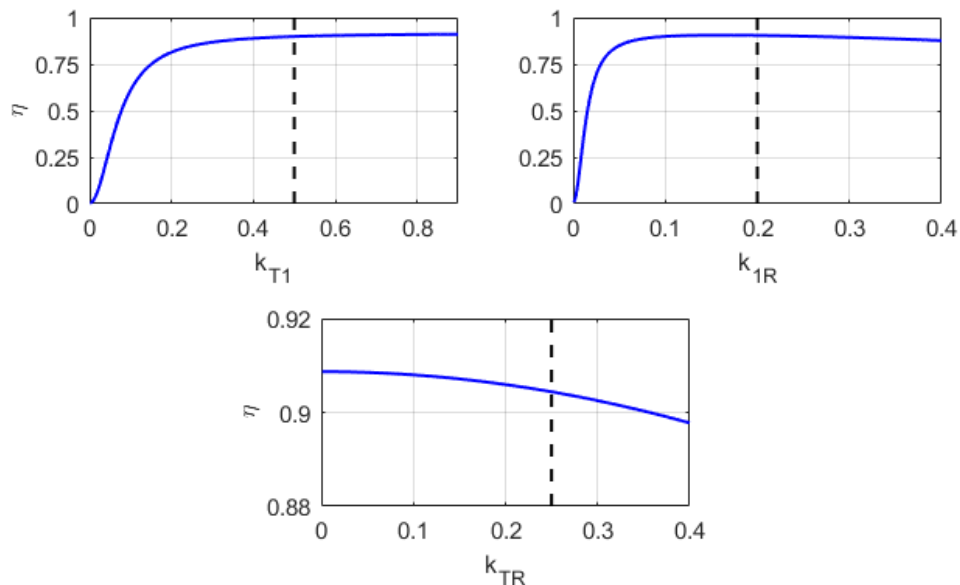


Figura 4.5a,b,c - Andamento dell'efficienza al variare dei coefficienti di accoppiamento

Come nel caso precedente, l'andamento dell'efficienza è stato valutato anche al variare della frequenza di funzionamento, per diversi valori della resistenza di carico R_L (figura 4.6). Si riscontra anche in questo caso che alla frequenza di funzionamento di 85 [kHz] il massimo dell'efficienza si avrebbe per un valore di resistenza intorno ai 20 [Ω], valore fuori dall'intervallo di interesse.

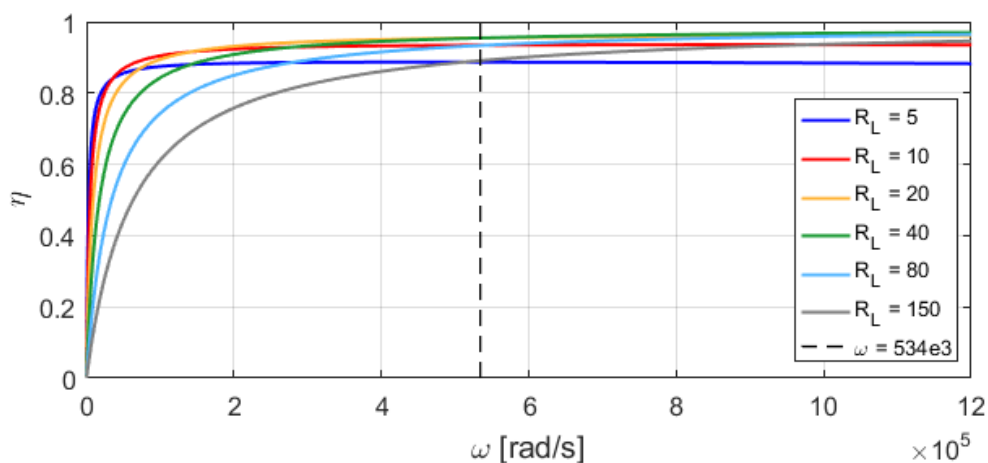


Figura 4.6 - Andamento dell'efficienza in funzione della pulsazione di funzionamento ω

4.3.2 Potenza trasmessa

Nel capitolo precedente si era visto che, analizzando l'intero ciclo di carica, il sistema a quattro bobine fosse in grado di fornire alla batteria una potenza molto inferiore rispetto al sistema a due bobine. Purtroppo con il sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore le cose non migliorano, anzi tale sistema permette di trasferire alla batteria una potenza di molto inferiore ai due sistemi precedentemente analizzati. In figura 4.7 la curva di colore verde rappresenta la potenza trasmessa alla batteria dal sistema a quattro bobine, mentre la potenza trasmessa dal sistema a tre bobine è rappresentata dalla curva in blu.

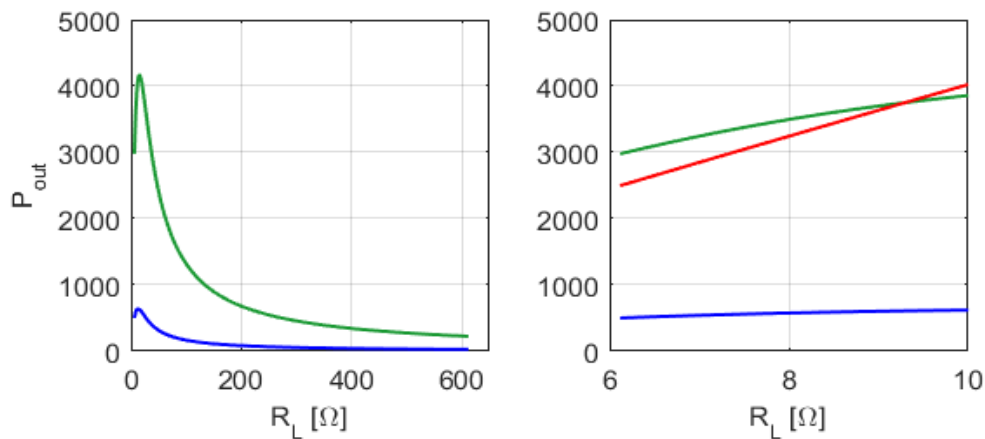


Fig. 4.7a,b – Confronto delle curve della potenza trasmessa

L'ingrandimento in figura 4.7b permette di apprezzare meglio il confronto con i sistemi precedentemente analizzati nell'intervallo di valori di R_L di interesse. Come vediamo, la potenza trasmessa dal sistema in analisi è nell'ordine dei 560 [W] massimi necessari per la carica.

La potenza trasmessa è stata analizzata anche al variare della frequenza, per diversi valori della resistenza di carico R_L (figura 4.8). Si nota, confrontando tale andamento con quello del sistema a quattro bobine, quanto sia minore la potenza trasmissibile con il sistema in analisi.

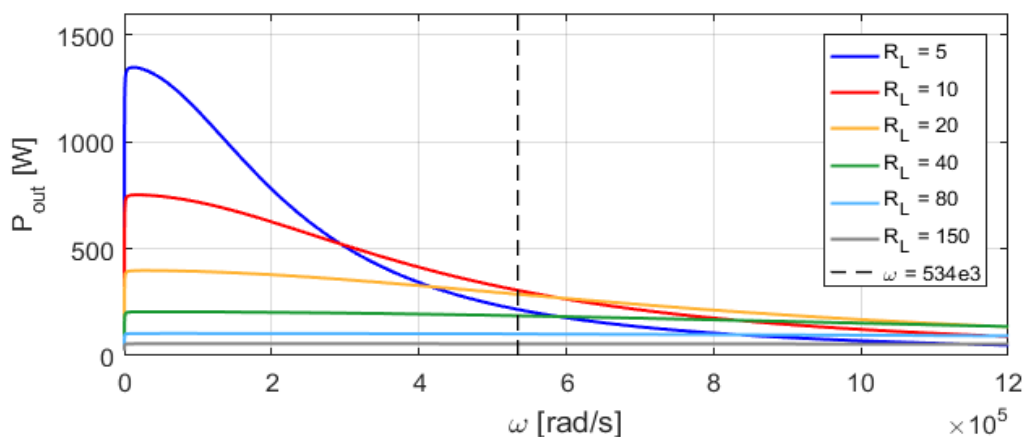


Figura 4.8 - Potenza sul carico in funzione della pulsazione di funzionamento ω

Per rendere più chiaro questo problema è stato analizzato l'andamento della potenza in uscita all'accoppiamento induttivo in funzione dei coefficienti di accoppiamento, con R_L fissata e pari, come

nei casi precedenti, a 6.12 [Ω]. Essendo la potenza in uscita dipendente da R_L secondo la relazione $P_{out} = R_L I_R^2$, si avrà che variando i coefficienti di accoppiamento di conseguenza varieranno le correnti nelle bobine e quindi la potenza in uscita.

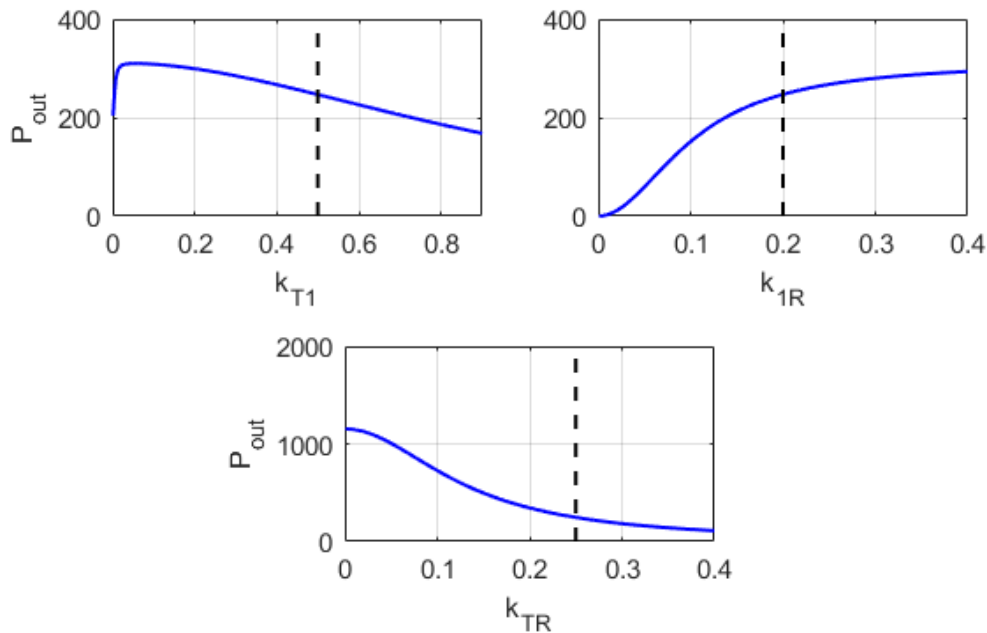


Figura 4.9a,b,c - Andamento dell'efficienza al variare dei coefficienti di accoppiamento

Per quanto riguarda la potenza trasmessa in uscita all'accoppiamento, le scelte dei coefficienti di accoppiamento fatte per il sistema a quattro bobine non sono altrettanto buone per il sistema in analisi. Si dovrebbe cercare infatti di diminuire k_{TR} , cercando però di mantenere un buon valore di k_{1R} , e diminuire leggermente k_{T1} . Tutto ciò si potrebbe ottenere pensando di realizzare la bobina intermedia di dimensioni molto simili alle bobine trasmittitrici e ricevitrici già esistenti, in modo da far sì che k_{1R} assuma un valore molto simile a quello di k_{TR} del sistema a 2 bobine (0.25). Inoltre si potrebbe pensare di allontanare leggermente la bobina trasmittitrice dalle altre 2 in modo da diminuire il valore di k_{TR} e k_{T1} senza influire su k_{1R} . Naturalmente si prospetta un leggero calo di efficienza a seguito di queste modifiche. Si sono supposti quindi i valori dei coefficienti di accoppiamento riportati in tabella 4.2, i quali valori verranno verificati in seguito alle simulazioni FEM.

Tabella 4.2 - nuovi coefficienti di accoppiamento assunti

Coefficiente	Valore
k_{TR}	0.15
k_{1R}	0.25
k_{T1}	0.45

Con i valori scelti si ottiene, analizzando la fase di carica a corrente costante, una potenza sufficiente alla carica della batteria, con una modesta diminuzione dell'efficienza (figura 4.10).

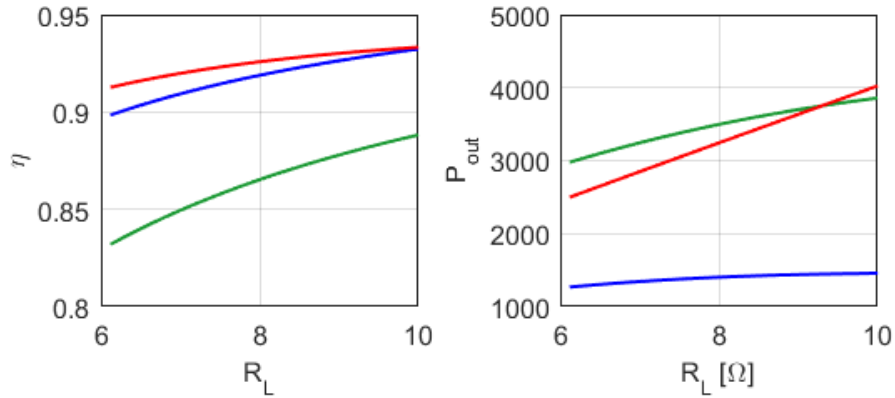


Figura 4.10a,b - Efficienza e potenza in uscita con i nuovi coefficienti assunti

D'ora in poi in questo capitolo verranno assunti i coefficienti di accoppiamento in tabella 4.2.

4.3.3 Correnti

Di seguito sono riportati gli andamenti delle correnti circolanti nelle tre bobine, confrontati con quelli relativi ai sistemi precedenti sia per quanto riguarda l'intero ciclo di carica sia per quanto riguarda la sola fase a corrente costante. È importante specificare che quando si parla di corrente si prende in esame unicamente il modulo del fasore. In generale con questa configurazione si nota una sensibile riduzione della corrente per quanto riguarda le bobine trasmettitrice e ricevitrice. Attraverso la figura 4.13 si può spiegare il fatto che il sistema a tre bobine in esame trasferisca meno potenza al carico: sapendo che la potenza in uscita dipende dal quadrato del modulo della corrente circolante nella sezione ricevitrice ed essendo questo molto minore rispetto al caso del sistema a quattro bobine, la potenza in uscita risulterà anch'essa molto inferiore.

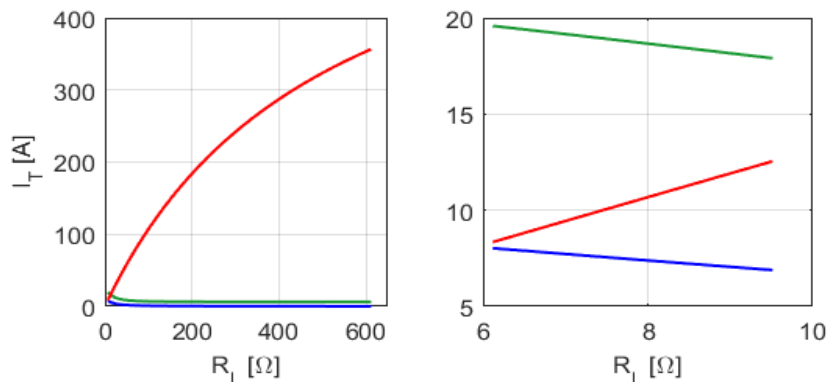


Fig. 4.11 – Corrente nella bobina trasmettitrice

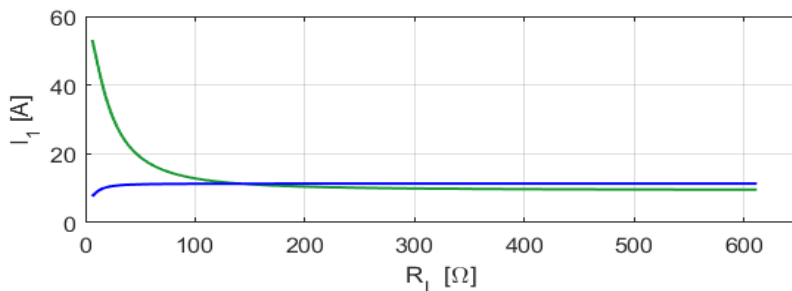


Fig. 4.12 – Corrente nella bobina intermedia (lato trasmettitore)

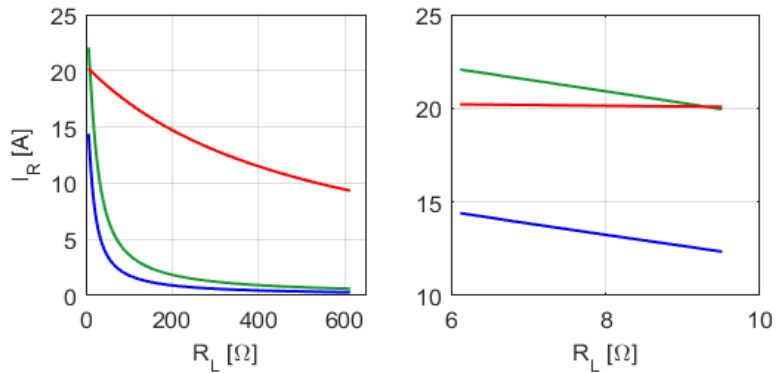


Fig. 4.13a,b – Corrente nella bobina ricevitrice

Vengono riportati di seguito gli andamenti degli sfasamenti tra la tensione \bar{V}_S e la corrente \bar{I}_T in ingresso e tra la corrente nella bobina trasmittitrice \bar{I}_T e la corrente nella bobina ricevitrice \bar{I}_R . In figura 4.14a si può notare che lo sfasamento tra tensione e corrente in ingresso non presenta un punto in cui attraversa lo 0, bensì arriva vicino ad annullarsi su valori di R_L molto elevati. Questo rappresenta un problema, in quanto se per il sistema a quattro bobine poteva essere ricercata una condizione in termini di R_L in cui si riusciva ad erogare unicamente potenza attiva, per il sistema in esame ciò non è possibile. Anche questo sistema, come quello a quattro bobine, assorbirà una potenza reattiva in ingresso, piuttosto elevata e di tipo capacitivo durante tutta la fase di carica a corrente costante, e che andrà via via scendendo durante la fase a tensione costante. Per quanto riguarda lo sfasamento tra le correnti \bar{I}_T e \bar{I}_R si può notare in figura 4.14b che esse risultano essere in opposizione di fase per tutto il ciclo di carica.

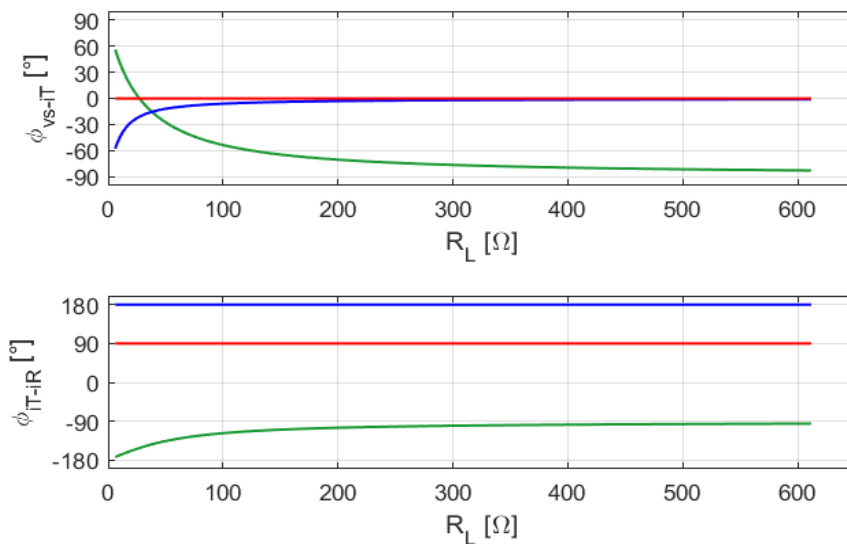


Fig. 4.14a,b – Sfasamento tra \bar{V}_S e \bar{I}_T e tra \bar{I}_T e \bar{I}_R

4.4 Studio del sistema con tensione ai morsetti di uscita V_L impressa

Come fatto per il sistema a quattro bobine analizzato nel capitolo precedente, anche il sistema a tre bobine in esame è stato studiato imponendo la tensione ai morsetti di uscita V_L . In tali condizioni sono stati analizzati:

- Tensione ai morsetti di ingresso V_S ;
- Potenza assorbita ai morsetti di ingresso P_{in} ;
- Correnti circolanti nelle bobine (moduli);

Come in precedenza si impone una V_L pari a 61.5 [V]. Per il calcolo delle grandezze I_R e P_{in} sono state utilizzate le relazioni (3.24) e (3.27) del capitolo 3. Per quanto riguarda la tensione ai morsetti di ingresso invece si ha:

$$\bar{V}_S = \frac{\bar{I}_R}{M^{-1}_{(3,1)}} \quad (4.17)$$

4.4.1 Tensione richiesta ai morsetti di ingresso

In figura 4.15 è mostrato l'andamento della tensione V_S richiesta in ingresso per mantenere una tensione costante in uscita pari a 61.5 [V]. Anche in questo caso si fa riferimento al modulo della tensione.

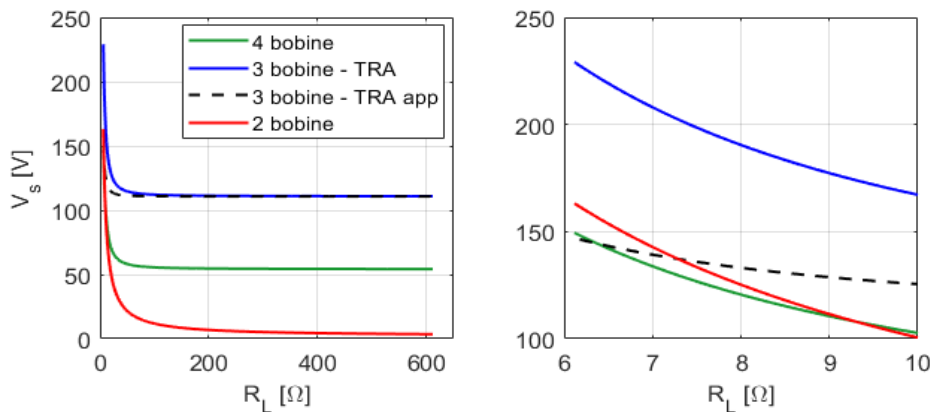


Fig. 4.15 – modulo della tensione \bar{V}_S nei tre sistemi analizzati fino ad ora

Come si può vedere in figura il sistema a tre bobine in analisi presenta lo svantaggio di richiedere in ingresso una tensione ben maggiore rispetto ai 2 sistemi analizzati precedentemente. Come fatto nel capitolo precedente, può essere utile cercare di semplificare l'espressione di V_S , imponendo una condizione di risonanza ($jX_L = -jX_C$) e che le resistenze delle bobine R_T, R_1, R_R siano nulle. In questa condizione si ottiene:

$$\bar{V}_S = -\bar{V}_L \left(\frac{M_{T1}R_L - j\omega M_{1R}M_{TR}}{M_{1R}R_L} \right) \quad (4.18)$$

Che approssima bene l'andamento della tensione ma solo per quanto riguarda la fase di carica a tensione costante. Probabilmente per bassi valori di R_L i termini che si annullano assumendo le altre

resistenze delle bobine nulle diventano comparabili con i termini della relazione scritta sopra, influenzando in modo importante sul valore della tensione.

