



Ricerca di Sistema elettrico

Studio e progetto preliminare per un sistema di ricarica dinamica wireless

Manuele Bertoluzzo



STUDIO E PROGETTO PRELIMINARE PER UN SISTEMA DI RICARICA DINAMICA WIRELESS

Manuele Bertoluzzo, (Laboratorio di Sistemi Elettrici per l'Automazione e la Veicolistica, Dipartimento di Ingegneria Industriale, Università di Padova)

Settembre 2016

Accordo di Programma Ministero dello Sviluppo Economico - ENEA

Piano Annuale di Realizzazione 2016

Area: Razionalizzazione e risparmio nell'uso dell'energia elettrica

Progetto D.7: "Mobilità elettrica sostenibile"

Obiettivo: Tecnologie e infrastrutture di ricarica veicoli elettrici ; sub obiettivo b1 ricarica wireless dinamica

Responsabile del Progetto: Antonino Genovese, ENEA

Il presente documento descrive le attività di ricerca svolte all'interno dell'Accordo di collaborazione con l'università di Padova: "Studio e progetto preliminare per un sistema di ricarica dinamica wireless"

Responsabile scientifico ENEA: Dr. Rosanna Pinto

Responsabile scientifico Università di Padova: Prof. Manuele Bertoluzzo

Indice

SOMMARIO.....	4
1 INTRODUZIONE.....	6
2 <i>PROGETTAZIONE DELLE BOBINE TRASMITTENTI E DEL PICK-UP</i>	6
2.1 BOBINE NON POLARIZZATE E POLARIZZATE.....	6
2.2 PARAMETRI INDUTTIVI DELLE BOBINE DD.....	7
2.3 PROPRIETÀ DELLE BOBINE DD.....	9
2.4 BOBINE DD NON ALLINEATE.....	10
2.5 PROGETTO DELLE BOBINE DD.....	11
2.5.1 <i>Schema circuitale del sistema di ricarica wireless dinamica</i>	12
2.5.2 <i>Potenza trasferita</i>	13
2.5.3 <i>Dimensioni e numero di spire delle bobine DD</i>	14
2.5.4 <i>Dimensioni del nucleo</i>	15
2.5.5 <i>Ottimizzazione del progetto dei nuclei ferromagnetici</i>	16
3 DIMENSIONAMENTO DEI CONVERTITORI STATICI DI POTENZA INSTALLATI A BORDO.....	17
4 DIMENSIONAMENTO ELETTRICO DELLE BOBINE E DELLE RETI RISONANTI.....	20
4.1 PICK-UP E CONDENSATORE IN RISONANZA SERIE.....	21
4.2 BOBINA TRASMITTENTE E RETE DI COMPENSAZIONE LCL.....	22
5 DIMENSIONAMENTO DEI CONVERTITORI DI POTENZA CHE ALIMENTANO LE BOBINE A TERRA.....	24
5.1 RADDRIZZATORE A DIODI CON PFC.....	24
5.2 INVERTITORE DI ALIMENTAZIONE.....	25
6 PROGETTO DEGLI ALGORITMI DI CONTROLLO.....	26
6.1 ALGORITMO DI CONTROLLO DELLA SEZIONE TRASMITTENTE.....	26
6.1.1 <i>Funzione di trasferimento alle ampiezze</i>	27
6.1.2 <i>Diagrammi di Bode</i>	28
6.1.3 <i>Algoritmi di controllo</i>	29
6.2 ALGORITMO DI CONTROLLO DELLA SEZIONE RICEVENTE.....	30
7 SIMULAZIONE DEL SISTEMA COMPLESSIVO E DEI RELATIVI ALGORITMI DI CONTROLLO.....	31
8 INDIVIDUAZIONE DEGLI INTERRUITORI STATICI DI POTENZA E DEI RELATIVI DRIVER CON LE CARATTERISTICHE ADATTE ALLA REALIZZAZIONE DEI CONVERTITORI STATICI.....	32
8.1 INTERRUITORI STATICI DI POTENZA.....	32
8.2 DRIVER.....	33
APPENDICE.....	33
RINGRAZIAMENTI.....	34
BIBLIOGRAFIA.....	34

Sommario

I sistemi per la ricarica dinamica wireless possono costituire una soluzione ai problemi riguardanti l'autonomia e il tempo di ricarica che rallentano la diffusione dei veicoli elettrici. Questi apparati, basati sulla tecnologia dell'accoppiamento induttivo tra una o più bobine trasmettenti e una bobina ricevente, fanno uso di opportune reti di compensazione per aumentare l'efficienza del trasferimento di energia e per ridurre la potenza di dimensionamento dei vari componenti. Gli stessi fini, insieme a quello di ridurre le dimensioni delle bobine, sono perseguiti anche scegliendo una frequenza di alimentazione delle bobine trasmettenti relativamente elevata; ciò comporta l'adozione di soluzioni circuitali e l'impiego di componenti elettronici diversi da quelli impiegati nelle comuni applicazioni industriali. Per lo stesso motivo anche gli algoritmi per il controllo dei vari convertitori statici che compongono il sistema e per la sua gestione complessiva devono essere sviluppati su basi non convenzionali.