4.4.2 Potenza attiva assorbita ai morsetti di ingresso

È stata semplificata l'espressione della potenza attiva in condizioni di risonanza ma senza porre le resistenze delle bobine nulle (altrimenti si annullerebbero tutte le perdite). Si è ottenuta quindi l'espressione:

$$P_{in} = \frac{V_L^2 [\omega^2 M_{1R}^2 + R_1(R_R + R_L)] [\omega^2 (R_T M_{1R}^2 + R_1 M_{TR}^2 + R_L M_{T1}^2 + R_R M_{T1}^2) + R_1 R_T (R_L + R_R)]}{\omega^2 R_L^2 (\omega^2 M_{1R}^2 M_{T1}^2 + R_1^2 M_{TR}^2)} \quad (4.19)$$

Dalla figura 4.15 si può notare come ci sia una minima differenza tra le potenze attive assorbite per i tre diversi sistemi analizzati finora, dovuta alle diverse correnti nelle bobine e quindi alle diverse perdite che vengono generate. La potenza del sistema in esame si discosta molto meno da quella del sistema a due bobine rispetto a quanto invece succedeva per il sistema a quattro bobine.

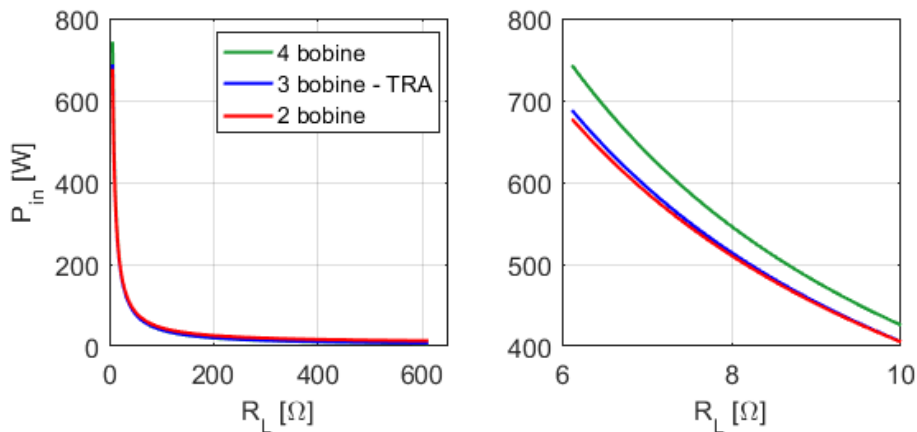


Fig. 4.16a,b – Potenza attiva assorbita nei tre sistemi analizzati fino ad ora

4.4.3 Correnti

Per quanto riguarda le correnti nelle bobine, imponendo la condizione di risonanza si ottiene:

$$\bar{I}_T = -\bar{V}_L \left[\frac{\omega^2 M_{1R}^2 + R_1(R_L + R_R)}{R_L(\omega^2 M_{1R} M_{T1} + j\omega R_1 M_{TR})} \right] \quad (4.20)$$

Che, supponendo nulle le resistenze delle bobine, diventa:

$$\bar{I}_T = -\bar{V}_L \frac{M_{1R}}{M_{T1} R_L} \quad (4.21)$$

Tale relazione, come si può apprezzare in nelle figure 4.17a e 4.17d, approssima la 4.20 con un errore davvero piccolo. A parità di R_L la corrente \bar{I}_T in condizioni semplificate dipende dal rapporto tra M_{1R} e M_{T1} e presenta unicamente la parte reale. Per quanto riguarda invece la corrente sulla bobina intermedia, in condizioni di risonanza e con resistenze delle bobine nulle, si ha:

$$\bar{I}_1 = \bar{V}_L \left(\frac{\omega^2 M_{1R} M_{TR} + j\omega R_L M_{T1}}{\omega^2 R_L M_{1R} M_{T1}} \right) \quad (4.22)$$

Che, come si nota in figura, approssima la reale corrente \bar{I}_1 in modo con uno scostamento minimo.

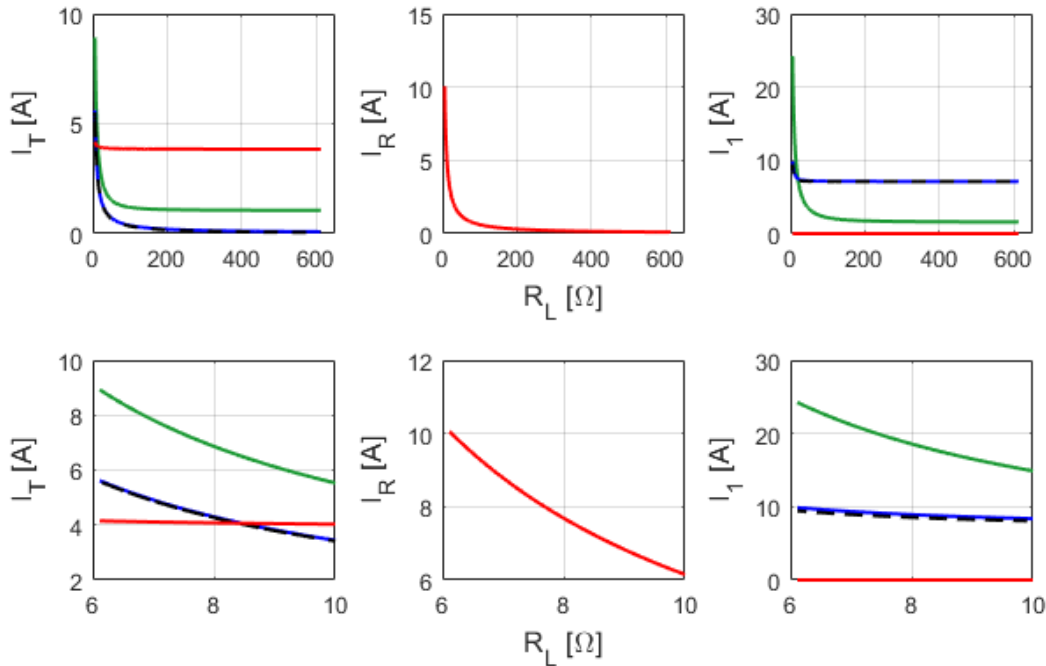


Fig. 4.17a,b,c,d,e,f – moduli delle correnti nelle bobine nei tre sistemi analizzati fino ad ora

4.5 considerazioni sul disallineamento

Anche per il sistema in esame si è analizzato il funzionamento in condizioni di disallineamento. In questo caso risulta fisso il posizionamento della bobina intermedia 1 rispetto alla bobina trasmittitrice, quindi nel processo di disallineamento variano i coefficienti di accoppiamento k_{TR} e k_{1R} , mentre si suppone che k_{T1} rimanga costante. Per questo studio si parte ancora da una condizione con V_L costante. Sono state analizzate:

- Efficienza;
- Tensione in ingresso (modulo);
- Correnti (modulo);

Le curve di questi parametri sono state analizzate simulando l'intero ciclo di carica, per valori via via decrescenti di k_{TR} e k_{1R} , focalizzandosi in particolare sulla fase di carica a corrente costante. In figura 4.18 è mostrato l'andamento dell'efficienza al variare dei coefficienti di accoppiamento. Si può subito notare che il sistema a tre bobine in esame, rispetto al sistema a quattro bobine, ha un grande decadimento nei valori di efficienza nella fase di carica a tensione costante, e questo decadimento è tanto più accentuato quanto più è presente disallineamento. Per quanto riguarda la fase di carica a corrente costante il sistema in esame si comporta molto meglio rispetto al sistema a quattro bobine, infatti l'efficienza, anche con disallineamento, cala leggermente, ma resta su ottimi valori (figura 4.18b).

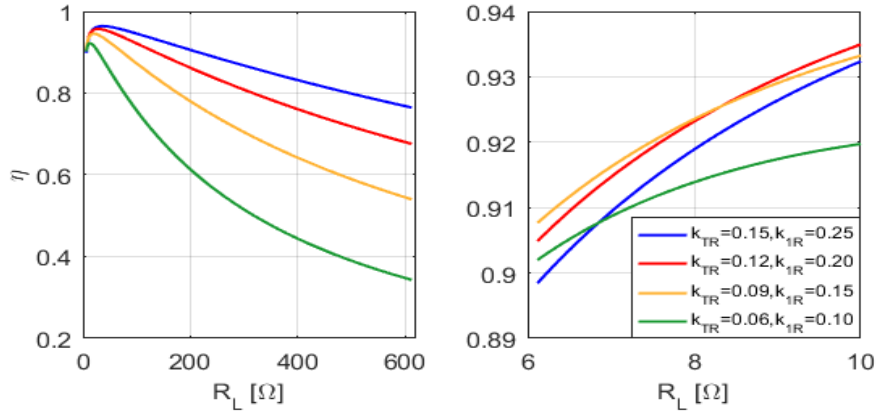


Fig. 4.18 – efficienza al variare del disallineamento

L'effetto di aumento della tensione richiesta ai morsetti di ingresso in questo caso è più limitato rispetto al sistema a quattro bobine, e si raggiungono valori di tensione comunque accettabili anche se vicini alla tensione massima che può fornire l'inverter (328 [V]). Tali curve sono mostrate in figura 4.19.

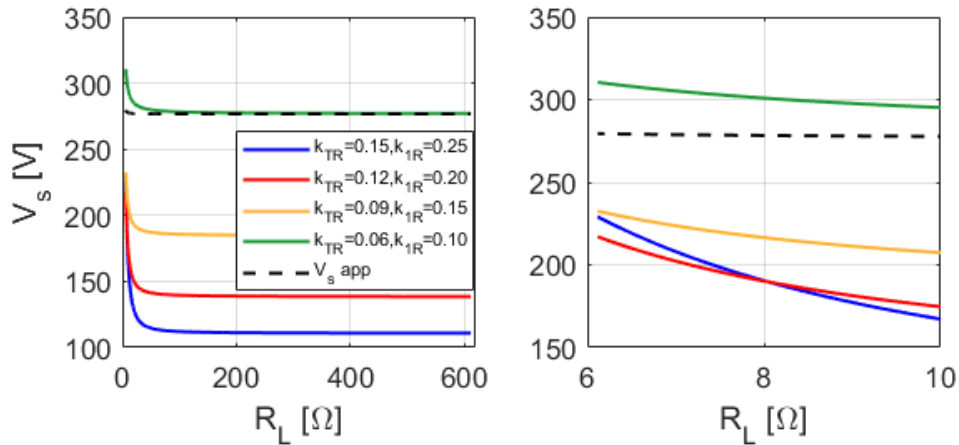


Fig. 4.19 – modulo della tensione richiesta in ingresso al variare del disallineamento

Si nota che in questo caso le curve della tensione V_S da un certo valore di R_L in poi non vengono più condizionate da quest'ultima e rimangono pressoché costanti. Tali curve possono essere approssimate a partire dalla relazione (4.18), scrivendola come:

$$\bar{V}_S = -\bar{V}_L \left(\frac{M_{T1}}{M_{1R}} - j\omega \frac{M_{TR}}{R_L} \right) \quad (4.23)$$

Ottenendo quindi per il modulo della tensione:

$$|\bar{V}_S| = |\bar{V}_L| \sqrt{\left(\frac{M_{T1}}{M_{1R}} \right)^2 + \left(\frac{\omega M_{TR}}{R_L} \right)^2} \quad (4.24)$$

Come si nota dalla curva tratteggiata, tale relazione approssima bene l'andamento della tensione solo nella fase di carica a tensione costante, ma non per quella a corrente costante, dove commette un errore abbastanza grande.

Per quanto riguarda le correnti si hanno per la I_1 , sempre intesa in modulo, delle curve con andamento molto simile a quelle della V_S , mentre per la corrente nella bobina trasmittitrice si denota lo stesso effetto che si presenta nel sistema a quattro bobine, cioè che la corrente decresce all'aumentare del disallineamento.

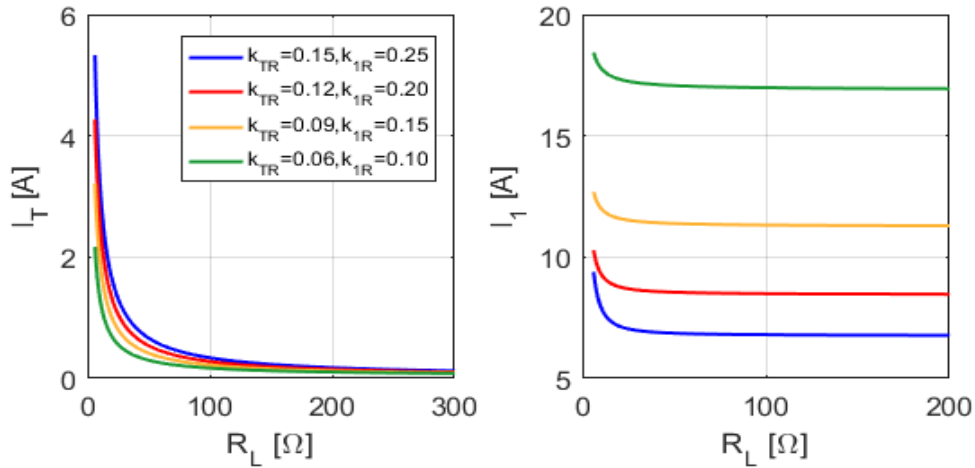


Fig. 4.18 – correnti (in modulo) al variare del disallineamento

4.6 considerazioni finali

Alle condizioni di funzionamento assunte, rispetto al sistema a quattro bobine, il sistema analizzato in questo capitolo presenta alcuni vantaggi: innanzitutto raggiunge valori di efficienza superiori nella fase di carica a corrente costante, valori che quasi raggiungono quelli del sistema a due bobine. In secondo luogo si comporta meglio in condizioni di disallineamento: infatti per mantenere ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo la tensione richiesta, è necessaria una tensione minore. Nelle stesse condizioni inoltre si mantengono valori di efficienza nel complesso superiori anche a quelli del sistema a due bobine. Il grosso svantaggio che presenta il sistema in esame rispetto a due precedenti è quello di trasmettere una potenza piuttosto bassa. Inoltre sono stati supposti dei coefficienti di accoppiamento che dovranno essere successivamente verificati per validare le supposizioni fatte. In conclusione, questo sistema potrebbe migliorare le prestazioni, in termini di efficienza, del sistema a due bobine, solamente in condizioni di disallineamento. Potrebbe essere più utile in questo caso spostarsi su valori di R_L leggermente più elevati di quelli di interesse, dove si è visto che il sistema è più prestante, per esempio alzando leggermente la tensione in uscita all'accoppiamento induttivo, purché questo non comporti un aumento della tensione richiesta in ingresso sopra la soglia fissata.

CAPITOLO 5

SISTEMI DI RICARICA A TRE BOBINE CON BOBINA INTERMEDIA LATO RICEVITORE

5.1 Schema circuitale e relazioni fondamentali

Anche in questo caso il modello di funzionamento è stato ricavato da quello del caricabatteria a quattro bobine analizzato nel capitolo 3. In questo capitolo verrà studiato il funzionamento del caricabatteria a tre bobine con la bobina intermedia posta sul lato ricevitore, quindi “fortemente” accoppiata con la bobina ricevitrice. Grazie alla figura 5.1 si può apprezzare come anche per questo sistema sia stata supposta una compensazione serie delle bobine.

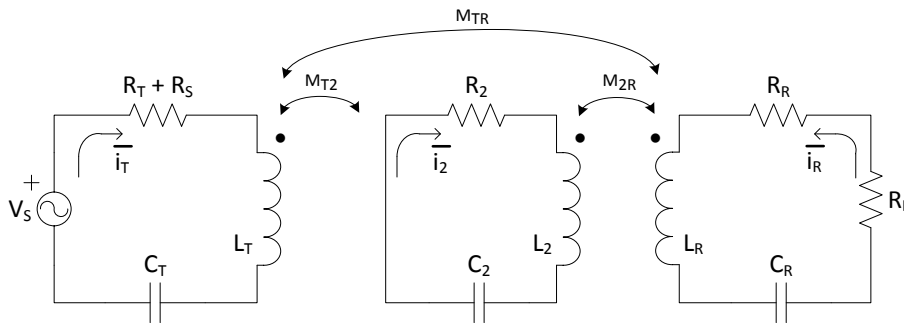


Fig. 4.1 - Schema elettrico equivalente del caricabatteria a tre bobine con bobina intermedia lato ricevitore

Vengono ora riportate le relazioni fondamentali del sistema in esame ricavate a partire dal circuito equivalente, sempre in forma completa, senza supporre condizioni di risonanza e con le stesse convenzioni adottate nei capitoli precedenti:

$$\bar{V}_s = R_{TT}\bar{I}_T + j\omega M_{T2}\bar{I}_2 + j\omega M_{TR}\bar{I}_R + j\omega L_T\bar{I}_T + \frac{1}{j\omega C_T}\bar{I}_T \quad (5.1)$$

$$0 = j\omega M_{2T}\bar{I}_T + R_2\bar{I}_2 + j\omega M_{2R}\bar{I}_R + j\omega L_2\bar{I}_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\bar{I}_2 \quad (5.2)$$

$$0 = j\omega M_{RT}\bar{I}_T + j\omega M_{R2}\bar{I}_2 + R_{RR}\bar{I}_R + j\omega L_R\bar{I}_R + \frac{1}{j\omega C_R}\bar{I}_R \quad (5.3)$$

Dove:

- $R_{TT} = R_T + R_S$ con R_T resistenza della bobina trasmittitrice e R_S resistenza degli switch dell'inverter;
- $R_{RR} = R_R + R_L$ con R_R resistenza della bobina ricevitrice e R_L resistenza equivalente di carico vista ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo;
- L_T, L_2, L_R autoinduttanze dei rispettivi avvolgimenti;

- C_T, C_2, C_R capacità di compensazione;
- M_{ij} mutue induttanze tra gli avvolgimenti;
- $\omega = 2\pi f$ pulsazione alla frequenza di funzionamento;

Esprimendo tali equazioni in forma matriciale si ha:

$$\begin{bmatrix} V_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{TT} + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} & j\omega M_{T2} & j\omega M_{TR} \\ j\omega M_{2T} & R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & j\omega M_{2R} \\ j\omega M_{RT} & j\omega M_{R2} & R_{RR} + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_T \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Con $M_{ij} = M_{ji}$.

Invertendo la matrice $[3 \times 3]$ sono state ricavate le espressioni delle correnti circolanti nelle tre bobine:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_T \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{TT} + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} & j\omega M_{T2} & j\omega M_{TR} \\ j\omega M_{2T} & R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & j\omega M_{2R} \\ j\omega M_{RT} & j\omega M_{R2} & R_{RR} + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Anche in questo caso è stato sufficiente ricavare la prima colonna della matrice inversa. Essendo M la matrice delle induttanze si ha:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_T \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M^{-1}_{(1,1)} & \cdots & \cdots \\ M^{-1}_{(2,1)} & \ddots & \vdots \\ M^{-1}_{(3,1)} & \cdots & \cdots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Per le correnti si ottiene:

$$\bar{I}_T = M^{-1}_{(1,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (5.7)$$

$$\bar{I}_2 = M^{-1}_{(2,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (5.8)$$

$$\bar{I}_R = M^{-1}_{(4,1)} \cdot \bar{V}_S \quad (5.9)$$

Come fatto in precedenza, per il calcolo della matrice inversa è stato utilizzato il metodo dei complementi algebrici. Si è ottenuto:

$$M^{-1}_{(1,1)} = \frac{(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2})(R_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R}) + \omega^2 M_{2R}^2}{\text{Det}[M]} \quad (5.10)$$

$$M^{-1}_{(2,1)} = -\frac{j\omega M_{T2}\left(R_R+R_L+j\omega L_R+\frac{1}{j\omega C_R}\right)+\omega^2 M_{TR}M_{2R}}{\text{Det}[M]} \quad (5.11)$$

$$M^{-1}_{(3,1)} = \frac{-\omega^2 M_{T2}M_{2R}-j\omega M_{TR}\left(R_2+j\omega L_2+\frac{1}{j\omega C_2}\right)}{\text{Det}[M]} \quad (5.12)$$

Dove:

$$\begin{aligned} \text{Det}[M] &= \left(R_{TT} + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T}\right) \left[\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R}\right) + \omega^2 M_{2R}^2 \right] \\ &\quad - j\omega M_{T2} \left[j\omega M_{T2} \left(R_R + R_L + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R}\right) + \omega^2 M_{2R}M_{TR} \right] \\ &\quad + j\omega M_{TR} \left[-\omega^2 M_{T2}M_{2R} - j\omega M_{TR} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) \right] \end{aligned} \quad (5.13)$$

Quindi le espressioni delle correnti circolanti nelle bobine sono:

$$\bar{I}_T = \left[\frac{\left(R_2+j\omega L_2+\frac{1}{j\omega C_2}\right)\left(R_R+R_L+j\omega L_R+\frac{1}{j\omega C_R}\right)+\omega^2 M_{2R}^2}{\text{Det}[M]} \right] \cdot \bar{V}_S \quad (5.14)$$

$$\bar{I}_2 = \left[-\frac{j\omega M_{T2}\left(R_R+R_L+j\omega L_R+\frac{1}{j\omega C_R}\right)+\omega^2 M_{TR}M_{2R}}{\text{Det}[M]} \right] \cdot \bar{V}_S \quad (5.15)$$

$$\bar{I}_R = \left[\frac{-\omega^2 M_{T1}M_{2R}-j\omega M_{TR}\left(R_2+j\omega L_2+\frac{1}{j\omega C_2}\right)}{\text{Det}[M]} \right] \cdot \bar{V}_S \quad (5.16)$$

5.2 Introduzione

La struttura del sistema in esame viene mostrata in figura 5.2. Come fatto per i sistemi precedentemente analizzati, anche il sistema in esame è stato studiato nelle due solite condizioni di funzionamento: inizialmente imponendo la tensione in uscita all'inverter \bar{V}_S e successivamente imponendo la tensione ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo \bar{V}_L .