Il progetto RdS/PAR2016 ha avuto come scopo il progetto delle bobine e delle relative reti risonanti, il dimensionamento di massima dei convertitori statici e lo studio degli algoritmi di controllo di un sistema di ricarica dinamica wireless prototipale destinato alla carica degli accumulatori della city-car "Spazia". Parte dell'attività è stata sviluppata a partire dai risultati raggiunti nel corso dei precedenti progetti ed è stata focalizzata sugli argomenti elencati di seguito.

- *Progettazione delle bobine trasmettenti e del pick-up.*

Le dimensioni e la disposizione degli avvolgimenti delle bobine sono state progettate rispettando i vincoli posti dalle dimensioni del veicolo "Spazia" e ipotizzando che la potenza trasferita a bordo del veicolo sia quella necessaria a mantenerlo in moto alla velocità massima.

- *Dimensionamento elettrico delle bobine e delle reti risonanti.*

In base alle caratteristiche induttive delle bobine, determinate al termine della attività precedente, e delle specifiche di tensione e corrente derivate dalle modalità di ricarica degli accumulatori del veicolo "Spazia", sono state determinate le specifiche in tensione e corrente per le bobine stesse e per i componenti passivi che costituiscono le reti risonanti collegate alle bobine trasmettenti e al pick-up.

- *Dimensionamento dei convertitori statici di potenza che alimentano le bobine a terra*

Questa attività ha comportato la determinazione della topologia degli invertitori ad alta frequenza che alimentano le bobine trasmettenti. E' stato inoltre effettuato un dimensionamento in tensione e corrente dei principali componenti attivi e passivi degli invertitori. Al fine di semplificare la progettazione e la successiva realizzazione del sistema wireless prototipale, è stato dimensionato un solo tipo di invertitore dedicato alla alimentazione di una singola bobina, da realizzare poi in tanti esemplari quante sono le bobine trasmettenti.

- *Dimensionamento dei convertitori statici di potenza installati a bordo.*

L'attività relativa a questo punto ha rispecchiato quanto descritto riguardo i circuiti di alimentazione delle bobine. Ovviamente, trattandosi di un convertitore AC-DC, è stata considerata una topologia differente. Anche in questo caso è stato effettuato il dimensionamento dei principali componenti attivi e passivi.

- *Progetto degli algoritmi di controllo.*

Sulla base delle topologie selezionate per i convertitori statici di potenza e dei requisiti posti per la ricarica degli accumulatori del veicolo, sono stati progettati gli algoritmi da implementare nei controllori delle sezioni trasmettente e ricevente del sistema di ricarica wireless.

- *Simulazione del sistema complessivo e dei relativi algoritmi di controllo.*

I risultati ottenuti nei punti precedenti riguardanti la topologia dei convertitori statici e gli algoritmi di controllo sono stati verificati per mezzo di una analisi assistita dal calcolatore che ha consentito di studiare il comportamento del sistema di ricarica wireless in diverse modalità operative. A tale scopo sono stati realizzati diversi programmi e modelli in ambiente PSIM per l'analisi numerica di alcune parti del sistema di ricarica wireless e del sistema complessivo.

- *Individuazione degli interruttori statici di potenza e dei relativi driver con le caratteristiche adatte alla realizzazione dei convertitori statici.*

A completamento dell'attività svolta nel punto precedente, è stata esaminata la documentazione messa a disposizione dai produttori riguardante i transistor e i diodi di potenza al fine di individuare la tipologia più adatti alla realizzazione dei convertitori statici presenti nel sistema wireless dinamico. Sono state anche analizzate le caratteristiche richieste ai circuiti di comando dei transistor di potenza.

1 Introduzione

E' opinione comune che i veicoli elettrici siano una soluzione praticabile per i problemi relativi all'inquinamento ambientale e al prossimo esaurimento dei combustibili fossili. Attualmente la loro diffusione è rallentata da considerazioni riguardanti la loro autonomia, che risulta ancora inferiore a quella dei veicoli a combustione interna, e la lunga durata del processo di ricarica degli accumulatori di bordo, che anche ipotizzando di effettuare una ricarica rapida, può essere quantificato in non meno di mezz'ora.

La ricarica wireless dinamica rappresenta una soluzione per entrambi questi problemi dato che consente di trasferire energia a bordo del veicolo mentre esso è in moto, aumentandone indefinitamente l'autonomia e riducendo a zero il tempo di sosta necessario alla ricarica [1]-[3].

La tecnica attualmente utilizzata per l'implementazione della ricarica wireless è basata sul trasferimento induttivo di potenza operato tra due bobine, quella trasmittente installata sotto il manto stradale e quella ricevente, denominata pick-up, posta a bordo del veicolo. Nella ricarica wireless dinamica, la necessità di trasferire energia al veicolo in corsa presuppone che esso si muova su tratti di strada attrezzati con numerose bobine trasmittenti, attivate sequenzialmente man mano che esse risultano accoppiate con il pick-up.

Oltre che dalla bobine, un sistema di ricarica wireless è costituito anche dai convertitori di potenza elettrica deputati alla alimentazione delle bobine trasmittenti e alla ricarica degli accumulatori mediante il condizionamento della potenza trasferita al pick-up. Al fine di ridurre le dimensioni delle bobine e di aumentare l'efficienza complessiva del sistema, le bobine trasmittenti sono alimentate con una tensione alternata ad alta frequenza e ciò richiede che l'invertitore di alimentazione sia realizzato impiegando architetture, componenti e algoritmi di controllo diversi da quelli usualmente adottati nell'industria. Ovviamente anche il convertitore posto a bordo del veicolo opera alla medesima frequenza e deve integrarsi con il sistema di gestione degli accumulatori. Gli algoritmi di controllo della sezione trasmittente e di quella ricevente del sistema di ricarica wireless operano in sinergia, evitando per esempio di trasferire al veicolo più potenza di quella che esso è in grado di gestire. A tale scopo è necessario venga implementato un canale di comunicazione che consenta ai due algoritmi di controllo di scambiarsi le informazioni necessarie ad operare in concerto.

Nei capitoli seguenti i risultati ottenuti sono esposti con un ordine diverso rispetto a quello seguito nel Sommario al fine di ripercorrere il processo logico che ha permesso la progettazione e/o il dimensionamento dei vari componenti del sistema wireless.

2 Progettazione delle bobine trasmittenti e del pick-up

Nella realizzazione di sistemi di ricarica wireless possono essere impiegate bobine aventi strutture diverse ma con le comuni caratteristiche di essere piane, compatte e leggere al fine di essere facilmente installate sul veicolo e sotto il manto stradale. Inoltre deve essere garantito un coefficiente di accoppiamento soddisfacente tra la bobina trasmittente e il pick-up pur mantenendo una distanza dal suolo del veicolo di circa 15-20 cm e una ragionevole tolleranza al disallineamento laterale. Le bobine con le spire disposte a spirale hanno dimostrato prestazioni migliori rispetto a quelle con un diverso tipo di avvolgimento grazie alla maggiore uniformità della induzione magnetica sulla loro superficie che consente di ottenere un migliore coefficiente di accoppiamento tra la bobina trasmittente attualmente alimentata e il pick-up, con conseguente maggiore efficienza di trasmissione [4], [5].

2.1 Bobine non polarizzate e polarizzate

Oltre alla disposizione delle spire, anche la geometria dell'avvolgimento nel suo complesso ha un ruolo importante nel definire le prestazioni delle bobine. Le bobine piane possono infatti essere suddivise in due classi: non polarizzate e polarizzate. Nel primo caso su ogni faccia della bobina è presente un solo polo magnetico cosicché le linee di flusso magnetico lasciano la faccia della bobina dove risiede il polo nord, girano attorno ai bordi della bobina e si richiudono sulla faccia che contiene il polo sud, come mostrato nella Figura 1a. Al contrario, nelle bobine polarizzate sono presenti entrambi i poli magnetici su regioni

diverse della medesima faccia della bobina, di conseguenza le linee di flusso magnetico che lasciano una faccia della bobina hanno origine nella regione dove risiede il polo nord, si curvano sopra la bobina e quindi si richiudono sulla stessa faccia, nella regione dove risiede il polo sud [6]-[8]. Rispetto alle bobine non polarizzate, l'intensità di induzione magnetica risulta più debole lungo sul bordo della bobina ma mantiene valori più elevati sopra le zone centrali anche a distanze maggiori dalla superficie, come esemplificato nella Figura 1b. Questo effetto è ulteriormente amplificato appoggiando la bobina su un nucleo ferromagnetico piano che contribuisce a concentrare le linee di flusso sopra la superficie della bobina opposta al nucleo stesso.