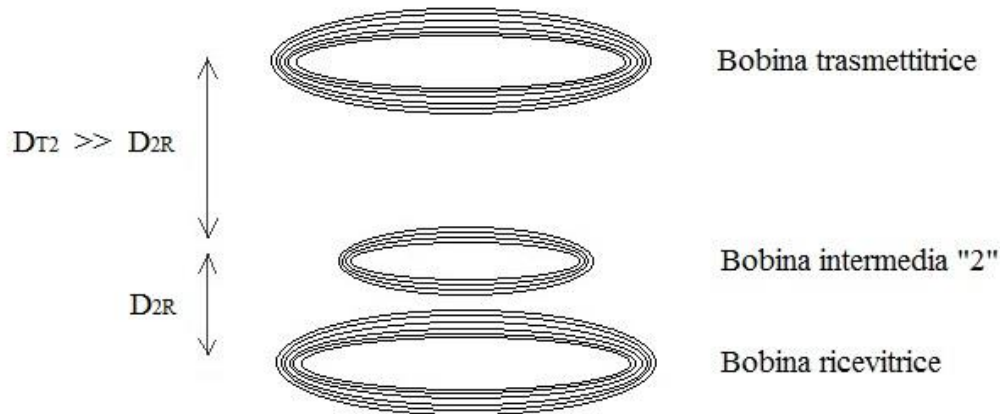


Fig. 5.2 - accoppiamento induttivo a tre bobine con bobina intermedia lato ricevitore

5.3 Studio del sistema con tensione di alimentazione V_s impressa

Anche in questo caso, per analizzare il sistema, è stato utilizzato uno script MATLAB contenente le equazioni di funzionamento appena ricavate. È stata imposta al fasore della tensione in ingresso una fase di 0° . Come in precedenza sono stati valutati:

- Efficienza del sistema al variare della resistenza R_L (durante il ciclo di carica);
- Efficienza del sistema al variare dei coefficienti di accoppiamento;
- Efficienza del sistema al variare della frequenza di funzionamento;
- Potenza attiva trasmessa al carico (durante il ciclo di carica);
- Potenza attiva trasmessa al carico al variare dei coefficienti di accoppiamento;
- Correnti nelle bobine (modulo);
- Sfasamento tra tensione e corrente in ingresso;
- Sfasamento tra corrente nella bobina trasmittente e corrente nella bobina ricevente;

Confrontando gli andamenti ottenuti dallo studio del sistema in esame con quelli precedentemente analizzati si ottiene una panoramica di tutte le varie tipologie di caricabatteria analizzati. Per le relazioni utilizzate per calcolare efficienza, potenza sul carico, potenza assorbita in ingresso e gli altri parametri si rimanda alle relazioni viste nel capitolo 3.

5.3.1 Efficienza e Potenza trasferita

In figura 5.3 sono mostrate le curve dell'efficienza di tutti i sistemi finora analizzati, in particolare la curva arancione rappresenta l'efficienza del caricabatteria a tre bobine con bobina intermedia sul lato ricevitore.

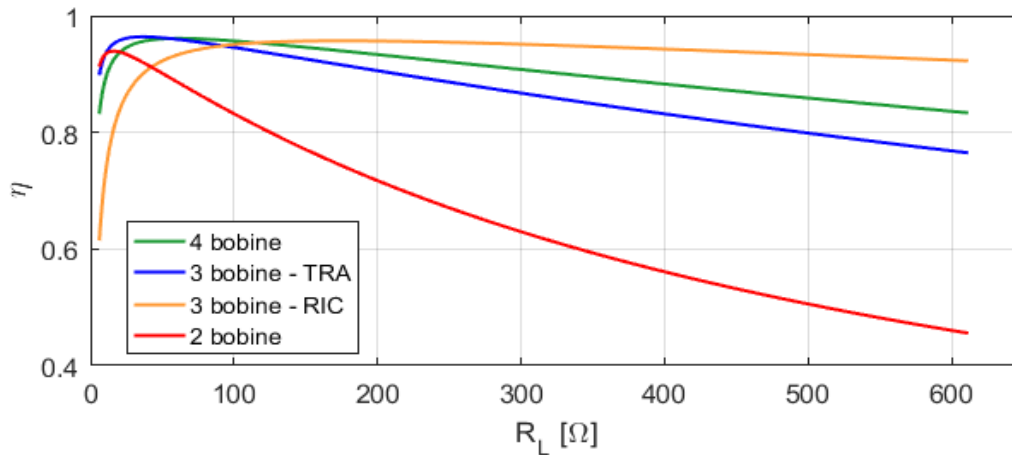


Figura 5.3 - efficienza del sistema a tre bobine in analisi comparata con i sistemi precedentemente analizzati

Confrontando la curva dell'efficienza del sistema in esame con quelle dei sistemi già analizzati risulta evidente che per valori moderati di resistenza di carico, quindi nella fase di carica a corrente costante (figura 5.4), la curva dell'efficienza si mantiene abbondantemente sotto le altre curve, invece all'aumentare di R_L , la curva si porta sopra a tutte le precedenti. Tale curva è stata ricavata i valori dei coefficienti di accoppiamento assunti in fase iniziale (capitolo 3).

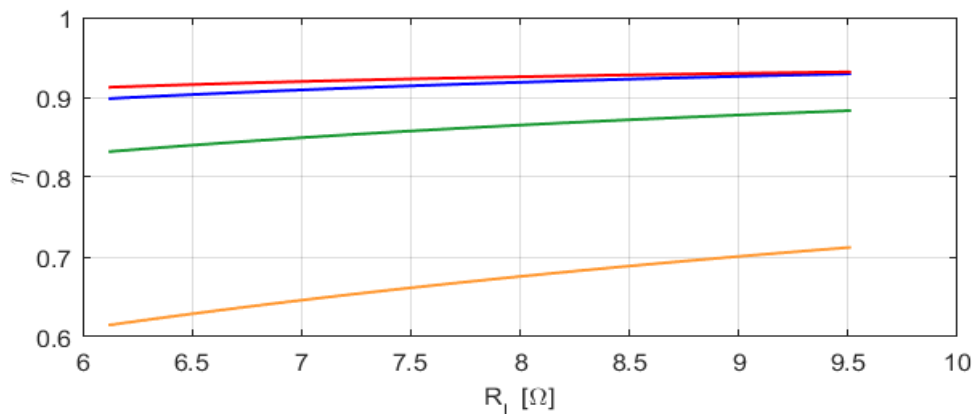


Figura 5.4 - efficienze a confronto nella fase di carica a corrente costante

In figura 5.5 è stato tracciato l'andamento dell'efficienza al variare dei coefficienti di accoppiamento, con R_L fissata a 6.12 [Ω]. Si nota come i valori dei coefficienti assunti ($k_{TR} = 0.25, k_{T2} = 0.2$ e $k_{2R} = 0.5$) non conducano ai valori di efficienza massimi, ma, soprattutto per quanto riguarda k_{2R} , a valori limitati. Si nota che un coefficiente di accoppiamento k_{2R} assunto pari a 0.5 comporta un'efficienza sensibilmente minore rispetto a quella che si otterrebbe con un k_{2R} pari a circa 0.15. Se ne deduce quindi che il sistema in esame avrebbe migliori prestazioni accoppiando in modo "peggiore" la bobina ricevente con le altre due (per esempio allontanandola), similmente a quanto si era ottenuto per la bobina trasmittitrice nel sistema a tre bobine del capitolo precedente.

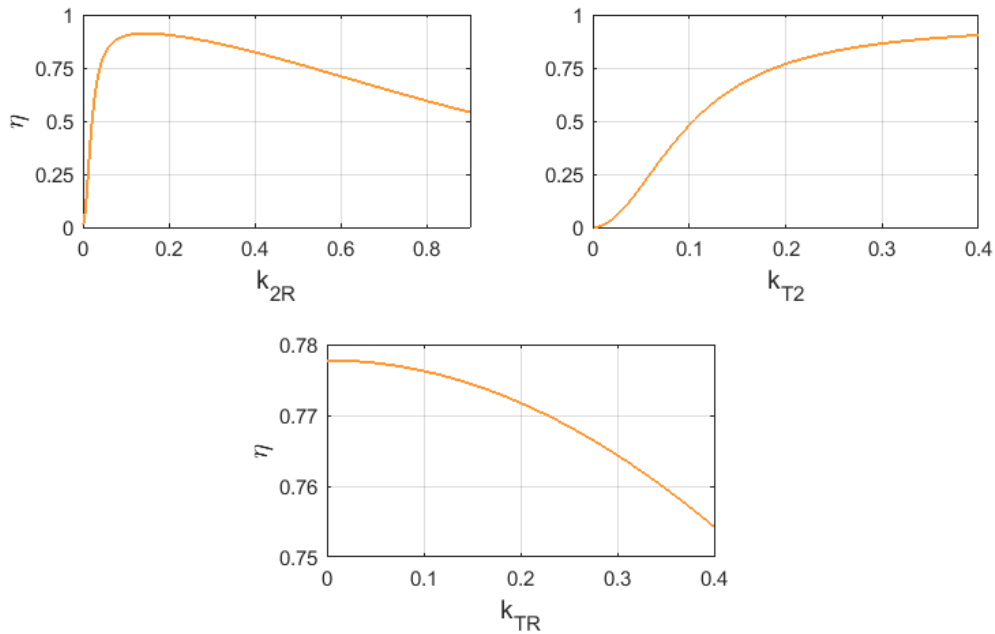


Figura 5.4a,b,c - Andamento dell'efficienza al variare dei coefficienti di accoppiamento

Viene di seguito fornita una panoramica dei possibili andamenti della curva dell'efficienza per diverse configurazioni di valori dei coefficienti di accoppiamento tra le bobine. Simulando un allontanamento della bobina ricevitrice, diminuendo quindi k_{TR} e k_{2R} , si ottengono curve di efficienza sempre più simili a quelle del sistema a due bobine e a quelle del sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore.

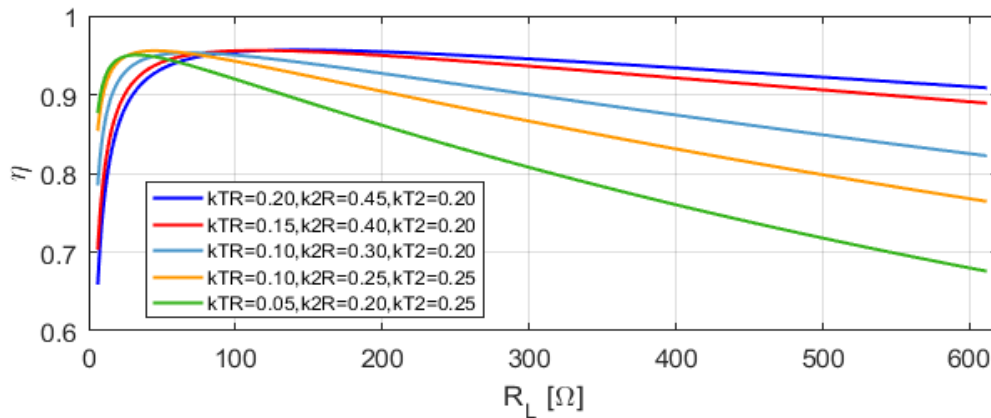


Figura 5.5 - Curve dell'efficienza per diverse configurazioni dei coefficienti di accoppiamento

In particolare si nota una diminuzione dell'efficienza nella fase di carica a tensione costante, e un considerevole aumento di efficienza nella fase a corrente costante (figura 5.6). Si nota anche come, nell'intervallo di valori di R_L di interesse, anche la potenza trasferita aumenti con l'allontanamento della bobina ricevitrice (figura 5.6b).

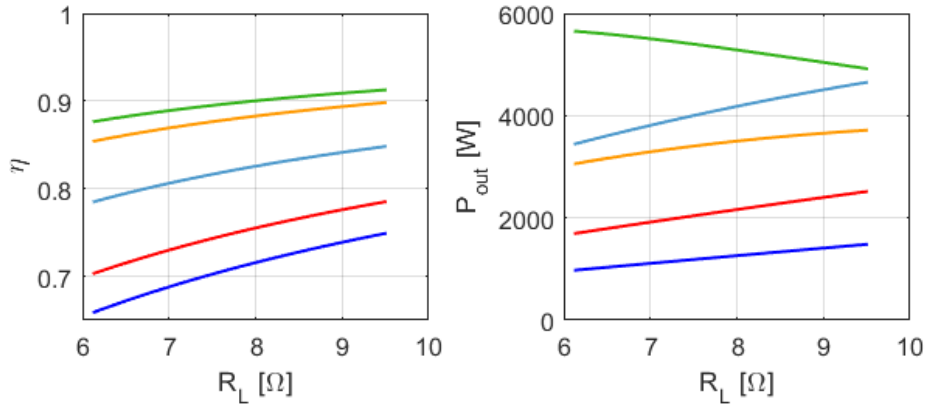


Figura 5.6 - efficienza e potenza in uscita per diverse configurazioni dei coefficienti di accoppiamento

Tuttavia non è semplice supporre precisamente i valori che potrebbero assumere i coefficienti di accoppiamento con l'allontanamento della bobina ricevitrice, e alcune configurazioni prese in considerazione appaiono poco plausibili. I risultati verranno quindi verificati nella successiva fase di analisi FEM, e nel capitolo d'ora in poi verrà presa in considerazione una configurazione "media", cioè quella individuata dalla curva in azzurro in figura sopra. La tabella 1 riassume i valori assunti.

Tabella 5.1 - configurazione assunta per i coefficienti di accoppiamento

Coefficiente	Valore
k_{TR}	0.10
k_{2R}	0.30
k_{T2}	0.20

Mettendo a confronto il sistema in esame (curva color ocra) con quelli precedentemente analizzati si vede come quest'ultimo sia in grado di trasferire sul carico una maggiore potenza durante la fase di carica a corrente costante.

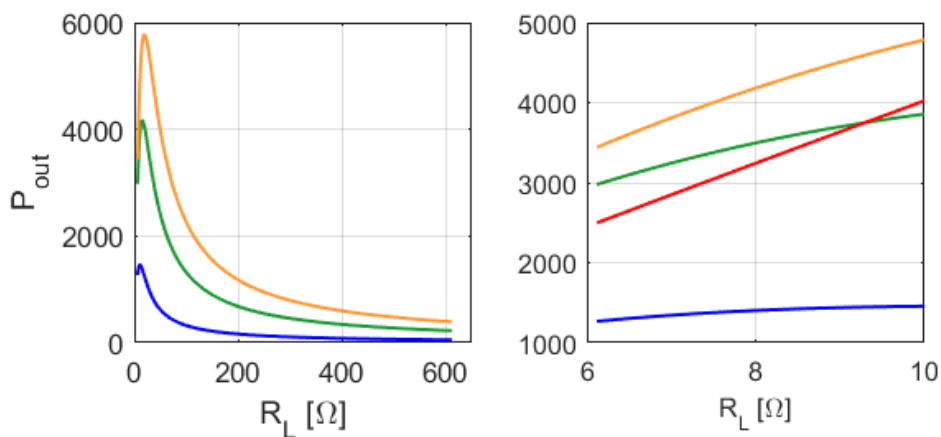


Figura 5.7 - potenza in uscita dei diversi sistemi analizzati

È importante notare che il sistema in esame assomiglia molto al sistema con bobina intermedia lato trasmettitore, per quanto riguarda la fase dell'impedenza equivalente vista dai morsetti di ingresso infatti si ha che essa arriva vicina ad annullarsi solo per valori di R_L molto elevati. Si avrà quindi un

assorbimento di potenza reattiva (capacitiva) per tutta la fase di carica a corrente costante e per una parte della fase a tensione costante. Ciò naturalmente rappresenta un problema in quanto non permetterebbe un corretto funzionamento dell'inverter.

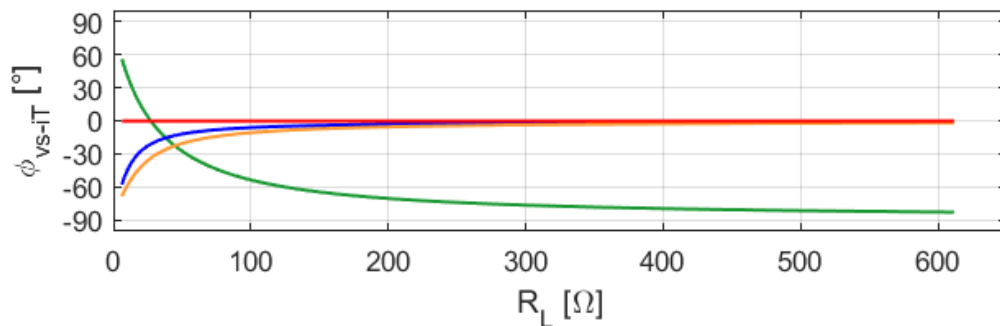


Figura 5.8 - Sfasamento tra \bar{V}_S e \bar{I}_T

5.4 Studio del sistema con tensione ai morsetti di uscita V_L impressa

Concluso lo studio a tensione d'ingresso V_S impressa è stata imposta la tensione ai morsetti di uscita V_L . Come fatto in precedenza, in queste condizioni sono stati valutati:

- Tensione ai morsetti di ingresso V_S ;
- Potenza assorbita ai morsetti di ingresso P_{in} ;
- Correnti circolanti nelle bobine (moduli);

5.4.1 Tensione richiesta ai morsetti di ingresso

Analizzando il modulo della tensione in ingresso viene richiesta per mantenere quella ai morsetti di uscita pari a 61.5 [V] si nota che il sistema in esame, nelle condizioni in cui viene analizzato, si comporta molto bene. Infatti (figura 5.9b) si ha che nella fase di carica a corrente costante la tensione assume valori più bassi rispetto al sistema a due bobine, quindi abbondantemente inferiori ai 328 [V] messi a disposizione dall'inverter.

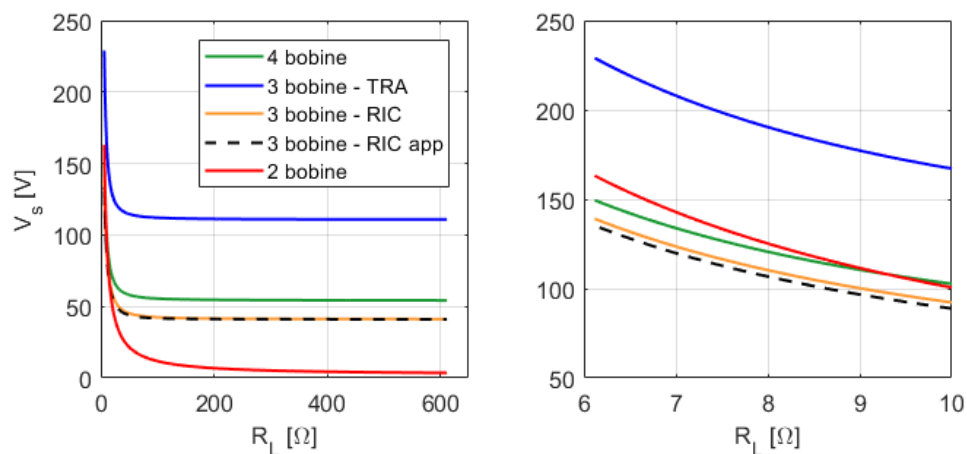


Fig. 5.9a,b – modulo della tensione \bar{V}_S nei sistemi analizzati finora

Per capire meglio la dipendenza di \bar{V}_S dai vari parametri sono state semplificate le formule ricavate in precedenza supponendo di essere in condizioni di risonanza e di avere resistenze delle bobine, quindi perdite, nulle. In tali condizioni si ottiene:

$$\bar{V}_S = -V_L \left(\frac{M_{T2}R_L - 2j\omega M_{2R}M_{TR}}{M_{2R}R_L} \right) \quad (5.17)$$

Quindi per il modulo vale:

$$|\bar{V}_S| = |\bar{V}_L| \sqrt{\left(\frac{M_{T2}}{M_{2R}}\right)^2 + \left(\frac{2\omega M_{TR}}{R_L}\right)^2} \quad (5.18)$$

Come si nota tale formula semplificata riproduce molto bene l'andamento della tensione lungo tutto il ciclo di carica (curva tratteggiata in figura 5.9).

5.4.2 Potenza attiva assorbita ai morsetti di ingresso

Semplificando la relazione della potenza in ingresso supponendo una condizione di risonanza (e non di resistenze nulle), si ottiene:

$$P_{in} = \frac{V_L^2 [\omega^2 M_{2R}^2 + R_2(R_R + R_L)] \cdot [\omega^2 (R_T M_{2R}^2 + R_2 M_{TR}^2 + R_L M_{T2}^2 + R_R M_{T2}^2) + R_2 R_T (R_L + R_R)]}{\omega^2 R_L^2 (\omega^2 M_{2R}^2 M_{T2}^2 + R_2^2 M_{TR}^2)} \quad (5.19)$$

La potenza attiva richiesta in ingresso risulta maggiore rispetto a tutti gli altri sistemi analizzati, ciò si nota in particolare nella fase di carica a corrente costante (figura 5.10b).

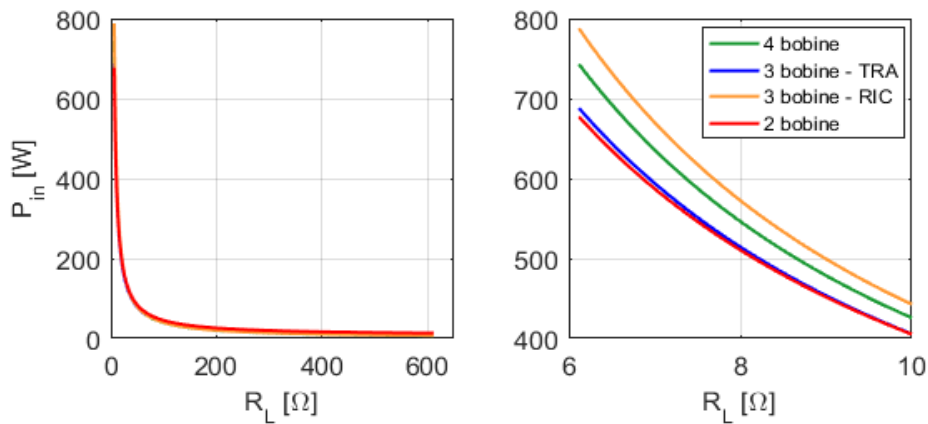


Fig. 5.10a,b – Potenza attiva assorbita nei sistemi analizzati fino ad ora

5.4.3 Correnti

Vengono di seguito mostrati i valori assunti dalle correnti (moduli) prima durante l'intero processo di carica (figura 5.11 a,b,c) e successivamente durante la fase a corrente costante (figura 5.11 d,e,f).