Le cosiddette bobine DD sono le bobine polarizzate che trovano maggior impiego in letteratura. Come mostrato in Figura 1b, ogni bobina DD è costituita da due sub-bobine uguali, aventi un lato in comune e la forma approssimativa di una lettera D; le sub-bobine sono collegate in serie ma sono avvolte in senso opposto al fine di generare poli magnetici di segno opposto quando sono percorse da corrente. Di conseguenza, in una coppia di bobine DD affacciate e coassiali poste a distanze di esercizio avviene che un numero consistente di linee di flusso che lasciano una delle sub-bobine trasmettenti concatenano la corrispondente sub-bobina del pick-up, quindi attraversa l'altra sub-bobina del pick-up e infine si chiude attraversando la seconda sub-bobina trasmittente, dando origine a un coefficiente di accoppiamento più elevato di quello ottenibile da una coppia di bobine tradizionali di pari dimensioni.

Come mostrato nella figura, gli assi x e y delle bobine DD sono convenzionalmente orientati secondo il lato comune delle sub-bobine e nella direzione ad esso complanare e perpendicolare mentre l'asse z è posto ortogonalmente a questi. Come illustrato in seguito, le bobine sono installate in modo tale che il moto del veicolo avvenga lungo l'asse x.

2.2 Parametri induttivi delle bobine DD

Al fine di effettuare un dimensionamento preliminare delle bobine DD è utile disporre di espressioni in forma chiusa dei loro parametri induttivi. Per quanto è noto agli autori del presente documento, tali espressioni non sono disponibili e pertanto sono state sviluppate procedendo come segue.

Considerando che una bobina DD è formata da due sub-bobine uguali, la sua mutua induttanza può essere espressa nella forma

$$L_{DD} = 2(L_{SB} + M_{SB}) \quad (1)$$

dove L_{SB} è l'autoinduttanza di una delle sub-bobine e M_{SB} è la mutua induttanza esistente tra le due sub-bobine.

Supponendo che le bobine siano prive di nucleo e che le sub-bobine siano rettangolari, l'autoinduttanza di ognuna di esse può essere approssimata con la formula [9]

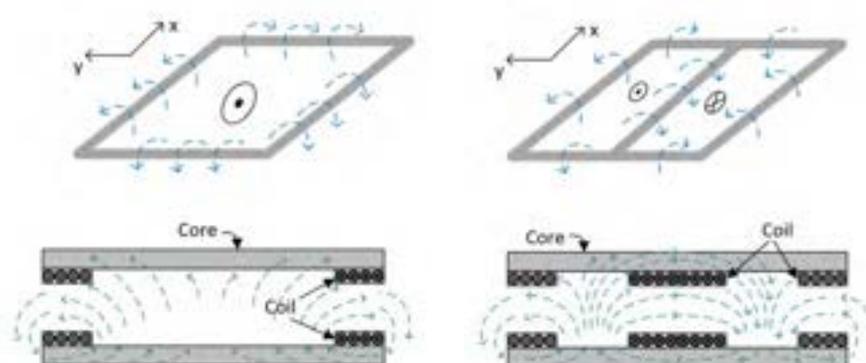


Figura 1. Bobine non polarizzate (a). Bobine polarizzate (b).

$$L_{SB} = N^2 \frac{\mu_0}{\pi} \left[X \ln \left(\frac{2X}{r} \right) + \frac{Y}{2} \ln \left(\frac{Y}{r} \right) + 2 \sqrt{\frac{Y^2}{4} + X \frac{Y^2}{4}} - X \ln \left(\frac{X + \sqrt{\frac{Y^2}{4} + X^2}}{\frac{Y}{2}} \right) - \frac{Y}{2} \ln \left(\frac{\frac{Y}{2} + \sqrt{\frac{Y^2}{4} + X^2}}{X} \right) - 2(Y/2 + X) \right] \quad (2)$$

dove N è il numero di spire della sub-bobina, μ_0 è la permeabilità dell'aria, r è il raggio del filo, supposto a sezione circolare, con cui sono realizzate le sub-bobine e X e Y sono le dimensioni delle sub-bobine lungo gli assi x e y.

Per determinare M_{SB} è stata impiegata la formula di Neumann [10] data dalla (3)

$$\Delta M = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[\begin{array}{l} (y_2 - y_4) \ln(\sqrt{(y_2 - y_4)^2 + (d + r)^2} + y_4 - y_2) + \sqrt{(y_2 - y_4)^2 + (d + r)^2} + \\ -(y_1 - y_4) \ln(\sqrt{(y_1 - y_4)^2 + (d + r)^2} + y_4 - y_1) - \sqrt{(y_1 - y_4)^2 + (d + r)^2} + \\ -(y_2 - y_3) \ln(\sqrt{(y_2 - y_3)^2 + (d + r)^2} + y_3 - y_2) - \sqrt{(y_2 - y_3)^2 + (d + r)^2} + \\ (y_1 - y_3) \ln(\sqrt{(y_1 - y_3)^2 + (d + r)^2} + y_3 - y_1) + \sqrt{(y_1 - y_3)^2 + (d + r)^2} + \end{array} \right] \quad (3)$$

Essa considera due conduttori rettilinei paralleli, aventi sezione circolare e appartenenti a due diverse bobine e calcola il contributo ΔM dato dai conduttori considerati alla mutua induttanza tra le due bobine. L'espressione (3) vale per due conduttori allineati lungo l'asse y, ma può essere facilmente estesa a coppie di conduttori allineati lungo l'asse x. Nella formula la generica terna (x_n, y_n, z_n) indica le coordinate delle estremità dei conduttori, r è il loro raggio e d è la distanza tra di essi, mostrata in Figura 2 ed espressa dalla (4).

$$d = \sqrt{(x_4 - x_2)^2 + (z_4 - z_2)^2} \quad (4)$$

Applicando la (3) e la (4), la mutua induttanza è ottenuta come somma dei contributi calcolati per le combinazioni di ogni conduttore di una sub-bobina con tutti i conduttori ad esso paralleli della dell'altra sub-bobina. I singoli contributi sono considerati positivi quando la corrente fluisce nello stesso verso in entrambi i conduttori e negativi nel caso opposto. Sostituendo quindi nella (1) la (2) e la mutua induttanza calcolata mediante la (3) si ottiene un valore approssimato di L_{DD} .

La mutua induttanza tra due bobine DD uguali, affacciate e coassiali si può scrivere nella forma

$$M_{DD} = 2(M_{SB1} + M_{SB2}) \quad (5)$$

Dove M_{SB1} è la muta induttanza tra due sub-bobine affacciate e M_{SB2} è la mutua induttanza tra due sub-bobine non affacciate. Applicando la (3) alle coppie di conduttori paralleli delle sub-bobine e sommando i

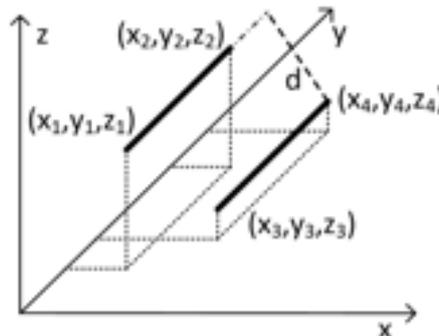


Figura 2. Conduttori rettilinei paralleli.

Tabella I. Auto e muta induttanza								
Bobine	Dimensione [cm ²]	N° spire [N]	L _{Cal} [μH]	L _{FEM} [μH]	DL [%]	M _{Cal} [nH]	M _{FEM} [nH]	DM [%]
Sub-bobine	40 × 20	1	0.80	0.74	8	68	67	1.4
Bobine DD	40 × 40	1	1.90	1.78	7	118	115	2.5
Bobine non polarizzate	40 × 40	1	1.19	1.11	6	161	160	0.6

relativi contributi si ottengono M_{SB1} e M_{SB2} che sono poi sostituiti in (5) per calcolare M_{DD} .

L'accuratezza del metodo presentato è stata verificata applicandolo ad un caso di studio e confrontando i risultati ottenuti con quelli ricavati da una analisi FEM sul medesimo caso. A tale scopo è stata considerata una coppia di bobine DD quadrate aventi lato di 40 cm, con sub-bobine rettangolari aventi dimensione 40 cm x 20 cm e formate da una sola spira di filo a sezione circolare con raggio di 4.5 mm. Le due bobine DD sono prive di nucleo e poste coassialmente ad una distanza di 15 cm l'una dall'altra. Come confronto è stata considerata anche una coppia di bobine quadrate non polarizzate, aventi uguali dimensione e poste alla medesima distanza. Per entrambi i tipi di bobine è stata calcolata l'autoinduttanza delle singole bobine e la mutua induttanza tra le bobine accoppiate utilizzando le equazioni (1)-(5) e il codice FEM; i risultati ottenuti sono riportati nella Tabella I, nella quale il pedice Cal indica le grandezze calcolate e il pedice FEM quelle ottenute impiegando l'omonima analisi. La differenza percentuale tra le autoinduttanze ottenute con i due metodi è indicata con D_L mentre la differenza percentuale tra le mutue induttanze è indicata con D_M .