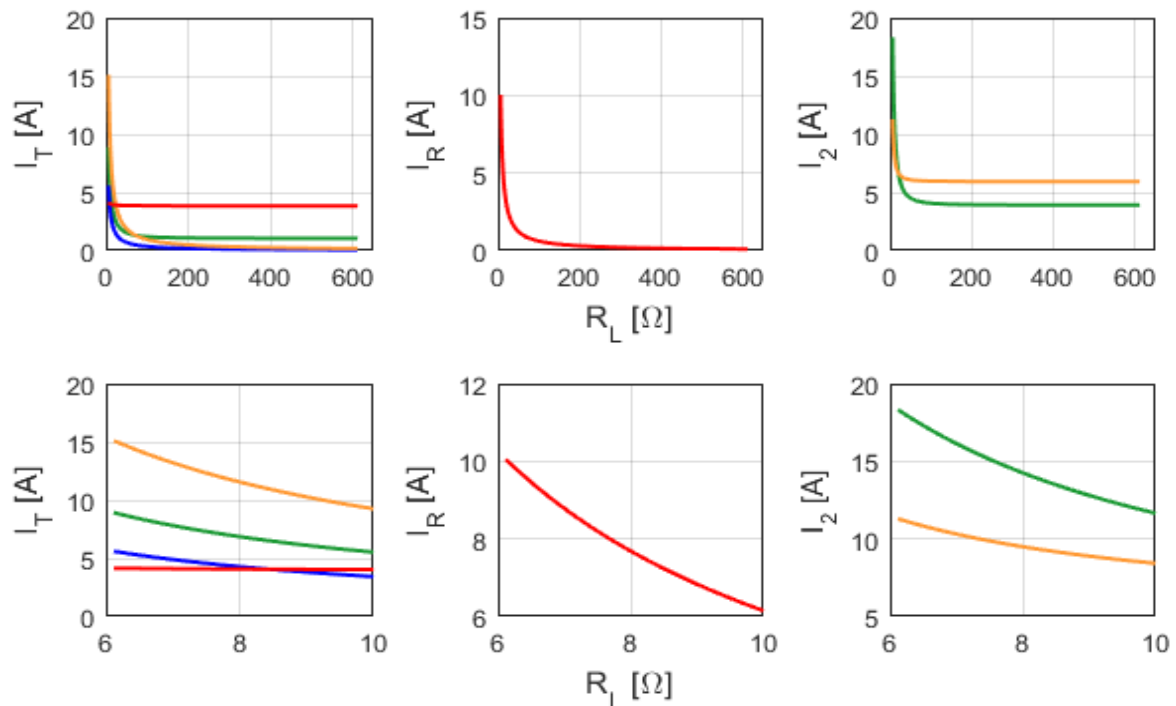


Fig. 5.11a,b,c,d,e,f – moduli delle correnti nelle bobine nei tre sistemi analizzati finora

5.5 considerazioni sul disallineamento

Per studiare il comportamento del sistema in esame in presenza di disallineamento tra la sezione trasmittitrice e quella ricevitrice è stato assunto fisso il posizionamento tra la bobina ricevitrice e la bobina intermedia 2 (secondaria). Disallineando le due sezioni diminuiranno invece i coefficienti k_{T2} e k_{TR} . Naturalmente viene imposta la condizione che V_L sia costante e pari a 61.5 [V]. Come in precedenza, sono stati analizzati:

- Efficienza;
- Tensione in ingresso (modulo);
- Correnti (modulo);

In figura 5.12 è mostrato l'andamento dell'efficienza di diversi cicli di carica caratterizzati da presenza di disallineamento via via crescente. È importante notare che durante la carica a corrente costante l'efficienza subisce molto la presenza di disallineamento, abbassando sensibilmente i propri valori, in caso di forte disallineamento davvero scadenti.

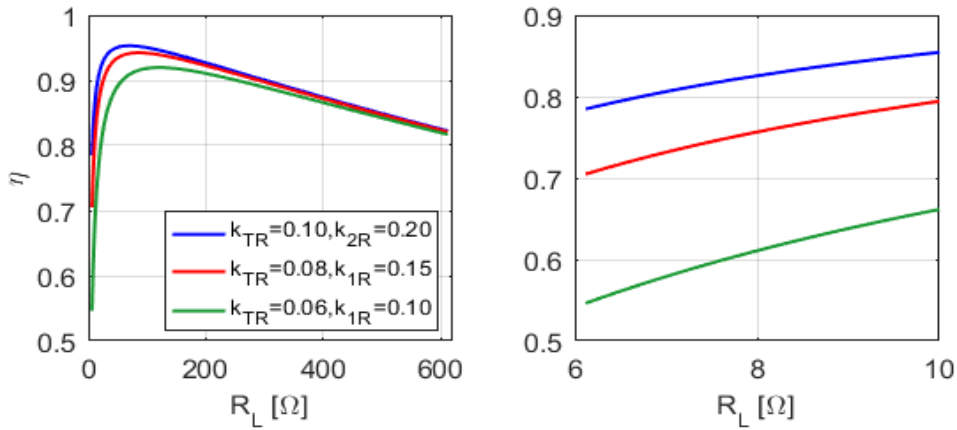


Fig. 5.12 – efficienza al variare del disallineamento

Lo studio fatto in precedenza per rappresentare l'andamento della tensione \bar{V}_S richiesta ai morsetti di ingresso può essere ripreso anche per l'analisi della stessa in presenza di disallineamento. Diversamente da quanto accade per il sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore e per il sistema a quattro bobine, in questo caso la tensione assume valori via via decrescenti all'aumentare del disallineamento. Ricordando la relazione (5.18) infatti si ha che il modulo della tensione \bar{V}_S è proporzionale al rapporto $\frac{M_{T2}}{M_{2R}}$ e a M_{TR} con dipendenza quadratica, ed essendo che all'aumentare del disallineamento M_{TR} e M_{T2} diminuiscono e M_{2R} rimane costante, anche la tensione \bar{V}_S diminuirà. Inoltre tale tensione rimane sui valori visti in fase di carica a corrente costante (figura 5.13) solo per valori di R_L molto modesti, superati i quali cala rapidamente.

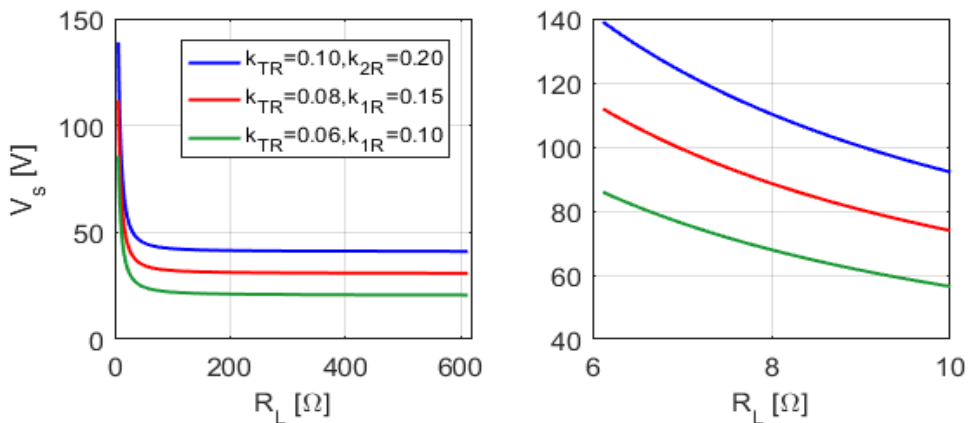


Fig. 5.13 – modulo della tensione richiesta in ingresso al variare del disallineamento

Vengono di seguito mostrati anche gli andamenti delle correnti nelle bobine trasmettitrici e nella bobina intermedia (figura 5.14). Viene tralasciato l'andamento di I_R in quanto imponendo V_L essa assume sempre lo stesso andamento.

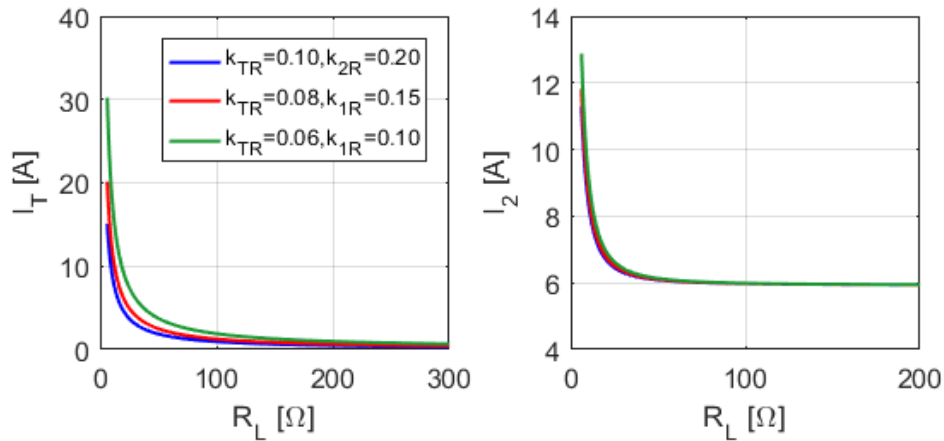


Fig. 5.14 – modulo della tensione richiesta in ingresso al variare del disallineamento

5.6 considerazioni finali

Anche per il sistema in esame si può arrivare a conclusioni simili a quelle fatte per i sistemi precedentemente analizzati. Se si considera l'intervallo di interesse, il sistema in esame migliora le caratteristiche del sistema a due bobine solo in parte. Se da un lato si riesce a trasmettere una potenza maggiore, e quindi a caricare la batteria in un tempo minore (questo vale se si considera unicamente la fase a corrente costante) per contro si fa tutto ciò ad un'efficienza inferiore. Si può dire che per i valori assunti da R_L nella fase a corrente costante il sistema a due bobine abbia caratteristiche impareggiabili, tuttavia riuscendo a condizionare leggermente i valori che R_L assume durante il processo di carica si potrebbe avvicinarsi di più a quei range di valori in cui i sistemi a tre e quattro bobine migliorerebbero senz'altro le caratteristiche del caricabatteria a due bobine. Si può inoltre constatare che i due sistemi a tre bobine analizzati funzionano meglio quando le bobine rispettivamente accoppiate "fortemente" con la bobina intermedia vengano allontanate, rendendo l'accoppiamento nel complesso peggiore. Prima di addentrarsi nell'analisi FEM risulta difficile trarre ulteriori conclusioni, non essendo verificate le assunzioni fatte per quanto riguarda i coefficienti di accoppiamento.

CAPITOLO 6

COMPORTAMENTO DEL SISTEMA CON FREQUENZE DI RISONANZA DELLE BOBINE DIVERSE DA QUELLA DI FUNZIONAMENTO

Fino ad ora si è supposto, per motivi di semplicità, di far risuonare tutte le bobine alla frequenza di funzionamento di 85 [kHz]. In questo capitolo verrà fatta un'analisi del comportamento dei sistemi visti considerando di "spostare" le frequenze di risonanza delle bobine, per poter andare ad incidere in maniera positiva principalmente su efficienza e potenza trasmessa alla batteria. Le indicazioni su come scegliere le frequenze di risonanza presenti in letteratura [5] possono essere riassunte attraverso lo schema in figura 6.1.

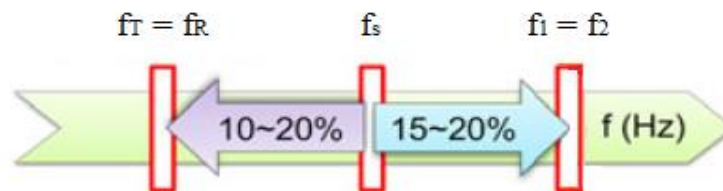


Figura 6.1 - Schema adottato per la definizione delle frequenze di risonanza delle singole bobine

Si definiscano:

$$n_{f-TR} = \frac{f_{r-TR}}{f} \quad (1)$$

$$n_{f-12} = \frac{f_{r-12}}{f} \quad (2)$$

dove f_{TR} e f_{12} sono rispettivamente le frequenze di risonanza delle bobine principali e di quelle intermedie, f è la frequenza di funzionamento.

6.1 Variazione della frequenza di risonanza per sistemi a quattro bobine

Lo studio è stato condotto a partire dai sistemi con le bobine risonanti alla stessa frequenza, valutando singolarmente gli effetti della variazione della frequenza di risonanza per le bobine principali e per quelle intermedie. Come si può intuire si è scelto di non differenziare le frequenze per le due bobine intermedie (nel caso del sistema a quattro bobine) e per le bobine trasmettitrice e ricevitrice.

Riferendosi al sistema a quattro bobine, supponendo di adottare la configurazione con i coefficienti di accoppiamento adottati in precedenza riportati in Tabella 6.1, studiandolo inizialmente con la tensione \bar{V}_S in uscita dall'inverter imposta e fissando $n_{f-12} = 1$, ovvero fissando la frequenza di risonanza delle bobine intermedie ad un valore pari alla frequenza di funzionamento, si sono ottenuti gli andamenti in figura 6.2.

Tabella 6.1 - Coefficienti di accoppiamento assunti

parametro	valore
k_{TR}	0.25 [-]
k_{12}	0.25 [-]
k_{T1}	0.50 [-]
k_{2R}	0.50 [-]
k_{1R}	0.20 [-]
k_{T2}	0.20 [-]

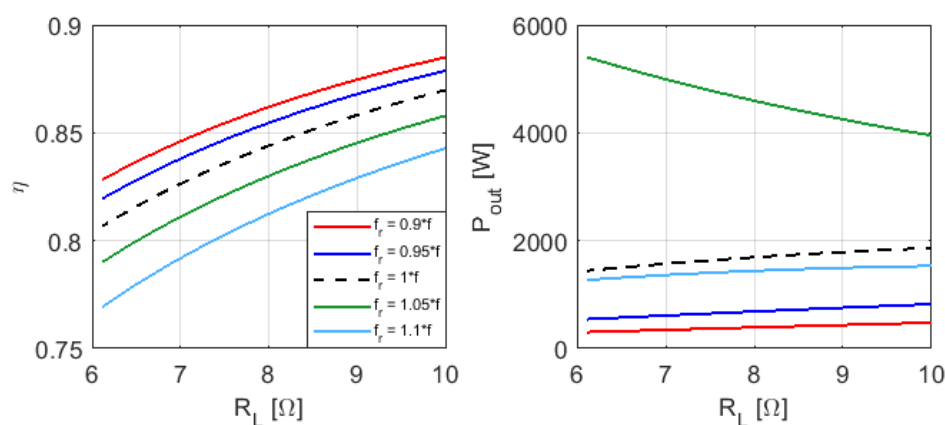


Figura 6.2a,b - Potenza trasmissibile per diverse frequenze di risonanza delle bobine principali

Come detto in precedenza, dalla figura 6.2a si può notare come spostando la frequenza di risonanza delle bobine trasmettitrice e ricevitrice al di sotto di quella di funzionamento, si ottiene un aumento di efficienza, a discapito però della potenza trasferibile alla batteria che diminuisce sensibilmente. Spostandosi appena sopra la frequenza di funzionamento invece la potenza si porta a valori molto elevati. Anche la scelta della frequenza di risonanza per le bobine intermedie assume molta importanza, infatti spostando la frequenza di tali bobine sopra a quella di funzionamento, si ha la possibilità di condizionare sia la curva dell'efficienza che quella della potenza trasmessa. Inoltre, spingendosi leggermente oltre le soglie suggerite in [5], fino ad un valore di frequenza superiore del 25% rispetto a quella di funzionamento, si può ottenere un ulteriore miglioramento per quanto riguarda l'efficienza (curva in azzurro). Come si può notare in figura 6.3b all'aumento di efficienza corrisponde una diminuzione della potenza che il sistema trasferisce alla batteria. Sarebbe opportuno dunque ricercare un punto di lavoro che permetta di trasferire una potenza sufficiente alla carica della batteria e contemporaneamente di massimizzare l'efficienza. In questo caso sono stati analizzati gli effetti della variazione della frequenza di risonanza solo nell'intervallo corrispondente alla fase di carica della batteria a corrente costante.

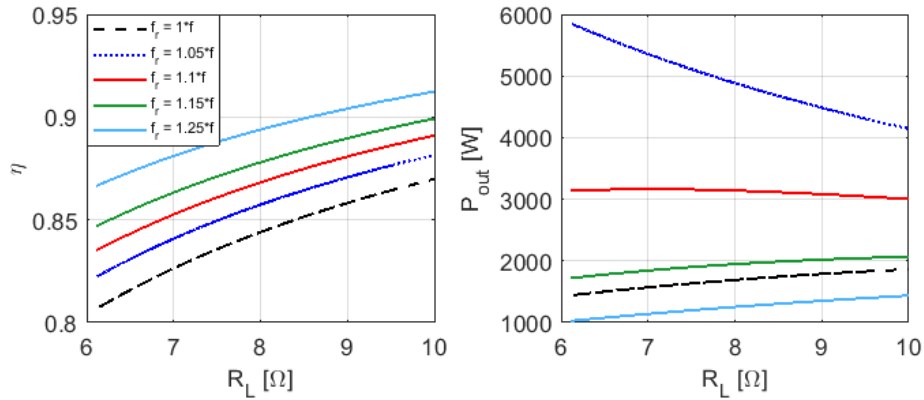


Figura 6.3a,b - Efficienza e potenza trasmessa per diverse frequenze di risonanza delle bobine intermedie

Fino ad ora si è supposto di studiare il comportamento del sistema nell'ipotesi di variare solo la frequenza di risonanza delle bobine principali o di quelle intermedie mantenendo l'altra costante. Ciò quindi fornisce una chiara idea dell'effetto della variazione, ma non fornisce un risultato preciso per quanto riguarda i valori trovati. Per avere un'idea più precisa dei valori assunti nelle diverse possibili configurazioni sono stati valutati gli andamenti di efficienza e potenza trasferita al variare della frequenza di risonanza delle bobine principali, per diversi valori di frequenza delle bobine intermedie e per un valore di R_L per il quale si ha la massima potenza trasferita (6.12 [Ω]). Tali andamenti possono risultare molto utili come indicazioni per una più precisa scelta dei valori di frequenza di risonanza da adottare e sono mostrati in figura 6.4.

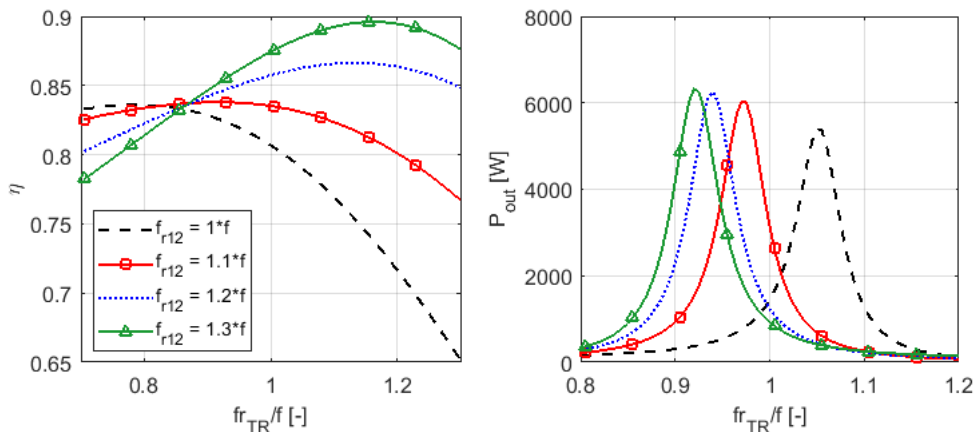


Figura 6.4a,b - Efficienza e potenza trasmessa per diverse combinazioni di frequenze di risonanza

Particolare importanza assumono le frequenze di risonanza per quanto riguarda lo sfasamento tra le sinusoidi di tensione e corrente in ingresso all'accoppiamento induttivo, come detto infatti se l'angolo di sfasamento presenta un valore diverso da 0 il sistema assorbirà una certa potenza reattiva. Se considerassimo il caso in cui tutte le bobine risuonassero alla stessa frequenza di valore pari a quella di funzionamento, si potrebbe cercare di variare lo sfasamento in questione solo attraverso la variazione di R_L , che risulta piuttosto complicata, essendo il suo valore stabilito principalmente dai parametri di carica della batteria. Come si vede in figura 6.5a, spostare la frequenza di risonanza delle singole bobine dal valore di funzionamento ci permette di aggiungere gradi di libertà alla scelta del punto di lavoro allo scopo di avvicinarci ad una condizione di sfasamento nullo tra tensione e corrente in ingresso.

È stata analizzata anche la tensione richiesta ai morsetti di ingresso (in modulo) con le stesse modalità adottate in precedenza. Si può notare che le curve hanno andamenti pressoché identici e sono distribuite su un ampio range di valori di frequenza, fatto che rappresenta un ulteriore vantaggio in caso sia necessario scegliere uno specifico punto di lavoro.

È doveroso specificare che tali curve sono state ricavate per un valore fissato della resistenza di carico equivalente, ed essendo essa variabile durante la carica, anche scegliendo un punto di lavoro per il quale si abbia sfasamento tra tensione e corrente in ingresso nullo, tale sfasamento varierà con R_L . Tuttavia scegliere un punto di lavoro per il quale lo sfasamento sia nullo permette di minimizzare la potenza reattiva assorbita dal dispositivo, soprattutto nella fase di carica a corrente costante in cui la variazione di R_L è molto limitata.

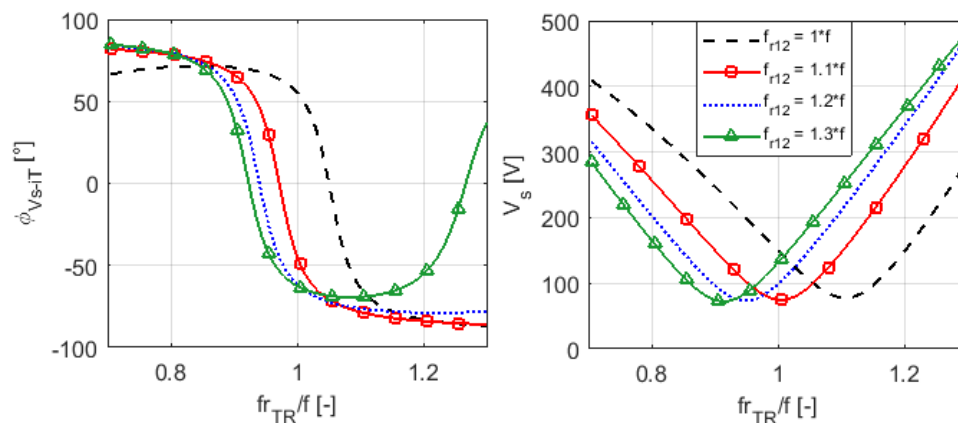


Figura 6.5a,b - Sfasamento tensione-corrente di ingresso e V_s richiesta con V_L imposta

Si è voluto inoltre verificare se esistesse una condizione per la quale la fase dell'impedenza in ingresso si annullasse indipendentemente dal valore della resistenza di carico R_L . Come si può vedere in figura 6.6a, è stato provato che tale condizione esiste e permette alle sinusoidi di tensione e corrente in ingresso di essere praticamente in fase. Inizialmente, attraverso un'analisi più approfondita si è notato che al variare di n_{f-12} il punto in cui tutte le curve coincidevano veniva traslato verticalmente, discostandosi dall'asse su cui $\phi_{v_s-i_T}$ assumeva valore nullo. Si è trovato quindi il valore di $n_{f-12} = 1.12$ per il quale tale punto giaceva sulla retta $\phi_{v_s-i_T} = 0$. Fissato n_{f-12} è stato studiato $\phi_{v_s-i_T}$ al variare di n_{f-TR} , trovando che, per il valore $n_{f-TR} = 0.96$, la fase dell'impedenza in ingresso assumeva valori molto bassi durante l'intero ciclo di carica (figura 6.6b). Si mantiene infatti un piccolissimo angolo di anticipo della tensione, compreso tra i 2° e i 9° . Se si desidera quindi una condizione di funzionamento in cui $\phi_{v_s-i_T}$ rimanga sempre vicina a 0° si deve adottare questo accorgimento, ottenendo però valori di efficienza inferiori rispetto ad una scelta con n_{f-12} più elevati ma potenze trasferibili sensibilmente più elevate.