L'analisi della tabella rivela che le equazioni (1)-(5) costituiscono un valido strumento durante la fase iniziale del dimensionamento di una coppia di bobine DD aventi una struttura semplice come quella considerata. Risulta altresì sorprendente come la muta induttanza ottenuta con le bobine non polarizzate sia maggiore di quella relativa alle bobine DD, che pure sono accreditata di migliori prestazioni. Tale questione viene risolta nei paragrafi seguenti, dove sarà impiegato un codice FEM per analizzare bobine con una struttura più complessa, composte da avvolgimenti con più spire disposte a spirale e/o dotate di nucleo ferromagnetico.

2.3 Proprietà delle bobine DD

Le proprietà delle bobine DD che influenzano maggiormente il trasferimento di potenza sono la mutua induttanza M e il coefficiente di accoppiamento k . In questo paragrafo viene impiegata l'analisi FEM per studiare la dipendenza di questi parametri dalla distanza tra la bobina trasmittente e il pick-up; la stessa dipendenza viene studiata anche per bobine non polarizzate di uguale dimensioni al fine di valutare la convenienza dell'impiego di bobine DD. Come nel paragrafo precedente, sono considerate coppie di bobine quadrate aventi lato di 40 cm.

I valori di M e k relativi a bobine prive di nucleo ferromagnetico sono mostrati in funzione della distanza rispettivamente in Figura 3a e 3b. Nella figura, così come nelle figure seguenti, le grandezze lineari come la distanza, il disallineamento laterale e lo spostamento longitudinale tra le bobine sono normalizzate rispetto alla dimensione lungo l'asse x delle bobine stesse, che in questo caso è di 40 cm.

I grafici riportati nella Figura 3 mostrano che per una distanza normalizzata inferiore a 0.3 i valori di M

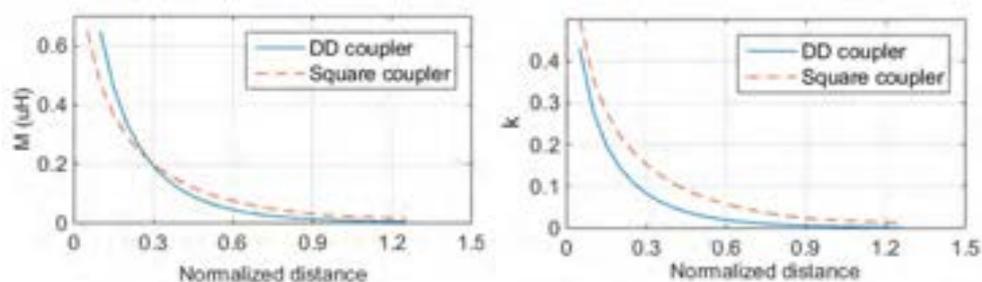


Figura 3. Mutua induttanza (a) e coefficiente di accoppiamento (b) delle bobine DD e delle bobine non polarizzate prive di nucleo.

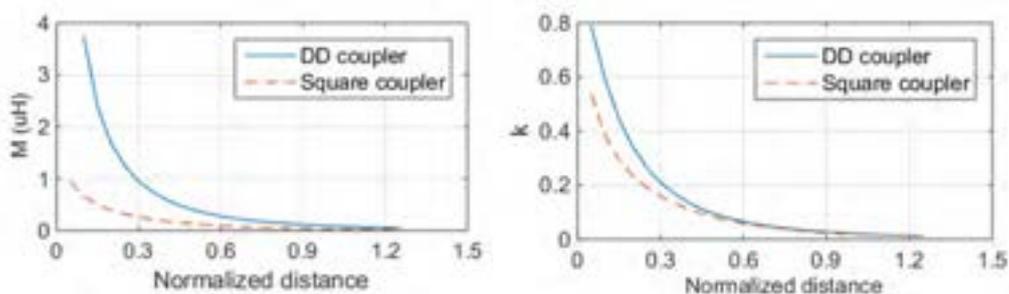


Figura 4. Mutua induttanza (a) e coefficiente di accoppiamento (b) delle bobine DD e delle bobine non polarizzate con nucleo ferromagnetico piano.

conseguiti dalle bobine DD sono maggiori di quelli della controparte non polarizzata; ciò deriva dal fatto che nelle bobine DD le linee di flusso sono quasi perpendicolari alla superficie della bobina che le genera cosicché gran parte di esse concatena anche la bobina affacciata. Al contrario, per una distanza normalizzata maggiore di 0.3, la mutua induttanza delle bobine DD risulta inferiore perché le linee di flusso si chiudono prima di concatenare il pick-up. Vale la pena notare che questo risultato è coerente con i valori riportati nella Tabella I. I grafici della Figura 3b mostrano che, indipendentemente dalla distanza, il coefficiente di accoppiamento delle bobine DD risulta sempre inferiore a quello delle bobine non polarizzate a causa della loro maggiore autoinduttanza.