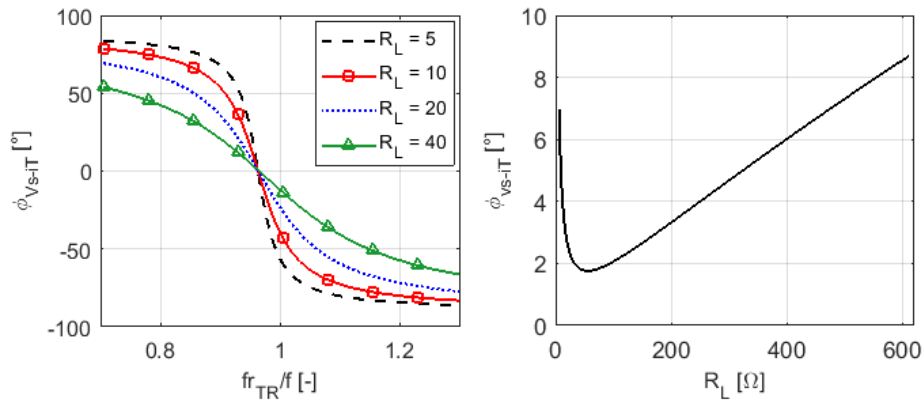


Figura 6.6a,b - Andamento della fase dell'impedenza di ingresso al variare di n_{f-TR} e al variare di R_L

Va detto inoltre che variando le frequenze di risonanza delle bobine anche gli andamenti dell'efficienza in funzione dei coefficienti di accoppiamento cambiano radicalmente. I nuovi andamenti vengono riportati in figura 6.7. A differenza di quanto ottenuto nel capitolo 3, si può osservare che all'aumentare di k_{TR} l'efficienza ha un andamento leggermente crescente, mentre all'aumentare di k_{T1} e k_{2R} essa diminuisce.

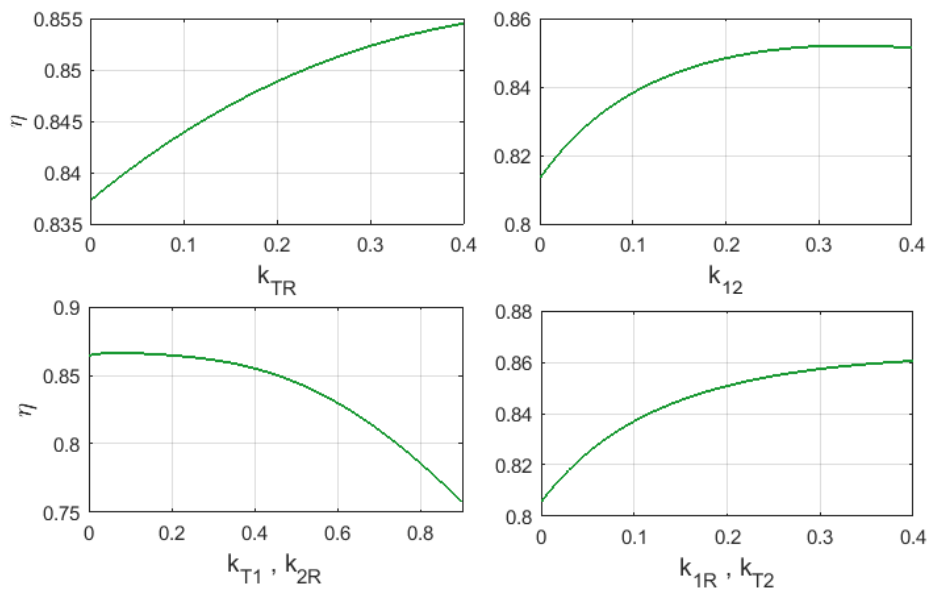


Figura 6.6a,b - Nuovi andamenti dell'efficienza al variare dei coefficienti di accoppiamento

6.2 Variazione della frequenza di risonanza per sistemi a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore

Si riportano in seguito gli andamenti di efficienza e potenza trasferibile del sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore. Le curve sono state tracciate adottando la configurazione mostrata nel capitolo 4, fissando il valore della resistenza di carico R_L a 6.12 Ω . Per maggiore chiarezza i coefficienti di accoppiamento assunti sono riportati in Tabella 6.2.

Tabella 6.2 - Coefficienti di accoppiamento assunti

Coefficiente	Valore
k_{TR}	0.15
k_{1R}	0.25
k_{T1}	0.45

Risultano subito evidenti alcune differenze rispetto al sistema a quattro bobine: innanzitutto, le curve dell'efficienza appaiono più simili tra loro, ed in secondo luogo le curve della potenza non vengono traslate orizzontalmente, bensì verticalmente, al variare della frequenza di risonanza delle bobine intermedie. Di conseguenza, per ogni possibile configurazione, un valore di potenza trasferibile vicino al massimo può essere raggiunto per un range di valori molto ristretto (figura 6.7b). Tuttavia, supponendo di adottare la configurazione che porta al valore massimo di efficienza, si riescono comunque a raggiungere valori di potenza trasferibile sufficienti alla carica della batteria (~ 560 [W]).

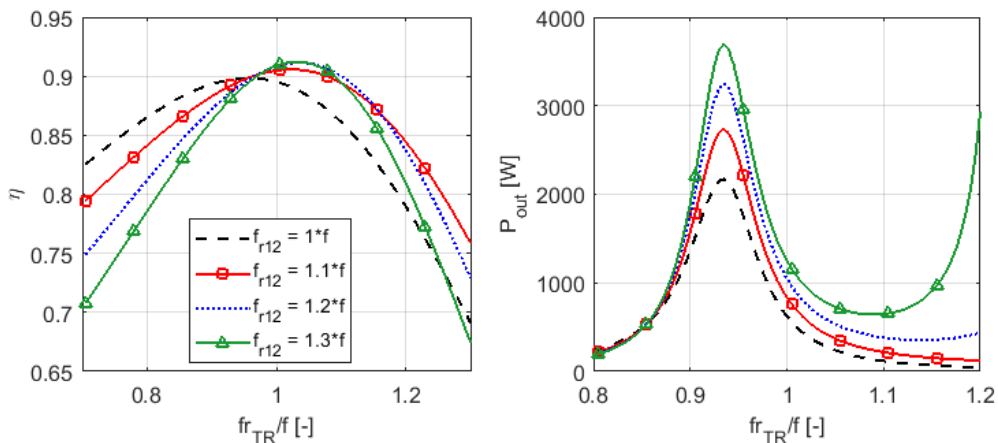


Figura 6.7a,b - Efficienza e potenza trasmessa per diverse combinazioni di frequenze di risonanza

Come visto nel capitolo 4, il sistema a tre bobine in esame assorbiva una potenza reattiva considerevole, soprattutto nella fase di carica a corrente costante. Inoltre, tale curva non attraversava mai lo 0, rendendo impossibile cercare una condizione in cui tale potenza reattiva fosse minima. Come si vede in figura 6.8a, più si eleva la frequenza di risonanza della bobina intermedia, più volte la curva tende ad attraversare lo zero, portando ad una condizione di potenza reattiva assorbita nulla. La curva in verde infatti, per la quale si ha $n_{f-12} = 1.3$, offre ben tre punti di lavoro per i quali le sinusoidi di tensione e corrente in ingresso sono in fase. Risulta quindi indispensabile, per migliorare il funzionamento del sistema, far risuonare le bobine ad una frequenza diversa da quella di funzionamento secondo tali caratteristiche.

Per quanto riguarda invece il funzionamento con tensione di uscita V_L costante, dalla figura 6.8b si può vedere come l'andamento della tensione richiesta in ingresso venga influenzato in maniera limitata dalla frequenza di risonanza. Si ha infatti che, come avvenuto per la potenza trasmessa, rispetto al sistema a quattro bobine la tensione non venga traslata in orizzontale, bensì per gran parte dei valori le curve arrivano quasi a sovrapporsi, salvo poi differenziarsi più nettamente aumentando le frequenze di risonanza. Risulta semplice intuire che indipendentemente dalla frequenza di risonanza delle bobine intermedie, non si dispone di un ampio range per minimizzare la tensione

richiesta ai morsetti di ingresso. Tuttavia è giusto specificare che la tensione si mantiene su valori molto limitati per buona parte dei valori in analisi.

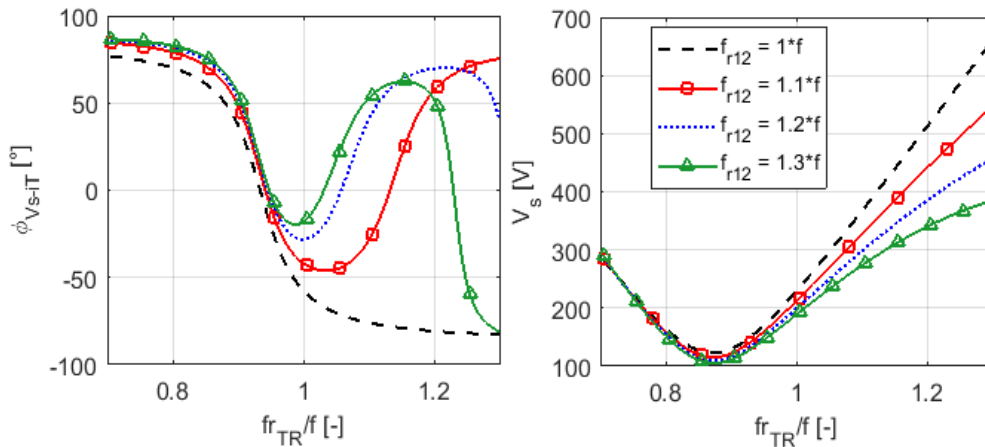


Figura 6.8a,b - Sfasamento tensione-corrente di ingresso e V_s richiesta con V_L imposta

Ricercando, come nel caso precedente, una condizione per la quale $\phi_{v_s-i_T} = 0$, si è giunti ai risultati riportati in figura 6.9. Gli andamenti mostrati in figura 6.9a sono stati ricavati per $n_{f-12} = 1$ e denotano che la fase dell'impedenza di ingresso arriva vicina ad annullarsi per un valore di n_{f-TR} pari a circa 0.93. Si può notare inoltre che, durante l'intero ciclo di carica, $\phi_{v_s-i_T}$ non supera mai gli 8° , valore a cui si arriva durante la fase di carica a corrente costante, quando si trasferisce alla batteria la potenza massima. Come nel caso precedente, se si considera il range di valori di R_L corrispondenti alla fase di carica a corrente costante, raggiungendo la condizione appena descritta si ha un calo dell'efficienza, ma un aumento della potenza trasferibile alla batteria. Se si analizza invece la curva dell'efficienza riferita all'intero ciclo di carica si nota che il valore di picco dell'efficienza in tale condizione risulta più elevato di circa un punto percentuale.

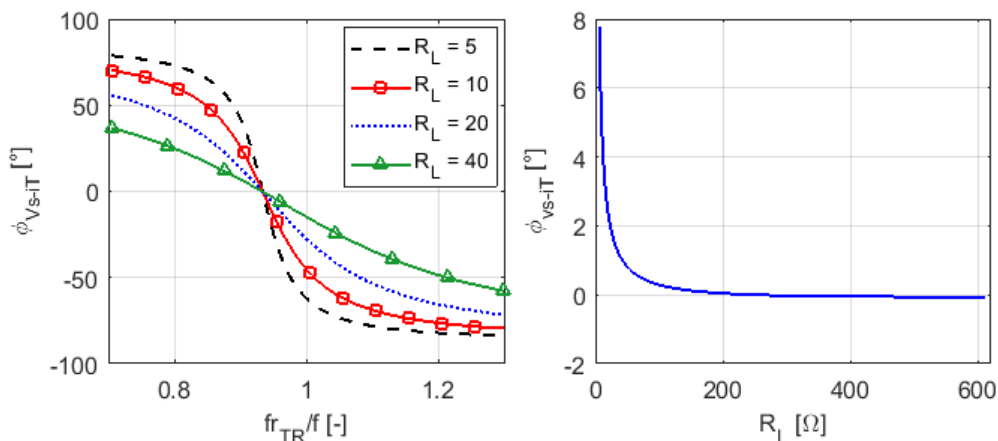


Figura 6.9a,b - Andamento della fase dell'impedenza di ingresso al variare di n_{f-TR} e al variare di R_L

6.2 Variazione della frequenza di risonanza per sistemi a tre bobine con bobina intermedia lato ricevitore

Anche per l'analisi del comportamento del sistema a tre bobine con bobina intermedia lato ricevitore al variare della frequenza di risonanza delle bobine, vengono assunte le stesse condizioni assunte nei casi precedenti, ovvero lo stesso valore di R_L (6.12 [Ω]), e la stessa tensione in ingresso V_S . I coefficienti di accoppiamento supposti nel capitolo 5 sono riportati in tabella 6.3.

Tabella 6.3 - Coefficienti di accoppiamento assunti

Coefficiente	Valore
k_{TR}	0.10
k_{2R}	0.30
k_{T2}	0.20

La curva dell'efficienza al variare delle frequenze di risonanza viene mostrata in figura 6.10a. Si può constatare che il sistema in esame ha un comportamento, almeno per quanto riguarda l'efficienza, molto simile a quello relativo al sistema a quattro bobine. Variando la frequenza di risonanza delle bobine intermedie infatti si riescono a ottenere curve con valori sensibilmente diversi.

Per quanto riguarda invece la potenza trasferibile alla batteria, il sistema in esame ha un comportamento molto simile al sistema a tre bobine precedentemente analizzato: i massimi sono situati circa alla stessa ascissa e il loro valore viene condizionato principalmente dalla scelta della frequenza di risonanza delle bobine intermedie. Ricercando un punto di lavoro a massima efficienza, si nota che la corrispondente potenza trasferita si mantiene su valori considerevoli (figura 6.10b). È presente inoltre, con l'aumentare di entrambe le frequenze, un secondo massimo nella curva della potenza, anche se di entità molto minore del precedente.

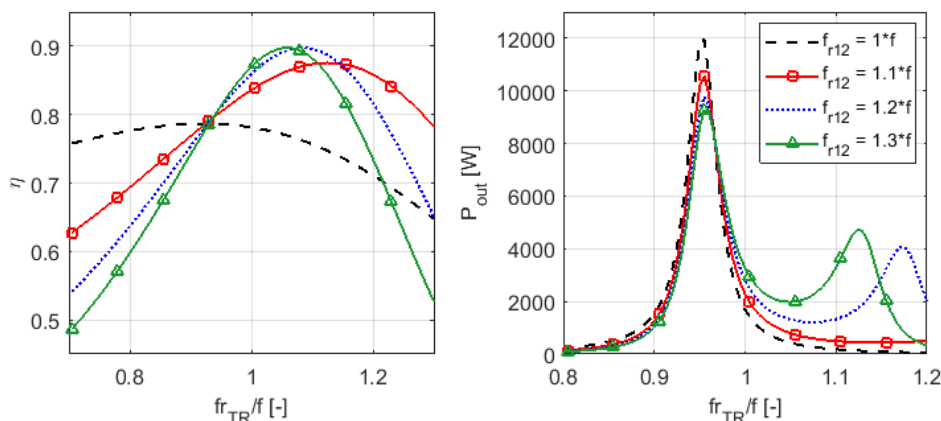


Figura 6.10a,b - Efficienza e potenza trasmessa per diverse combinazioni di frequenze di risonanza

Come fatto in precedenza sono stati analizzati l'angolo di sfasamento tra tensione e corrente in ingresso, ovvero la fase dell'impedenza equivalente ai morsetti di ingresso (figura 6.11a), e la tensione V_S richiesta per garantire una tensione costante e pari a 61.5 [V] ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo (figura 6.11b). Il sistema in esame si comporta in modo molto simile al sistema a tre bobine analizzato in precedenza. L'unica differenza che si nota è la minor pendenza

presente nella caratteristica della tensione V_S con frequenze di risonanza delle bobine intermedie abbastanza elevate.

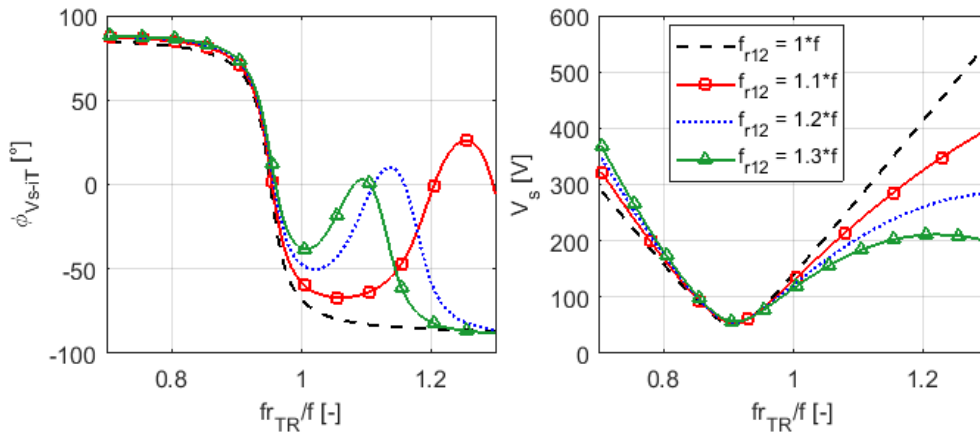


Figura 6.11a,b - Sfasamento tensione-corrente di ingresso e V_S richiesta con V_L imposta

Anche in questo caso si è ricercata una condizione per la quale $\phi_{v_s-i_T} = 0$. Gli andamenti mostrati in figura 6.12a sono stati ricavati per $n_{f-12} = 1$ e denotano che la fase dell'impedenza di ingresso arriva vicina ad annullarsi per un valore di n_{f-TR} pari a circa 0.95. Durante l'intero ciclo di carica $\phi_{v_s-i_T}$ arriva appena sopra gli 8° , quando si trasferisce alla batteria la potenza massima. Come nei casi precedenti, se si considera il range di valori di R_L corrispondenti alla fase di carica a corrente costante, raggiungendo la condizione appena descritta si ha un calo molto accentuato dell'efficienza, ma un aumento della potenza trasferibile alla batteria.

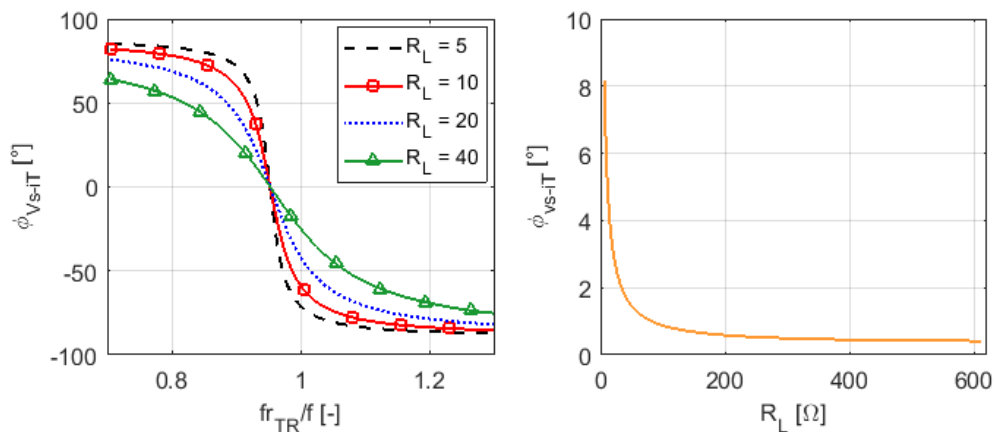


Figura 6.12a,b - Andamento della fase dell'impedenza di ingresso al variare di n_{f-TR} e al variare di R_L

CAPITOLO 7

ANALISI AGLI ELEMENTI FINITI

7.1 Introduzione

In questo capitolo i sistemi fin qui analizzati verranno studiati attraverso il software agli elementi finiti FEMM (*Finite Element Method Magnetics*) 4.2, al fine di capirne in modo più preciso il comportamento magnetico e di verificare tutte le supposizioni fatte in precedenza. Altro scopo dell'analisi è quello di valutare le migliori possibili configurazioni per la geometria delle bobine.

FEMM [9] è una suite di programmi impiegati per la risoluzione di problemi elettromagnetici a bassa frequenza in domini bidimensionali o assial-simmetrici. Come detto, tale software permette lo studio e la risoluzione dei problemi magnetici, utilizzando il metodo degli elementi finiti. Un metodo agli elementi finiti è una tecnica numerica che cerca soluzioni approssimate per risolvere problemi descritti da equazioni differenziali alle derivate parziali, riducendo queste ultime a un sistema di equazioni algebriche. La discretizzazione avviene attraverso la creazione di una griglia, detta mesh, composta da primitive, elementi finiti, di semplici forme. Classiche forme per domini bidimensionali sono triangoli e quadrilateri. I vertici di questi triangoli sono i punti in cui si determina la soluzione del potenziale vettore \vec{A} . All'interno del triangolo il software approssima, con un piano passante per i vertici del triangolo, i valori da attribuire al potenziale vettore ogni singolo punto.

Il vantaggio dell'utilizzo del FEM quindi consiste nel trasformare un problema di difficile soluzione, in tanti problemi più piccoli e di semplice soluzione. Diversamente da altri programmi di simulazione che si basano sullo stesso processo risolutivo (come ad esempio CEDRAT Flux) FEMM ha il pregio di essere molto più semplice e intuitivo, agevolando molto il compito dell'utente. Inoltre, al fine di automatizzare il processo di simulazione, FEMM può essere comandato attraverso appositi script scritti in linguaggio LUA, distribuito con licenza open-source.

Nel caso in esame, per implementare l'analisi FEM attraverso gli script LUA sono stati creati tre file: un file "dati.lua", contenente appunto tutte le informazioni e i dati geometrici del modello, un file che include le operazioni di pre-processing e post-processing, chiamato per comodità "preprocessing.lua", e un file con formato ".fem" dove lo script andrà a disegnare la geometria ed a svolgere le valutazioni relative al post-processing.

7.2 Definizione del modello

7.2.1 Definizione del problema

Il primo passo da fare è quello di definire il tipo di problema da risolvere, ovvero introdurre i dati riguardanti la fisica del problema. I principali dati preliminari richiesti dal programma sono:

- *Problem type*: tale voce permette di scegliere la tipologia di geometria del problema tra il modello geometrico planare e quello assialsimmetrico. Nel caso del modello assialsimmetrico si ha che la geometria presenta una simmetria rotativa intorno ad un certo asse.