La situazione cambia completamente considerando bobine i cui avvolgimenti giacciono su nuclei ferromagnetici piani. Essi, infatti, mantengono le linee di flusso perpendicolari alla superficie delle bobine per un tratto più lungo, incrementando il flusso concatenato con la bobina affacciata.

Nel modello usato per l'analisi FEM sono stati quindi inseriti dei nuclei piani formati da ferrite con permeabilità relativa di 2200 e una induzione magnetica di saturazione pari a 0.3T, aventi le stesse dimensioni delle bobine e uno spessore di 1 cm, sufficiente ad evitare la saturazione del nucleo stesso. L'analisi FEM è stata ripetuta ottenendo gli andamenti riportati in Figura 4a e 4b per M e k in funzione della distanza. La figura conferma che l'uso dei nuclei migliora i parametri induttivi delle bobine DD in maniera molto più sensibile di quanto avvenga per le bobine non polarizzate. Più in dettaglio, per una distanza normalizzata inferiore a 0.2 le bobine DD risultano molto più performanti di quelle non polarizzate mentre il loro vantaggio decresce man mano che la distanza si avvicina alla dimensione delle bobine. Considerando il coefficiente di accoppiamento, risulta che l'uso delle bobine DD è conveniente fino ad una distanza normalizzata di 0.6, che nel caso di studio considerato corrisponde a 24 cm e quindi è ben al di sopra della distanza usualmente presente tra il fondo di un veicolo e il manto stradale. Come conseguenza dei risultati presentati, nelle successive investigazioni sono state considerate solamente bobine dotate di nucleo.

2.4 Bobine DD non allineate

Il massimo accoppiamento tra due bobine poste ad una data distanza si ha quando esse sono coassiali. Nel caso di bobine circolari lo spostamento di una bobina rispetto all'altra in una qualsiasi direzione del piano x,y origina la medesima variazione di k ; nel caso di bobine quadrate si ottiene la medesima variazione di k solamente se lo spostamento è parallelo ad uno dei lati delle bobine. Se le bobine sono di tipo DD la variazione di k è diversa se lo spostamento avviene lungo la direzione x (spostamento longitudinale) oppure y (disallineamento laterale).

In questo paragrafo sono considerati sia lo spostamento longitudinale che il disallineamento laterale e le variazioni di k relative ad una coppia di bobine DD sono comparate con quelle di una coppia di bobine non polarizzate di uguali dimensioni. Anche in questo caso le bobine hanno dimensione 40 cm x 40 cm e sono poste ad una distanza di 15 cm. Lo spostamento e il disallineamento sono stati fatti variare da 0 a 60 cm, ottenendo per k i valori riportati rispettivamente in Figura 5a e 5b

La Figura 5a mostra che all'aumentare dello spostamento il coefficiente di accoppiamento delle bobine DD tende a zero più lentamente rispetto a quello delle bobine non polarizzate permettendo un di sfruttare più

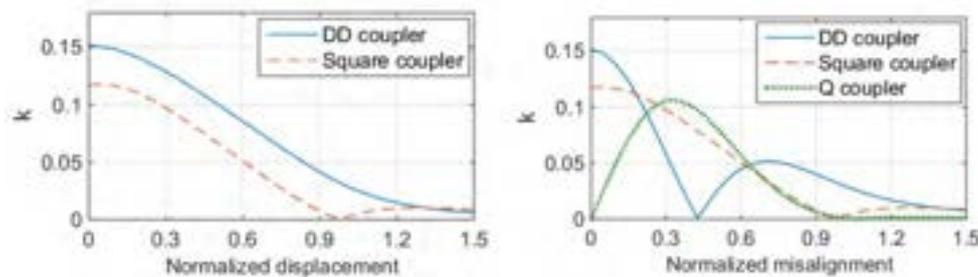


Figura 5. Coefficiente di accoppiamento delle bobine DD e delle bobine non polarizzate in funzione dello spostamento (a) e del disallineamento (b).

efficacemente la lunghezza della bobina trasmittente per trasferire potenza al veicolo. Ciò spiega il motivo per cui la dimensione longitudinale delle bobine DD è allineata con la direzione di moto del veicolo.