- *Length units*: rappresenta l'unità di misura per la lunghezza e permette di scegliere tra: millimetri, centimetri, metri, pollici o miglia.
- *Frequency*: permette di definire la frequenza delle sorgenti presenti nel modello.
- *Depth*: permette di definire la profondità del modello.
- *Solver precision*: permette di specificare la precisione del modello. Il valore minimo imposto dal programma è 10^{-8} .

In Tabella 7.1 vengono riportati i parametri scelti per la definizione dei problemi riguardanti le simulazioni che verranno presentate in seguito.

Tabella 7.1 - Parametri scelti per la definizione del problema

Problem type	Axisymmetric
Length units	Millimeters
Frequency [Hz]	$85 \cdot 10^3$
Solver precision	$1e^{-8}$

7.2.2 Creazione della geometria e delle condizioni al contorno

Gran parte delle grandezze geometriche sono state parametrizzate mediante script LUA, questo per permettere una semplice variazione di tali grandezze e soprattutto una automazione della simulazione. Si sono potute studiare quindi varie configurazioni delle bobine in base ai vari parametri geometrici. Le dimensioni geometriche che sono state parametrizzate con le corrispettive voci utilizzate negli script sono indicate in Tabella 7.2. Nell'appendice A invece viene riportato come esempio lo script utilizzato per le simulazioni riguardanti il sistema a quattro bobine.

Tabella 7.2 - Grandezze geometriche parametrizzate negli script realizzati

Parametro	Nome usato negli script
<i>N° spire delle bobine principali</i>	spireTR
<i>N° spire della bobina Intermedia 1</i>	spireB1
<i>N° spire della bobina Intermedia 2</i>	spireB2
<i>Raggio interno delle bobine Principali</i>	r_int
<i>Raggio interno della bobina Intermedia 1</i>	r_intB1
<i>Raggio interno della bobina Intermedia 2</i>	r_intB2
<i>Raggio dei conduttori delle bobine principali</i>	r_cTR
<i>Raggio dei conduttori della bobina intermedia 1</i>	r_c1
<i>Raggio dei conduttori della bobina intermedia 2</i>	r_c2
<i>Spessore dell'isolante dei conduttori delle bobine principali</i>	s_isol
<i>Spessore dell'isolante dei conduttori della bobina intermedia 1</i>	s_isol1
<i>Spessore dell'isolante dei conduttori della bobina intermedia 2</i>	s_isol2
<i>Distanza tra bobina Trasmittitrice e bobina Intermedia 1</i>	dist_T1
<i>Distanza tra bobina Intermedia 1 e bobina Intermedia 2</i>	dist_12
<i>Distanza tra bobina Intermedia 2 e bobina Ricevitrice</i>	dist_2R
<i>Altezza dei pannelli di ferrite</i>	z_fer
<i>Raggio dei pannelli di ferrite</i>	r_fer

Per costruire la geometria in primo luogo sono stati creati tutti i punti, successivamente i segmenti lineari e per concludere gli archi. Ad ogni singola forma creata è stato assegnato in seguito un corrispondente materiale. È importante specificare che il modello assial-simmetrico non permette di rappresentare i pannelli di ferrite di forma quadrata, come sono nella realtà. Per rappresentarli è stato quindi calcolato il raggio di un pannello circolare avente area uguale a quello di forma quadrata. Tale non conformità rispetto alla geometria reale potrebbe essere evitata sono implementando un modello 3D.

Per quanto riguarda le condizioni al contorno (*Boundary conditions*), ovvero l'assegnazione delle informazioni riguardanti il potenziale vettore magnetico \vec{A} sulle linee che delimitano la geometria del modello, esse potevano essere scelte di due tipi:

- Condizione di Neumann: imporre questa condizione significa imporre il valore della derivata normale del potenziale vettore magnetico \vec{A} lungo una o più linee di confine;
- Condizione di Dirichlet: imporre questa condizione significa assegnare il valore del potenziale vettore magnetico \vec{A} lungo una o più linee di confine; In particolare l'assegnazione $\vec{A} = 0$ impedisce al flusso magnetico ϕ di attraversare il contorno, forzandolo a rimanere tangente alla linea di confine sulla quale è stata assegnata tale condizione.

Nel caso in esame, sempre mediante script, è stata imposta una condizione al contorno standard (configurata dal software), del tipo di Dirichlet, con $n = 7$ “dischi”, con raggio R del primo disco pari a 1272.7 [mm]. In figura 7.1 viene riportata una vista della geometria per come appare in FEMM, in particolare si possono notare i “dischi” rappresentanti le condizioni al contorno.

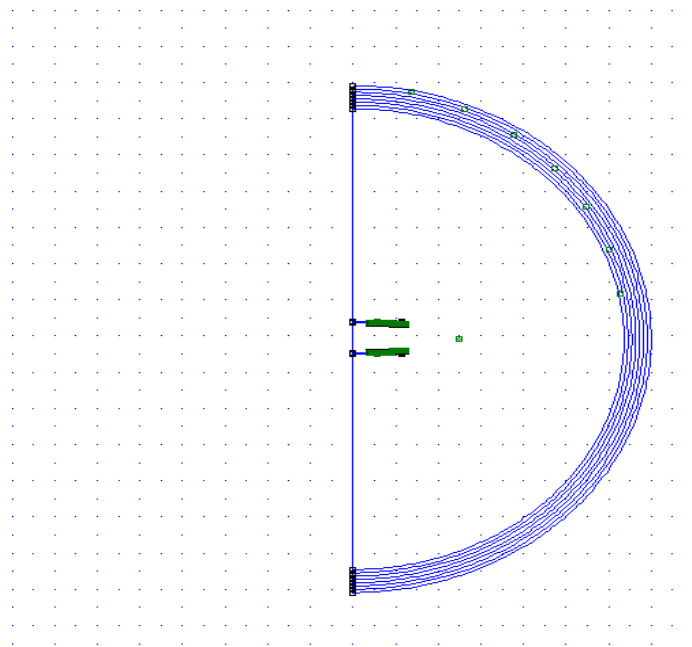


Figura 7.1 - Visione della geometria nel suo complesso

7.2.3 Assegnazione dei materiali alle superfici e definizione dei circuiti

Assume fondamentale importanza l'assegnazione delle proprietà dei materiali alle corrispondenti superfici. Nel caso in esame i materiali da assegnare erano tre: l'aria per la zona circostante le bobine, la ferrite per i pannelli presenti a ridosso delle bobine trasmettitrice e ricevitrice e il rame per i conduttori delle bobine.

Pannelli di ferrite

La scelta per i pannelli è ricaduta su una ferrite presente nella libreria dei materiali del software, denominata "Soft magnetic ferrite (Fe-Ni-Zn-V)". Tale ferrite naturalmente presenta una caratteristica di magnetizzazione B-H non lineare, riportata in figura 7.2. Inoltre viene assunta nulla la conducibilità del materiale, ovvero si ha $\sigma = 0$ [MS/m].

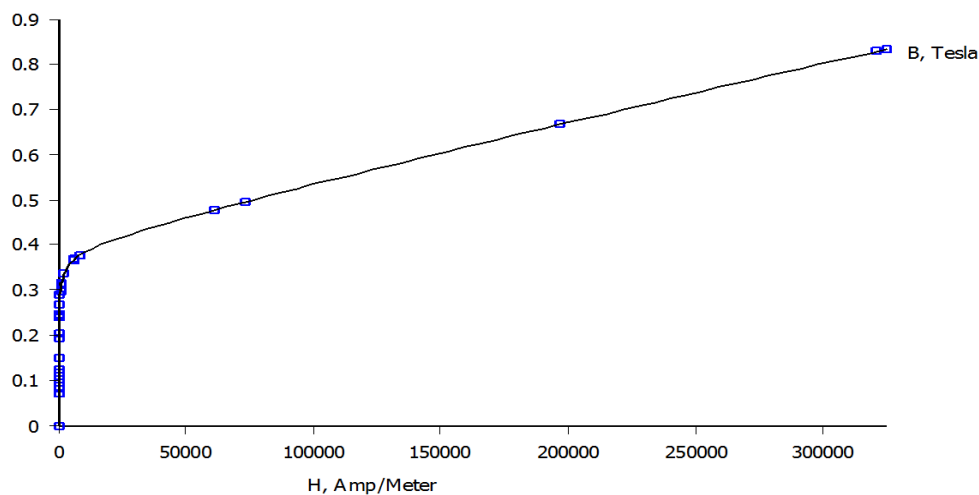


Figura 7.2 - caratteristica di magnetizzazione della ferrite scelta

Conduttori delle bobine

Come visto nel capitolo 2, al fine di limitare l'effetto pelle per i conduttori delle bobine trasmettitrice e ricevitrice è stato scelto il filo Litz, in questo caso con diametro di 5.2 [mm]. Si suppone di realizzare le bobine intermedie con lo stesso materiale; sulla scelta del diametro invece si rimanda alle considerazioni che verranno fatte in seguito. Per tale materiale sono state fatte le seguenti assunzioni:

- Si è supposto che il conduttore di tipo Litz sia formato da 50 sub-conduttori di diametro pari a 0.367 [mm]. Ciò permette di avere una distribuzione della corrente pressoché uniforme;
- La permeabilità magnetica relativa in direzione x è stata assunta pari a $\mu_{rx} = 1$;
- La permeabilità magnetica relativa in direzione y è stata assunta pari a $\mu_{ry} = 1$;
- La conducibilità del rame che compone i fili è stata assunta pari a $\sigma = 58$ [MS/m];
- La curva di magnetizzazione $B = f(H)$ è stata supposta lineare.

Aria

Tale "materiale" viene assegnato a tutta la superficie che circonda il sistema. Le caratteristiche assegnate sono:

- permeabilità magnetica relativa: $\mu_r = 1$;
- conducibilità elettrica $\sigma = 0$ [MS/m].

È stato assegnato un circuito per ogni spira, in modo da poter impostare un valore di corrente su ognuna di esse. Inoltre, attraverso una apposita opzione fornita dal programma, le spire di ogni bobina sono state supposte collegate in serie. Sarà comunque necessario fissare la corrente su ogni spira.

7.2.4 Creazione della mesh

Per poter applicare il metodo agli elementi finiti è necessario discretizzare la geometria del modello disegnato, ricoprendo tutte le superfici con poligoni elementari (solitamente triangoli). In base alla dimensione di tali triangoli si avrà una soluzione più o meno precisa. Naturalmente soluzioni più precise avranno una velocità computazionale minore. Attraverso un'opzione presente in FEMM è possibile creare la mesh in modo automatico, tuttavia è consigliabile modificare le impostazioni predefinite in modo tale da ottenere elementi sufficientemente piccoli nelle zone di maggiore interesse.

Per quanto riguarda i segmenti lineari e gli archi contenenti i conduttori è stata scelta una dimensione massima (max segment size) pari a 10. In tabella 7.3 sono riportate le mesh size scelte per ogni superficie.

Tabella 7.3 - mesh size impostate per le varie superfici

<i>Superficie/Materiale</i>	<i>Mesh size</i>
Aria	10
Pannelli di ferrite	auto
Coduttori	auto

Per quanto riguarda l'aria la mesh automatica risultava abbastanza frammentata, si è quindi provveduto a renderla più fitta impostando una mesh size pari a 10. Per le superfici corrispondenti ai conduttori e ai pannelli di ferrite, avendo già impostato il numero di elementi per ogni segmento, la mesh automatica è apparsa sufficientemente fitta.

7.3 Simulazione del modello

Per ogni sistema da analizzare, il primo scopo della simulazione è quello di valutare, attraverso l'integrale di $A \cdot J$ sul volume dei conduttori, auto e mutue induttanze delle bobine per ogni configurazione geometrica assunta, allo scopo di calcolarne i coefficienti di accoppiamento. Per il calcolo sono state utilizzate le seguenti relazioni [9]:

$$L = \frac{\int A \cdot J dV}{i^2} \quad (6.1)$$

dove A rappresenta il Potenziale Vettore magnetico, J rappresenta la densità di corrente elettrica e i rappresenta la corrente circolante nella spira.

$$M = \frac{\int A_1 \cdot J_2 dV_2}{i_1 i_2} \quad (6.2)$$

dove con i pedici 1 e 2 si indicano le due spire o bobine tra le quali si vuole calcolare la mutua induttanza. Per motivi di semplicità, il calcolo di auto e mutue induttanze viene svolto assegnando alle spire in serie una corrente pari a 1 [A] e calcolando poi l'integrale di $A \cdot J$ selezionando le superfici dei conduttori interessati.

Perfezionato lo script per il calcolo dei coefficienti di accoppiamento, si è potuto procedere simulando il sistema al variare di tutte le grandezze geometriche di interesse, al fine di ottenere i coefficienti di accoppiamento che erano stati ipotizzati nei capitoli precedenti, cercando, dove possibile, di migliorarli. Naturalmente si è partiti dal presupposto che le dimensioni delle bobine trasmittitrice e ricevitrice non potessero essere modificate, essendo esse già state realizzate fisicamente. Tali caratteristiche sono riassunte nella tabella seguente.

Tabella 7.4 - dati relativi alle bobine principali già costruite

<i>Parametro</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Valore</i>
<i>Diametro interno bobine</i>	D_{int-TR}	147 [mm]
<i>Diametro esterno bobine</i>	D_{ext-TR}	380 [mm]
<i>Diametro conduttori</i>	D_{c-TR}	5.2 [mm]
<i>Diametro con isolante</i>	$D_{ctot-TR}$	~7.5 [mm]
<i>Dimensioni pannelli di ferrite</i>		400x400x7 [mm]

Le simulazioni sono state quindi ottenute al variare di:

- Raggio esterno delle bobine intermedie;
- Numero di spire delle bobine intermedie;
- Distanza delle bobine intermedie da quelle principali;

7.3.1 Simulazione al variare del raggio esterno delle bobine intermedie

Come si può immaginare tale parametro è di importanza fondamentale per le prestazioni dell'accoppiamento induttivo. Le simulazioni sono state eseguite supponendo che le bobine intermedie avessero un diametro interno pari a quello delle bobine principali e facendo variare il diametro esterno. Tale simulazione inoltre è stata effettuata nelle condizioni geometriche riportate in tabella 7.5. La distanza tra bobine principali e le rispettive bobine intermedie è riportata uguale a 0 perché si suppone che le bobine intermedie siano appoggiate a quelle principali, separate naturalmente dagli strati di isolante.

Tabella 7.5 - condizioni di partenza per la simulazione al variare del diametro esterno delle bobine

<i>Parametro</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Valore</i>
<i>Diametro interno bobine</i>	D_{int-12}	147 [mm]
<i>Distanza tra le bobine intermedie</i>	d_{12}	140 [mm]
<i>Distanza tra bobine principali e intermedie</i>	$d_{T1} = d_{2R}$	0 [mm]
<i>Diametro conduttori bobine intermedie</i>	D_{c12}	5.2 [mm]
<i>Diametro con isolante</i>	D_{ctot12}	-7.5 [mm]

Attraverso questa simulazione si è potuto ricavare l'andamento dei parametri di auto, mutue induttanze e coefficienti di accoppiamento del sistema al variare del diametro esterno delle bobine intermedie. Tali andamenti sono riportati nelle figure 7.3 e 7.4. Si può notare come auto e mutue induttanze siano funzioni crescenti del diametro esterno delle bobine intermedie e come i coefficienti di autoinduzione presentino un aumento più marcato. Quest'ultimo è un risultato prevedibile in quanto aumentando il diametro esterno è aumentato anche il numero di spire e dalla teoria si ha che solitamente la formula dell'induttanza presenta a numeratore sia il numero di spire che il raggio della bobina elevati al quadrato. È interessante notare come nella condizione in cui il diametro esterno delle bobine intermedie è uguale a quello delle bobine principali i valori di $M_{T2} = M_{1R}$ e M_{12} siano quasi coincidenti; questo fatto può essere spiegato pensando che probabilmente con le bobine intermedie poggiate su quelle principali, nella condizione $N_{spire-TR} = N_{spire-12}$ e con una distanza tra le bobine intermedie pari a 140 [mm], in condizioni di perfetta uguaglianza e simmetria tra i 2 lati, la differenza tra $M_{T2} = M_{1R}$ e M_{12} si assottiglia.

Per quanto riguarda i coefficienti di accoppiamento, come si può vedere, k_{T1} e k_{2R} presentano il loro massimo nella condizione $D_{ext-12} = D_{ext-TR}$, superato il quale il coefficiente di accoppiamento diminuisce. $k_{T2} = k_{1R}$ e k_{12} invece hanno un andamento più lineare, sempre crescente all'aumentare del diametro esterno. I valori numerici sono puramente indicativi in quanto rappresentano una specifica configurazione, ciò che si vuole evidenziare in particolare sono gli andamenti dei vari parametri analizzati.

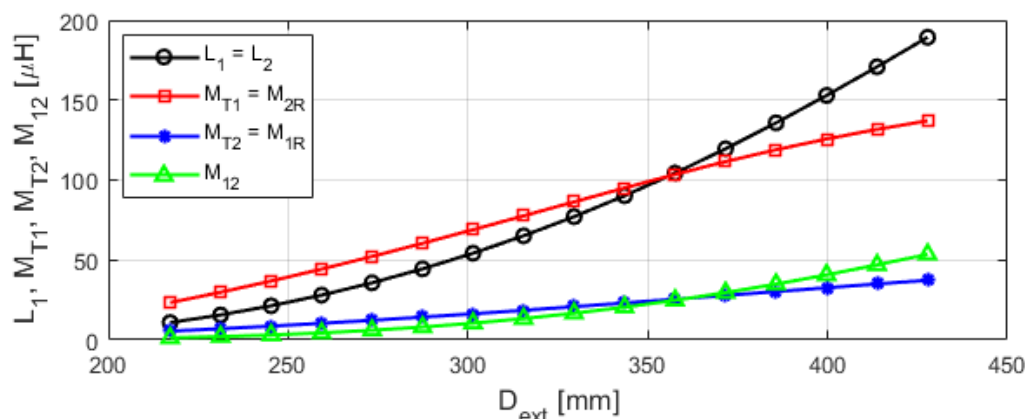


Figura 7.3 - andamento di auto e mutue induttanze al variare del diametro esterno delle bobine intermedie

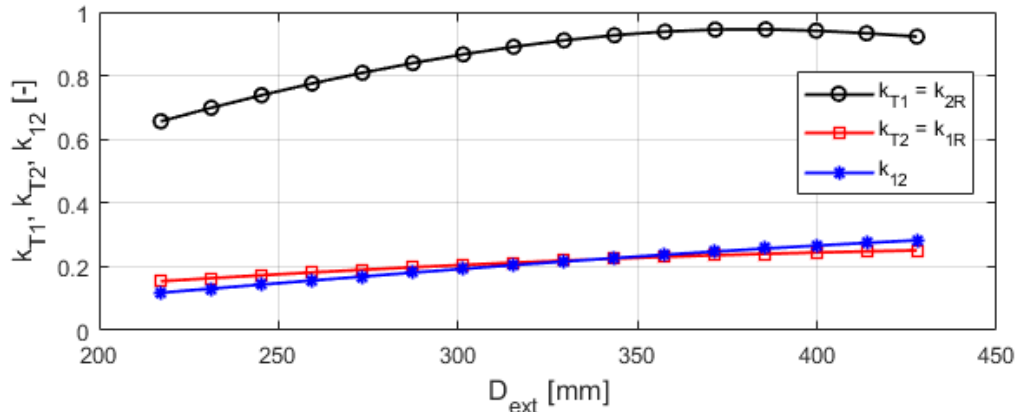


Figura 7.4 - andamento dei coefficienti di accoppiamento al variare del diametro esterno delle bobine intermedie

7.3.2 Simulazione al variare del numero di spire delle bobine intermedie

Per valutare l'influenza di tale parametro è stato realizzato uno script che, mantenendo fissi il diametro esterno e quello interno delle bobine intermedie, ne variasse il numero di spire, e di conseguenza il diametro di esse. Come nel caso precedente, è stata simulata una specifica condizione mantenendo fissi anche tutti gli altri parametri, come riassunto in tabella 7.6.

Tabella 7.6 - condizioni di partenza per la simulazione al variare del numero di spire

<i>Parametro</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Valore</i>
<i>Diametro interno bobine intermedie</i>	D_{int-12}	147 [mm]
<i>Diametro esterno bobine intermedie</i>	D_{ext-12}	380 [mm]
<i>Distanza tra le bobine intermedie</i>	d_{12}	140 [mm]
<i>Distanza tra bobine principali e intermedie</i>	$d_{T1} = d_{2R}$	0 [mm]

In figura 7.5 sono riportati gli andamenti ottenuti a seguito della simulazione. In particolare si può notare come L_1 e M_{T1} siano maggiormente influenzate dal numero di spire, a differenza di M_{1R} (e M_{T2}) e M_{12} che risentono meno di questa variazione. Tuttavia, per tutti i parametri analizzati si può osservare una caratteristica crescente linearmente o quasi linearmente. Anche in questo caso si può osservare la condizione vista con la precedente simulazione, per la quale si hanno valori praticamente coincidenti tra M_{T2} e M_{12} . Per quanto riguarda invece i coefficienti di accoppiamento, l'aumento del numero di spire non porta a grandi variazioni: infatti, come si può vedere in figura 7.5b, tali parametri hanno andamenti pressoché costanti.

Tale condizione potrebbe essere studiata più approfonditamente nel caso in cui si volesse cercare di aumentare il fattore di qualità della bobine, valutando anche l'aumento di resistenza conseguente all'aumento del numero di spire.

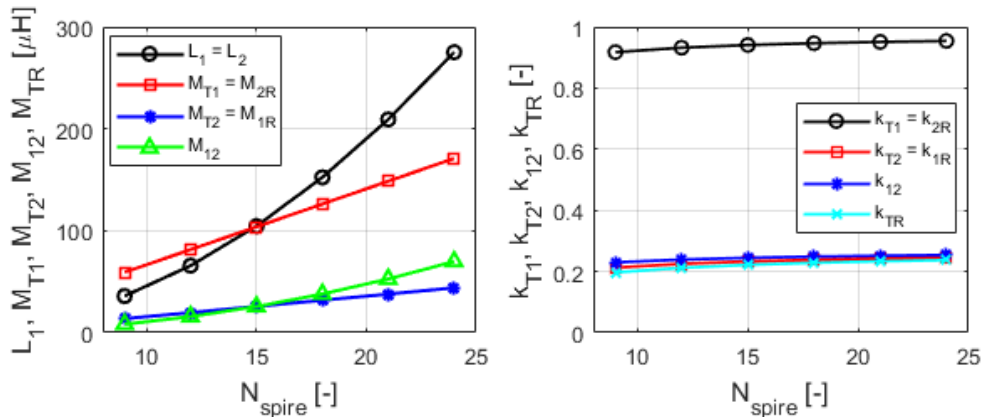


Figura 7.5 - andamento di $L_1, M_{T1}, M_{T2}, M_{1R}, M_{12}$ al variare del numero di spire delle bobine intermedie

7.3.3 Simulazione al variare della distanza delle bobine intermedie da quelle principali

Per questa simulazione sono state assunte le condizioni riportate in tabella 7.7. Come si può osservare in figura 7.6a, i coefficienti di auto e mutua induzione diminuiscono all'aumentare della distanza tra le bobine principali e quelle intermedie. Tali andamenti erano prevedibili se si considerano le mutue induttanze tra le bobine principali e quelle intermedie, M_{T1} e M_{2R} , mentre richiede una spiegazione un po' più specifica l'andamento di M_{12} . Ci si attenderebbe infatti, rimanendo invariata la distanza tra le bobine intermedia 1 e intermedia 2, che tale coefficiente non sia troppo influenzato dalla distanza dalle bobine principali. Tuttavia, ricordando la proprietà della ferrite di far aumentare molto sia i coefficienti di autoinduzione che quelli di mutua induzione, si può supporre che tale calo sia dovuto alla crescente distanza non tanto dalle bobine principali, quanto più dai pannelli di ferrite. Per quanto riguarda i coefficienti di accoppiamento, come è lecito attendersi, per valori simili (figura 7.6b) risulta che k_{TR} è più influenzato dall'aumento di distanza tra bobine principali e intermedie.

Tabella 7.7 - condizioni di partenza per la simulazione al variare della distanza tra bobine principali e intermedie

Parametro	Simbolo	Valore
Numero spire delle bobine intermedie	$N_{spire-B1}$	10 [-]
Diametro interno bobine intermedie	D_{int-12}	147 [mm]
Diametro esterno bobine intermedie	D_{ext-12}	286 [mm]
Distanza tra le bobine intermedie	d_{12}	140 [mm]
Diametro conduttori bobine intermedie	D_{c12}	5.2 [mm]
Diametro con isolante	D_{ctot12}	~7.5 [mm]

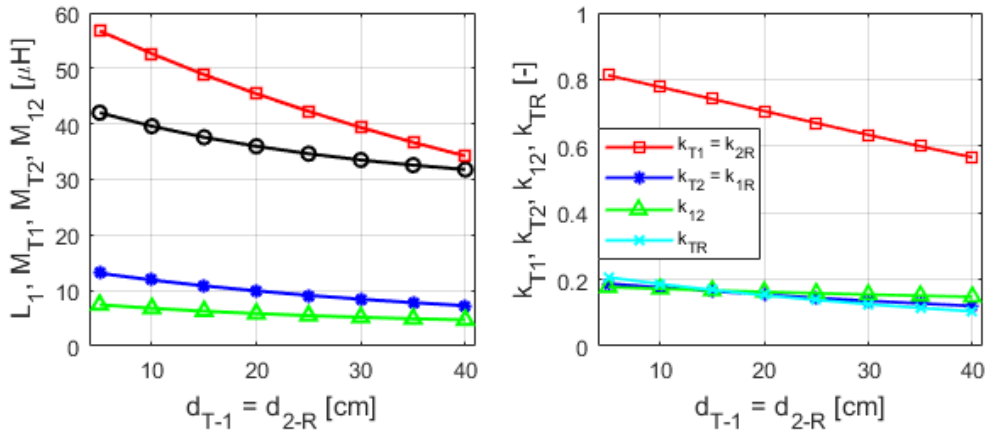


Figura 7.6 - andamento di $L_1, M_{T1}, M_{T2}, M_{1R}, M_{12}$ al variare della distanza tra bobine principali e intermedie

7.4 Individuazione delle migliori configurazioni

Studiati gli andamenti dei principali parametri delle bobine al variare delle grandezze geometriche, si è proceduto eseguendo un adeguato numero di simulazioni definendo dei range in cui far variare tali grandezze, al fine di individuare le configurazioni delle bobine intermedie che permettessero di raggiungere i valori precedentemente ipotizzati per quanto riguardava i coefficienti di accoppiamento, e di conseguenza l'efficienza e la potenza trasferibile. In tabella 7.8 sono riassunti i suddetti range e altri valori adottati sia per le simulazioni riguardanti il sistema a quattro bobine, sia per quelli a tre bobine.

Tabella 7.8 - Range di variazione dei parametri geometrici delle bobine

<i>Parametro</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Range di variazione</i>
<i>Numero spire delle bobine intermedie</i>	$N_{spire-B1}$	$7 \div 19$ [-]
<i>Diametro interno bobine intermedie</i>	D_{int-12}	$100 \div 380$ [mm]
<i>Distanza tra le bobine intermedie</i>	d_{12}	140 [mm]
<i>Distanza tra bobine principali e intermedie</i>	$d_{T1} = d_{2R}$	$0 \div 25$ [mm]
<i>Diametro conduttori bobine intermedie</i>	D_{c12}	$1.5 \div 3.7$ [mm]

Considerando che, in accordo con quanto detto nel paragrafo precedente e nel capitolo 6:

- I coefficienti di accoppiamento k_{T1} e k_{2R} raggiungono valori vicini a quelli ipotizzati (0.5) solamente aumentando il diametro interno delle bobine intermedie, in modo che queste ultime si sovrappongano meno a quelle principali. Non avrebbe senso infatti allontanare le bobine principali mantenendo inalterata la distanza tra quelle intermedie in quanto i coefficienti k_{12} e soprattutto k_{TR} diminuirebbero;
- Con l'aumentare del diametro esterno delle bobine intermedie i valori dei coefficienti k_{TR}, k_{12} aumentano;

Si evince che le configurazioni con valori "migliori" rispetto ai coefficienti di accoppiamento prevedono bobine intermedie con un raggio medio più grande rispetto alle principali, e più vicine

possibile ad esse. Ciò può comportare sicuramente un maggiore ingombro e probabilmente una maggiore difficoltà costruttiva. Sono state individuate e riportate in tabella 7.9 le tre configurazioni che portano ad un valore di efficienza più alto per il sistema a quattro bobine, garantendo la potenza necessaria alla carica della batteria.

Tabella 7.9 - Configurazioni a confronto – sistema a quattro bobine

<i>Configurazione 1</i>		<i>Configurazione 2</i>		<i>Configurazione 3</i>	
$N_{spire-B1}$	10 [-]	$N_{spire-B1}$	12 [-]	$N_{spire-B1}$	14 [-]
D_{int-12}	360 [mm]	D_{int-12}	380 [mm]	D_{int-12}	400 [mm]
D_{ext-12}	500.4 [mm]	D_{ext-12}	548.5 [mm]	D_{ext-12}	558.8 [mm]
$d_{T1} = d_{2R}$	0 [mm]	$d_{T1} = d_{2R}$	0 [mm]	$d_{T1} = d_{2R}$	0 [mm]
D_{c12}	5.2 [mm]	D_{c12}	5.2 [mm]	D_{c12}	4.2 [mm]
k_{TR}	0.229	k_{TR}	0.229	k_{TR}	0.235
k_{12}	0.275	k_{12}	0.295	k_{12}	0.293
k_{T1}	0.516	k_{T1}	0.427	k_{T1}	0.375
k_{2R}	0.516	k_{2R}	0.427	k_{2R}	0.375
k_{T2}	0.221	k_{T2}	0.213	k_{T2}	0.207
k_{1R}	0.221	k_{1R}	0.213	k_{1R}	0.207

Per quanto riguarda i valori di efficienza e potenza trasferibile, le tre configurazioni riportate presentano differenze molto piccole, sebbene i coefficienti di accoppiamento tra bobine principali e intermedie siano sensibilmente diversi. Ciò che distingue principalmente tali configurazioni è il diametro esterno delle bobine. Come si nota in tabella infatti, le configurazioni 2 e 3 presentano un diametro esterno superiore alla configurazione 1, aumentando i suddetti problemi di ingombro e costruzione.

Da qui in avanti si farà riferimento alla configurazione numero 2, considerandola un compromesso tra le tre e considerando che, come detto sopra, i fattori di merito di tutte assumono valori praticamente identici. Inoltre si suppone di far risuonare le bobine intermedie alle frequenze per le quali l'impedenza in ingresso Z_{in} presenti una fase nulla o comunque un valore più vicino possibile allo 0 in modo da non compromettere le prestazioni dell'inverter. Tale risultato si ottiene per:

$$n_{f-TR} = \frac{f_{r-TR}}{f} = \sim 0.92 \quad (7.3)$$

$$n_{f-12} = \frac{f_{r-12}}{f} = \sim 1.14 \quad (7.4)$$

Attuando lo stesso procedimento per il sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore, sono state individuate le tre configurazioni che portano ad un valore di efficienza più elevato. Tali configurazioni sono riportate in tabella 7.10.

Tabella 7.10 - Configurazioni a confronto – sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore

Configurazione 1		Configurazione 2		Configurazione 3	
$N_{spire-B1}$	13 [-]	$N_{spire-B1}$	13 [-]	$N_{spire-B1}$	15 [-]
D_{int-1}	340 [mm]	D_{int-1}	300 [mm]	D_{int-1}	300 [mm]
D_{ext-1}	522.5 [mm]	D_{ext-1}	483.2 [mm]	D_{ext-1}	470 [mm]
d_{T1}	0 [mm]	d_{T1}	25 [mm]	d_{T1}	35 [mm]
D_{c1}	5.2 [mm]	D_{c1}	5.2 [mm]	D_{c1}	4.2 [mm]
k_{TR}	0.246	k_{TR}	0.190	k_{TR}	0.174
k_{T1}	0.552	k_{T1}	0.589	k_{T1}	0.555
k_{1R}	0.242	k_{1R}	0.244	k_{1R}	0.241

Anche in questo caso le tre configurazioni mostrate presentano un andamento molto simile per quanto riguarda i fattori di merito, pur presentando alcune differenze: su tutte si può notare che nelle configurazioni 2 e 3 la bobina intermedia è distanziata rispetto a quella trasmettitrice, e non appoggiata ad essa, facendo così diminuire il coefficiente di accoppiamento k_{TR} .

In questo caso, d'ora in avanti, quando si parlerà di sistema a tre bobine si farà riferimento alla configurazione 2. Tale configurazione presenta un valore quasi nullo della fase dell'impedenza in ingresso per le frequenze di risonanza:

$$n_{f-TR} = \frac{f_{r-TR}}{f} = \sim 0.93 \quad (7.5)$$

$$n_{f-12} = \frac{f_{r-12}}{f} = \sim 1 \quad (7.6)$$

Dalle simulazioni effettuate sul sistema a tre bobine con bobina intermedia lato ricevitore è emerso, come si temeva, che tale dispositivo non risulta comparabile con gli altri precedentemente analizzati, ancor più se esso viene studiato specificamente al fine di ricaricare la batteria del veicolo presente in laboratorio. L'efficienza infatti raggiunge valori interessanti solo con resistenze equivalenti molto più elevate rispetto al range di valori di interesse del caso studio. Per questo motivo non si farà più riferimento a tale sistema.

In tabella 7.11 sono riportati i valori dei parametri di auto e mutue induttanze ottenute dalle simulazioni riguardanti le configurazioni prescelte.

Tabella 7.11 - auto e mutue induttanze delle configurazioni scelte

<i>Sistema a 3 bobine</i>		<i>Sistema a 4 bobine</i>	
L_T	116 [μH]	L_T	116.7 [μH]
L_1	115.5 [μH]	L_1	121.6 [μH]
L_R	116 [μH]	L_1	121.6 [μH]
M_{TR}	22 [μH]	L_R	116.7 [μH]
M_{T1}	68 [μH]	M_{TR}	26.7 [μH]
M_{1R}	28 [μH]	M_{T1}	50.9 [μH]
k_{TR}	0.190	M_{T2}	25.4 [μH]
k_{T1}	0.589	M_{12}	35.9 [μH]
k_{1R}	0.244	M_{1R}	25.4 [μH]
		M_{2R}	50.9 [μH]
		k_{TR}	0.229
		k_{12}	0.295
		k_{T1}	0.427
		k_{2R}	0.427
		k_{T2}	0.213
		k_{1R}	0.213

Di seguito vengono confrontate le configurazioni appena scelte con il sistema a due bobine presente in laboratorio, analizzando sia l'intero ciclo di carica della batteria, sia la carica a corrente costante. Gli andamenti ottenuti per quanto riguarda le efficienze dei tre sistemi sono riportati in figura 7.6a,b. Bisogna sottolineare che la ricerca di una condizione in cui la fase dell'impedenza equivalente in ingresso sia nulla (condizione ZPA – *Zero Phase Angle condition*) non permette di elevare molto la frequenza di risonanza delle bobine intermedie, penalizzando molto i valori di efficienza. Se per quanto riguarda il sistema a quattro bobine si riesce ad aumentare tale frequenza circa del 15%, per il sistema a tre bobine è necessario mantenerla pari a quella di funzionamento, vanificando tutto l'effetto benefico. Elevando la frequenza di risonanza della bobina intermedia infatti si può arrivare ad ottenere un andamento dell'efficienza migliore di quello del corrispondente sistema a due bobine, riscontrando però problemi per quanto riguarda la fase dell'impedenza in ingresso, che raggiunge valori molto distanti dal valore nullo.

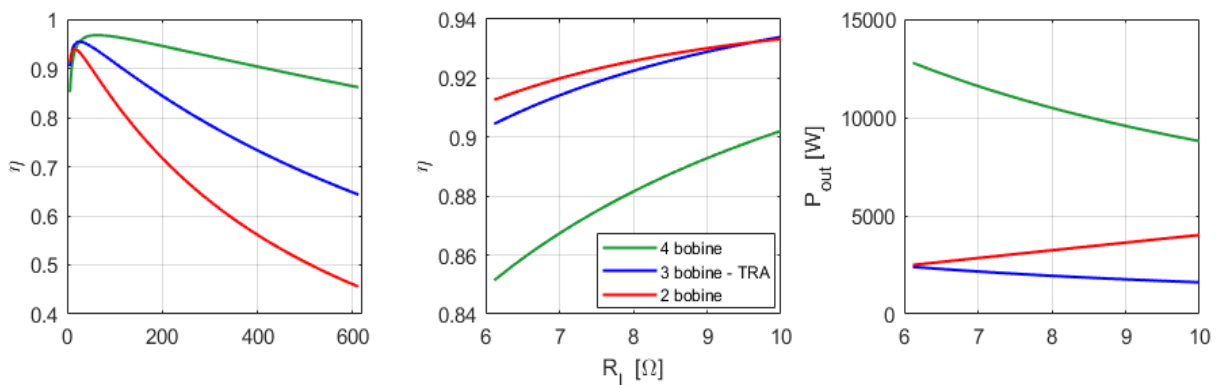


Figura 7.6a,b,c - andamento dell'efficienza (sia per l'intera carica che per la sola fase a corrente costante) e della potenza trasmessa (solo per la fase di carica a corrente costante) dei sistemi a confronto

In figura 7.6c si può osservare che il sistema a quattro bobine, nella configurazione scelta, è in grado di trasferire alla batteria una maggiore potenza, tuttavia presenta prestazioni in termini di efficienza molto inferiori agli altri due sistemi. Per contro, il sistema a tre bobine raggiunge valori di efficienza prossimi a quelli del sistema a due bobine, ma è in grado di trasferire una potenza inferiore. Appare evidente che, senza considerare il comportamento in presenza di disallineamento, per ricaricare la batteria in esame i sistemi a tre e quattro bobine analizzati non sono in grado di fornire grandi miglioramenti.

7.5 Analisi in presenza di allontanamento verticale

Vengono di seguito mostrati i risultati ottenuti dall'analisi del sistema in presenza di disallineamento. Purtroppo essendo il software FEMM di tipo 2D, con il modello assial-simmetrico in questione non permette di simulare la condizione di disallineamento orizzontale tra le sezioni trasmittitrice e ricevitrice, ma solamente quella di allontanamento verticale. Si può tuttavia supporre che se un sistema risulta più "tollerante" di un altro nei confronti del disallineamento verticale, lo sarà anche per quanto riguarda il disallineamento orizzontale. Si può inoltre supporre che in generale per ogni sistema vi sia una maggiore tolleranza al disallineamento orizzontale rispetto a quello verticale. Di seguito vengono mostrati gli andamenti dei coefficienti di accoppiamento tra le bobine al variare del disallineamento verticale, sia per il sistema a quattro bobine (figura 7.7a), sia per quello a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore (figura 7.7b).

Il disallineamento verticale indicato sull'asse delle ascisse va sommato alla distanza di partenza tra sezione trasmittitrice e ricevitrice, pari a 140 [mm]. Come si può notare tali andamenti sono decrescenti in modo abbastanza uniforme. L'unico fatto degno di nota è che k_{1R} diminuisce con una minore pendenza rispetto a k_{TR} e k_{12} .

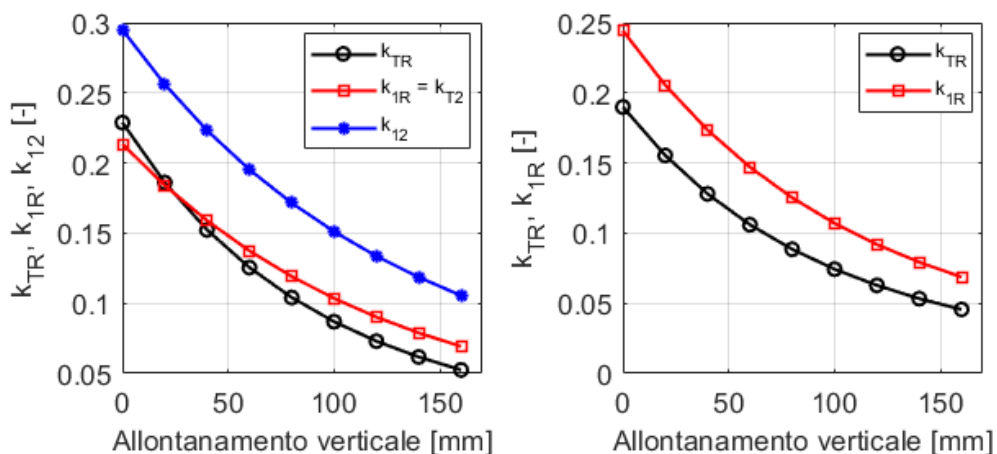


Figura 7.7a,b - andamento dei coefficienti di accoppiamento al variare del disallineamento

Volendo invece valutare ciò che accade ai principali fattori di merito in condizioni di disallineamento si può osservare la figura 7.8. Tali andamenti sono stati tracciati per un valore di resistenza equivalente di carico R_L pari a 6.12 [Ω], per il quale si ha la massima potenza assorbita dalla batteria. Si osserva che il sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore presenta una migliore tolleranza nei confronti del disallineamento, migliore anche di quella del sistema a quattro bobine, a

sua volta apparentemente migliore di quella del sistema a due bobine. Per quanto riguarda invece la potenza trasferibile alla batteria (figura 7.8b), la configurazione scelta per il sistema a tre bobine risulta un po' carente: come si vede infatti la curva arriva a valori inferiori alla potenza necessaria per la carica già in presenza di lieve disallineamento verticale. È doveroso sottolineare che, come detto all'inizio del paragrafo, i sistemi in genere sono più tolleranti al disallineamento orizzontale rispetto che a quello verticale. Inoltre, la configurazione scelta, rispetto alle concorrenti per sistemi a tre bobine, eccelle per valori di efficienza, ma non per quanto riguarda la potenza trasferibile: se si scelgono infatti configurazioni con valori del coefficiente di accoppiamento k_{T1} leggermente inferiori si osserva un notevole aumento della potenza trasferibile, riscontrando però una leggerissima diminuzione nei valori dell'efficienza.

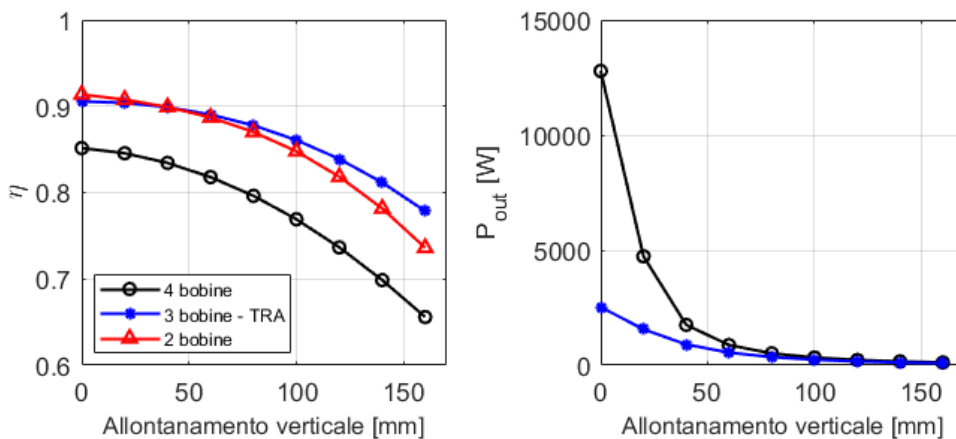


Figura 7.8a,b - andamento di efficienza e potenza trasferibile al variare del disallineamento

Assume fondamentale importanza l'andamento dello sfasamento tra la tensione e la corrente in ingresso all'accoppiamento induttivo. Si vorrebbe infatti che tale sfasamento si mantenga contenuto per non degradare le prestazioni dell'inverter. In figura 7.9a si può osservare che purtroppo ciò non avviene: sia per quanto riguarda il sistema a tre bobine che quello a quattro bobine, per R_L pari a 6.12 $[\Omega]$, la fase dell'impedenza in ingresso assume valori considerevoli, che richiederebbero all'inverter una corrente piuttosto elevata.

In figura 7.9b viene riportato anche l'andamento della corrente circolante sulla bobina ricevatrice: essa presenta, come da previsione, un andamento molto simile a quello della potenza trasferita.

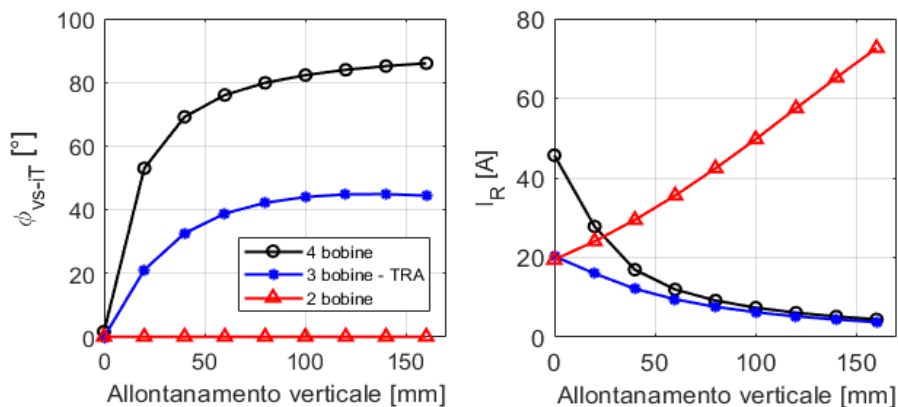


Figura 7.9a,b - andamento di $\phi_{v_s-i_T}$ e di I_R al variare del disallineamento

Di seguito viene valutato il comportamento dei sistemi in esame in presenza di disallineamento, supponendo però di mantenere costante la tensione v_o ai morsetti di uscita dell'accoppiamento induttivo. Appare evidente che il sistema a due bobine si comporta in modo completamente diverso rispetto ai sistemi che presentano bobine intermedie: disallineando infatti le sezioni trasmittitrice e ricevitrice si ha un progressivo calo della tensione richiesta ai morsetti di ingresso (figura 7.10a), con un rispettivo aumento della corrente (figura 7.10b). Tale andamento si può spiegare a partire dalla relazione (2.6) del capitolo 2, per comodità riportata qui di seguito:

$$\bar{V}_S = \dot{Z}_T \bar{I}_T + j\omega M_{TR} \bar{I}_R \quad (7.7)$$

Essendo in questo caso $\dot{Z}_T = R_T$, per il modulo di tale tensione vale:

$$V_S = \sqrt{(R_T I_T)^2 + (\omega M_{TR} I_R)^2} \quad (7.8)$$

Avendo fissato il valore della resistenza equivalente di carico a $6.12 [\Omega]$, si ha che al variare del disallineamento la corrente I_R rimane costante, rendendo il secondo termine sotto la radice dipendente unicamente da M_{TR} . Naturalmente disallineando le 2 bobine il sistema richiederà una maggiore corrente I_T . Il primo termine dipenderà quindi unicamente da essa. Come risultato si ottiene che con l'aumentare del disallineamento il secondo termine diminuisce di più rispetto all'aumento del primo termine, quindi nel complesso V_S cala.

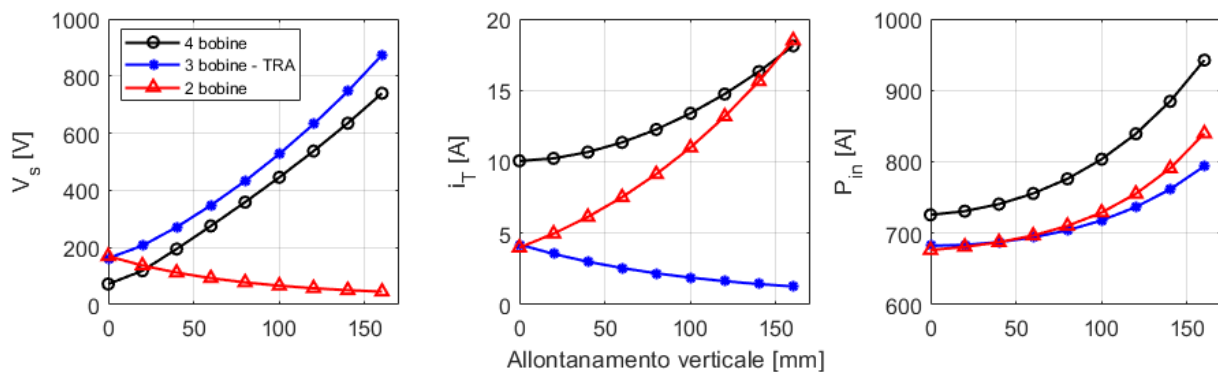


Figura 7.10a,b,c - andamento di V_S (in modulo), di I_T (in modulo) e di P_{in} al variare del disallineamento con V_L costante

I sistemi a tre e quattro bobine invece presentano il comportamento opposto, richiedendo una maggiore tensione in ingresso con l'aumentare del disallineamento. Nel caso del sistema a tre bobine, ad un aumento di tensione corrisponde un progressivo calo della corrente in ingresso, mentre per il sistema a quattro bobine si riscontra un aumento sia della tensione che della corrente. Come è facilmente intuibile ciò comporta un maggiore assorbimento di potenza in ingresso rispetto agli altri due sistemi (figura 7.10c).

Riferendosi al sistema a tre bobine, se in precedenza si è osservato che scegliendo una configurazione con un valore di k_{T1} inferiore (ad esempio $k_{T1} = 0.45$) si poteva raggiungere una potenza trasferibile più elevata, allo stesso tempo il sistema, a parità di tensione in uscita V_L , richiederà una minore tensione V_S in ingresso.

Conclusioni

L'obiettivo principale di questo lavoro di tesi era quello di migliorare i fattori di merito del prototipo di caricabatteria wireless presente in laboratorio, mediante lo studio di accoppiamenti induttivi multi-bobina.

È stato parzialmente verificato che i sistemi con accoppiamento induttivo a tre e a quattro bobine presentano un'efficienza più elevata rispetto a quello con accoppiamento induttivo a due bobine: alle condizioni in cui sono stati studiati inizialmente, ovvero secondo il ciclo di carica del pacco batterie del veicolo elettrico leggero presente in laboratorio e supponendo che tutte le bobine risuonassero alla frequenza di alimentazione, i nuovi sistemi presentano valori di efficienza più elevati del corrispondente a due bobine solo durante la fase di carica a tensione costante, mentre nella fase di carica a corrente costante essi presentano prestazioni molto diverse a seconda dell'architettura considerata. Si è visto infatti che il sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore presenta una curva di efficienza che si mantiene molto vicina a quella del sistema a due bobine, il sistema a quattro bobine presenta valori leggermente inferiori, mentre il sistema a tre bobine con bobina intermedia lato ricevitore presenta valori di efficienza abbastanza scadenti. Considerando che la fase di carica a tensione costante assume un ruolo marginale nel processo, in queste condizioni non si possono apprezzare miglioramenti. Si è notato inoltre che inizialmente con una e poi con due bobine intermedie, il picco dell'efficienza, seppur più elevato, si ottiene per valori di resistenza equivalente di carico via via più elevati, e considerando che il ciclo di carica delle batterie in esame presenta valori di tale resistenza piuttosto bassi, ciò rappresenta uno svantaggio.

Anche l'altra ipotesi iniziale, ovvero che i nuovi sistemi fossero in grado di trasferire una maggiore potenza al pacco batterie, è risultata vera solo in parte: alle condizioni di studio infatti, durante la fase di carica a corrente costante, i sistemi a tre bobine con bobina intermedia lato ricevitore e a quattro bobine sono risultati in grado di trasferire una potenza più elevata, a differenza del sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore che riesce a trasferire potenze decisamente inferiori.

Inoltre, nella condizione in cui tutte le bobine risuonano alla frequenza di alimentazione di 85 [kHz], i sistemi multi-bobina presentano un grande svantaggio, rappresentato dal fatto che il valore della fase dell'impedenza in ingresso si mantiene non nullo e ciò li porta ad assorbire una considerevole potenza reattiva per gran parte del ciclo di carica. In alcuni casi, la corrente in ingresso risulta in anticipo rispetto alla tensione di alimentazione, con conseguente assorbimento di potenza reattiva capacitiva, il che rappresenta un problema per il funzionamento dell'HFI. Diversamente avviene per il sistema a due bobine, che nella topologia di compensazione serie – serie, presenta una fase dell'impedenza equivalente in ingresso che si mantiene nulla per tutto il ciclo di carica.

Studiando i nuovi sistemi al variare della frequenza di risonanza delle bobine, si è notato innanzitutto che modificando tali frequenze è possibile aumentare sensibilmente i fattori di merito di efficienza e potenza trasferita alla batteria. Inoltre, si è scoperto che esiste un determinato valore di frequenza di risonanza per il quale la fase dell'impedenza equivalente ai morsetti di ingresso si mantiene pressoché nulla. Tuttavia i fenomeni appena descritti non si verificano contemporaneamente in quanto i valori di frequenza di risonanza per i quali si hanno efficienze e potenze trasferite più elevate spesso non coincidono con i valori che portano ad avere un valore nullo o quasi nullo per quanto riguarda la fase

dell'impedenza in ingresso, limitando quindi i miglioramenti che possono essere introdotti accordando le frequenze di risonanza. Si è comunque trovata per ogni sistema analizzato una condizione per la quale la fase dell'impedenza equivalente in ingresso si mantiene su valori inferiori a 10° per tutto il ciclo di carica, con la corrente leggermente in ritardo rispetto alla tensione. Applicando questa ulteriore analisi anche al sistema a tre bobine con bobina intermedia lato ricevitore si è notato che l'efficienza continuava a mantenersi su valori piuttosto bassi.

Attraverso l'analisi FEM è stato possibile calcolare i valori dei parametri delle bobine quali auto induttanze, mutue induttanze e coefficienti di accoppiamento al variare dei parametri geometrici e verificare i valori assunti in fase preliminare. Sono state inoltre individuate le configurazioni per ogni tipologia di sistema analizzato che portano a più alti valori di efficienza e potenza trasferita. È stato studiato anche il comportamento di tali configurazioni prescelte nei confronti di un possibile allontanamento verticale, condizione utilizzata per simulare il disallineamento orizzontale per mezzo di un programma FEM che tratta solo sistemi assialsimmetrici. Da questo studio è risultato che per valori di resistenza di carico dell'ordine di quelli del pacco batterie da caricare, solo il sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore presenta una migliore tolleranza all'allontanamento (e quindi al disallineamento orizzontale). Tuttavia anche prevedendo di scegliere frequenze di risonanza che permettano di mantenere nulla o quasi nulla la fase dell'impedenza in ingresso, tale grandezza varia molto allontanando o disallineando le bobine, reintroducendo i problemi sopra descritti.

Appare evidente che se ci si limita ad analizzare i sistemi multi-bobina al fine di caricare le batterie del veicolo elettrico leggero presente in laboratorio, i sistemi studiati non possono introdurre miglioramenti rispetto al classico sistema a due bobine, presentando il ciclo di carica valori di resistenza di carico molto bassi. Tuttavia, se si suppone di caricare pacchi batteria richiedenti maggiori potenze ad una tensione più elevata, ottenendo quindi resistenze di carico maggiori [4],[5],[6], è emerso che i sistemi in esame forniscono migliori prestazioni rispetto al sistema a due bobine sia per quanto riguarda l'efficienza che per la potenza trasferita. Inoltre il sistema a tre bobine con bobina intermedia lato trasmettitore presenta una fase dell'impedenza equivalente in ingresso che si mantiene su valori relativamente bassi anche in presenza di allontanamento o disallineamento.

Come sviluppo futuro per questa tesi si potrebbe pensare di studiare più accuratamente il comportamento dei sistemi multi-bobina applicati a pacchi batterie con cicli di carica che presentano valori di resistenza di carico equivalente più elevati, al fine di massimizzare la loro efficienza e poter quindi migliorare le prestazioni dei classici caricabatteria a due bobine. Sarebbe utile inoltre studiare il sistema anche per altri valori di frequenza di alimentazione, diversi da quelli imposti dalle norme *SAE*, in quanto probabilmente si riuscirebbe ad individuare dei valori che migliorerebbero il funzionamento di tali sistemi [6].

Ringraziamenti

Arrivato alla fine di questo percorso di studi, desidero innanzitutto ringraziare il Professor M. Bertoluzzo, per avermi dato la possibilità di sviluppare un lavoro per me molto interessante e per la sua costante disponibilità a chiarire ogni mio dubbio. Desidero inoltre ringraziare i compagni di laboratorio Stefano e Mattia, per la loro ottima compagnia e per gli utili consigli, e i compagni di mille avventure accademiche Elia e Nicola, per la loro amicizia e l'immane supporto.

Un ringraziamento speciale va alla mia famiglia, in particolare ai miei genitori Marco e Alessandra, per l'educazione e i valori che mi hanno trasmesso, per tutti i sacrifici fatti per permettermi di continuare gli studi, per il sostegno nei momenti difficili e per la fiducia che hanno sempre riposto in me.

Un ringraziamento particolare va ad Elisa, per aver dato una bella scossa alla mia vita e per esserne diventata un punto fermo, per avermi permesso di riscoprire me stesso, le mie passioni e i miei obiettivi. Un grazie soprattutto per l'amore e la grande stima che mi trasmette ogni giorno, per il suo sostegno e per i bellissimi momenti passati insieme in questi 3 anni.

Infine desidero ringraziare tutti gli amici e i parenti che hanno condiviso con me gli ultimi anni, per aver contribuito, anche in piccola parte, a farmi raggiungere questo importante traguardo.

Bibliografia

- [1] M. Bertoluzzo, K.N. Mude, and G. Buja, “Preliminary investigation on contactless energy transfer for electric vehicle battery recharging,” *Proc. of IEEE Int. Conf. on Ind. and Information Systems (ICIIS)*, 2012, pp. 1-6.
- [2] G. Buja, M. K. Naik e M. Bertoluzzo, “Design and experimentation of WPT Charger for Electric city-Car”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp.7436-7447, June 2015.
- [3] R. K. Jha, S. Giacomuzzi, G. Buja, M. Bertoluzzo e M.K. Naik, “Efficiency and power sizing of SS vs. SP topology for wireless battery chargers”, *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 1014-1019, 2016.
- [4] S. C. Moon, B. C. Kim, S. Y. Cho, C. H. Ahn, and G.W. Moon, “Analysis and design of a wireless power transfer system with an intermediate coil for high efficiency,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 5861–5870, Nov. 2014.
- [5] S. Moon and G. W. Moon, “Wireless power transfer system with an asymmetric four-coil resonator for electric vehicle battery chargers,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 6844–6854, Oct. 2016.
- [6] D. H. Tran, V. B. Vu and W. Choi, “Design of a high-efficiency wireless power transfer system with intermediate coils for the on-board chargers of electric vehicles” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, January 2018.
- [7] S. Wang, D. Gao, “Power transfer efficiency analysis of the 4-coil wireless power transfer system based on circuit theory and coupled-mode theory”, *IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 1230-1234, June 2016.
- [8] E. Gazzola, “Analisi della risonanza in due diverse topologie di compensazione per un caricabatterie wireless”, M. sc. Degree Thesis, Università degli studi di Padova, Relatore M. Bertoluzzo, 2018
- [9] Finite Element Method Magnetics Version 4.2 User’s Manual October 16, 2010.
- [10] Wikipedia. Metodo degli elementi finiti, 2018.

Appendice A

Vengono riportate in seguito alcune parti dello script LUA creato e utilizzato per le simulazioni riguardanti il sistema a quattro bobine. Attraverso tale script è stato possibile definire il tipo di problema, disegnare e parametrizzare la geometria del modello ed eseguirne le necessarie simulazioni ed è stato realizzato seguendo le indicazioni presenti in [9]. In particolare, vengono calcolati i valori dei coefficienti di accoppiamento per ogni configurazione geometrica impostata. Con l'utilizzo poi di alcuni cicli FOR, a partire da questo script si sono potute eseguire diverse simulazioni variando i parametri geometrici all'interno di range prestabiliti.

```
dofile("dati_4bobine.lua")
-- CALCOLO DEL DIAMETRO ESTERNO DELLE BOBINE INTERMEDIE
r_extB1 = r_intB1+spireB1*passo_B1

open("4bobine.fem")
mi_saveas("temp.fem")
mi_probdef(85000,"millimeters","axi",1e-8)
mi_clearselected()
-- PULIZIA GEOMETRIA PRECEDENTE
mi_selectrectangle(-3000,3000,3000,-3000,0)
mi_deleteselectednodes()
mi_clearselected()
mi_selectrectangle(-3000,3000,3000,-3000,2)
mi_deleteselectedlabels()
mi_clearselected()
mi_deleteboundprop()
mi_purgemesh()
-- ELIMINAZIONE MATERIALI PRECEDENTI
mi_deletematerial("Air")
mi_deletematerial("Soft magnetic ferrite (Fe-Ni-Zn-V)")
mi_deletematerial("Litz wire")
-- CREAZIONE ED ESTRAZIONE DEI MATERIALI DALLA LIBRERIA
mi_getmaterial("Air")
mi_getmaterial("Soft magnetic ferrite (Fe-Ni-Zn-V)")
mi_addmaterial("Litz wire",1,1,0,0,58,0,0,1,5,0,0,50,0,367)
-- DISEGNO DEI PANNELLI DI FERRITE
for k_fer = 0,1 do
mi_addnode(0,0+k_fer*dist_fer)
mi_addnode(0,z_fer+k_fer*dist_fer)
mi_addnode(r_fer,0+k_fer*dist_fer)
mi_addnode(r_fer,z_fer+k_fer*dist_fer)
mi_addsegment(0,0+k_fer*dist_fer,0,z_fer+k_fer*dist_fer)
mi_addsegment(0,0+k_fer*dist_fer,r_fer,0+k_fer*dist_fer)
mi_addsegment(0,z_fer+k_fer*dist_fer,r_fer,z_fer+k_fer*dist_fer)
mi_addsegment(r_fer,z_fer+k_fer*dist_fer,r_fer,0+k_fer*dist_fer)
--mi_selectsegment(0,0+k_fer*dist_fer)
mi_selectsegment(r_fer,0+k_fer*dist_fer)
mi_selectsegment(r_fer,z_fer+k_fer*dist_fer)
mi_selectsegment(r_fer,z_fer/2+k_fer*dist_fer)
mi_setsegmentprop("/",maxseg_fer,0,0,100)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(0+r_fer/2,z_fer/2+k_fer*dist_fer)
mi_selectlabel(0+r_fer/2,z_fer/2+k_fer*dist_fer)
mi_setblockprop("Soft magnetic ferrite (Fe-Ni-Zn-V)",automesh_fer,meshsize_fer,"/",0,0,1)
mi_clearselected()
end
```

Per quanto riguarda il disegno della geometria delle bobine, per semplicità viene riportata in seguito solamente la parte di script relativa al disegno della bobina trasmettitrice.

```

-- DISEGNO DELLE BOBINE TRASMETTITRICE E RICEVITRICE
for kpas = 0, spireTR-1 do
-- BOBINA TRASMETTITRICE
-- CREAZIONE NODI E ASSEGNAZIONE GRUPPI
mi_addnode(r_int+s_isolh+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR)
mi_addnode(r_int+s_isolh+r_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv)
mi_addnode(r_int+s_isolh+d_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR)
mi_addnode(r_int+s_isolh+r_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+d_CTR)

mi_selectnode(r_int+s_isolh+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR)
mi_selectnode(r_int+s_isolh+r_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv)
mi_selectnode(r_int+s_isolh+d_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR)
mi_selectnode(r_int+s_isolh+r_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+d_CTR)
mi_setgroup(kpas+1)
mi_clearselected()

-- CREAZIONE ARCHI (CONDUTTORI) E ASSEGNAZIONE GRUPPI AGLI ARCHI
mi_addarc(r_int+s_isolh+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR,r_int+s_isolh+r_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv,90,10)
mi_addarc(r_int+s_isolh+r_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv,r_int+s_isolh+d_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR,90,10)
mi_addarc(r_int+s_isolh+d_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR,r_int+s_isolh+r_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+d_CTR,90,10)
mi_addarc(r_int+s_isolh+r_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+d_CTR,r_int+s_isolh+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR,90,10)

mi_selectarcsegment(r_int+s_isolh+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR+1)
mi_selectarcsegment(r_int+s_isolh+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR-1)
mi_selectarcsegment(r_int+s_isolh+d_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR+1)
mi_selectarcsegment(r_int+s_isolh+d_CTR+kpas*passo_TR,z_fer+s_isolv+r_CTR-1)
mi_setarcsegmentprop(maxseg_arc,"/",0,kpas+1)
mi_clearselected()

-- CREAZIONE CIRCUITI
mi_addcircprop("TRA_spira"..kpas+1,0,1)
mi_addcircprop("RIC_spira"..kpas+spireTR+1,0,1)

-- CREAZIONE LABELS E ASSEGNAZIONE GRUPPI E CIRCUITI
mi_addblocklabel(r_int+s_isolh+kpas*passo_TR+r_CTR,z_fer+s_isolv+r_CTR)

mi_selectlabel(r_int+s_isolh+kpas*passo_TR+r_CTR,z_fer+s_isolv+r_CTR)
mi_setblockprop("Litz wire",1,0,"TRA_spira"..kpas+1,0,kpas+1,1)
mi_clearselected()

-- CREAZIONE LABEL ARIA
mi_addblocklabel(500,82.7)
mi_selectlabel(500,82.7)
mi_setblockprop("Air",automesh_air,meshsize_air,"/",0,0,0)
mi_clearselected()

-- CREAZIONE BOUNDARY CONDITION
mi_makeABC(7,1272.7,0,82.7,0)

```

Viene mostrata in seguito la parte di script relativa al calcolo dell'autoinduttanza della bobina trasmettitrice, della mutua induttanza tra le bobine trasmettitrice e ricevitrice e quindi di k_{TR} .

```

-- AUTOINDUTTANZA BOBINA TRASMETTITRICE
I_tra = 1
I_1 = 0
I_2 = 0
I_ric = 0

-- ASSEGNAZIONE CORRENTI AI CONDUTTORI
-- BOBINE TRASMETTITRICE E RICEVITRICE
for kpas = 0, spireTR-1 do
mi_modifycircprop("TRA_spira"..kpas+1,1,I_tra)
mi_modifycircprop("RIC_spira"..kpas+spireTR+1,1,I_ric)
end

-- BOBINA INTERMEDIA 1
for kB1 = 0, spireB1-1 do
mi_modifycircprop("1_spira"..kB1+2*spireTR+1,1,I_1)
end

-- BOBINA INTERMEDIA 2
for kB2 = 0, spireB2-1 do
mi_modifycircprop("2_spira"..kB2+2*spireTR+spireB1+1,1,I_2)
end

-- CREAZIONE MESH
mi_createmesh()

-- AVVIO ANALISI
mi_analyze()

-- VISUALIZZAZIONE RISULTATI
mi_loadsolution()

mo_seteditmode("area")
for kTR = 1, spireTR do
mo_groupselectblock(kTR)
end

AJ_T = mo_blockintegral(0)
mo_clearblock()

L_T = AJ_T/(I_tra)^2

```



```

-- MUTUA TRA BOBINA TRASMETTITRICE E BOBINA RICEVITRICE
I_tra = 1
I_1 = 0
I_2 = 0
I_ric = 1

-- ASSEGNAZIONE CORRENTI AI CONDUTTORI
-- BOBINE TRASMETTITRICE E RICEVITRICE
for kpas = 0, spireTR-1 do
mi_modifycircprop("TRA_spira"..kpas+1,1,I_tra)
mi_modifycircprop("RIC_spira"..kpas+spireTR+1,1,I_ric)
end

-- BOBINA INTERMEDIA 1
for kb1 = 0, spireB1-1 do
mi_modifycircprop("1_spira"..kb1+2*spireTR+1,1,I_1)
end

-- BOBINA INTERMEDIA 2
for kb2 = 0, spireB2-1 do
mi_modifycircprop("2_spira"..kb2+2*spireTR+spireB1+1,1,I_2)
end

-- CREAZIONE MESH
mi_createmesh()

-- AVVIO ANALISI
mi_analyze()

-- VISUALIZZAZIONE RISULTATI
mi_loadsolution()

mo_seteditmode("area")
for kTR = 1, spireTR do
mo_groupselectblock(kTR)
end

AJ_T = mo_blockintegral(0)
mo_clearblock()

LT_MTR = AJ_T/(I_tra*I_ric)
M_TR = LT_MTR - L_T
k_TR = M_TR/sqrt(L_T*L_R)

handle = openfile("ris_4bobine.txt","a")
write(handle,"M TR = ",M_TR,"\n","k TR = ",k_TR,"\n")
closefile(handle)

```