La Figura 5b evidenzia che l'effetto del disallineamento sul coefficiente di accoppiamento è molto diverso da quello dello spostamento: nelle bobine DD, k si annulla per un disallineamento normalizzato di circa 0.45 (circa 18 cm) e poi riprende a salire. Questo valore di disallineamento è indicato come "punto di potenza nulla", infatti è caratterizzato da una potenza traferita uguale a zero nel punto stesso e molto piccola nel suo intorno. L'esistenza del punto di potenza nulla è spiegata osservando che con quel valore di disallineamento le bobine si trovano nella situazione seguente:

- una delle sub-bobine del pick-up, indicata con sb1, è completamente affacciata alla bobina trasmittente mentre l'altra sub-bobina, indicata con sb2 lo è solo parzialmente.
- il contributo netto al flusso concatenate complessivo fornito da sb1 ha segno opposto rispetto a quello della situazione di allineamento poiché gran parte di sb1 è affacciata alla sub-bobina trasmittente opposta rispetto a quella della condizione ideale.
- il flusso concatenato con sb1 bilancia esattamente il flusso residuo concatenato con sb2.

Superato il punto di potenza nulla, il flusso concatenato dal pick-up è diverso da zero ma ora prevale il contributo fornito da sb1 cosicché la mutua induttanza tra pick-up e bobina trasmittente cambia di segno. Per risolvere gli inconvenienti dovuti al punto di potenza nulla alcuni autori hanno proposto di inserire una bobina aggiuntiva nel pick-up. Essa è denominata bobina Q ed è posizionata nel centro del pick-up in modo da concatenare un flusso che è nullo quando il pick-up è centrato sulla bobina trasmittente e massimo in corrispondenza del punto di potenza nulla. La bobina Q è collegata a un convertitore di potenza separato e indipendente da quello che condiziona la tensione indotta ai capi del pick-up cosicché la potenza complessiva traferita sul veicolo, data dalla somma dei due contributi, ha un andamento più uniforme e non presenta punti in cui si annulla. Il coefficiente di accoppiamento tra la bobina Q e la bobina trasmittente è mostrato in Figura 5b con la linea tratteggiata.

In conclusione, le Figure 5a e 5b dimostrano le migliori prestazioni delle bobine DD rispetto alle controparti non polarizzate, soprattutto quando sono dotate della bobina Q.

2.5 Progetto delle bobine DD

Una delle specifiche di base di un sistema per la ricarica wireless è il valore medio della potenza trasferita. Nei sistemi wireless dinamici che impiegano bobine di dimensioni simili per la trasmissione e la ricezione, la potenza trasferita ha un andamento pulsante e quindi anche il suo valore di picco deve essere preso in considerazione nel dimensionare il sistema stesso. Picchi di potenza elevati consentono di trasmettere la medesima potenza media impiegando un minor numero di bobine trasmettenti, ma incrementano la potenza di dimensionamento del sistema. Al fine di non dover sovradimensionare il sistema di ricarica prototipale, è stato deciso di ridurre il più possibile i picchi di potenza disponendo le bobine trasmettente fianco a fianco, a breve distanza l'una dall'altra. E' stata inoltre posta l'ipotesi semplificativa che le bobine trasmettenti e il pick-up abbiano dimensioni uguali.

Tabella II. Parametri del veicolo Spazia		
Parametro	Simbolo	Valore
Massa	m	756 kg
Velocità massima	U	50 km/h
Coefficiente di attrito aerodinamico	C_d	0.28
Area frontale	A_f	2.1 m ²
Coefficiente di attrito di rotolamento	K_{rf}	0.01
Massima dimensione laterale del pick-up	b	110 cm
Massima dimensione longitudinale del pick-up	l	140 cm
Altezza dal suolo	C_g	19 cm

La procedura di dimensionamento inizia con la determinazione delle specifiche per le bobine DD, nell'ipotesi di trasferire al pick-up la potenza che il veicolo richiede per muoversi sopra le bobine trasmettenti alla massima velocità. Ovviamente, quando il veicolo si muove a velocità minore, il surplus di energia trasferito al pick-up è usato per ricaricare gli accumulatori, qualora sia necessario. Come caso di studio viene considerato il veicolo "Spazia", le cui caratteristiche sono riportate nella Tabella II.

2.5.1 Schema circuitale del sistema di ricarica wireless dinamica

Lo schema del sistema di ricarica wireless dinamica è mostrato in Figura 6, nella quale si suppone che il pick-up, trasportato dal veicolo, si trovi tra due bobine trasmettenti indicate con #1 e #2. Si supponga che siano verificate le seguenti condizioni: i) il pick-up concatena solamente il flusso generato dalle due bobine trasmettenti più vicine, cioè #1 e #2 nella figura, e le relative mutua induttanza sono indicate con M1 e M2. ii) le bobine trasmettenti #1 e #2 sono percorse da una corrente sinusoidale di uguale ampiezza e fase; iii) il veicolo si muove mantenendo nullo il disallineamento.

Nella figura, così come nelle equazioni seguenti, le grandezze variabili sono indicate genericamente con una lettera minuscola; il pedice pk indica l'ampiezza delle grandezze sinusoidali o il valore di picco di grandezze variabili ma non sinusoidali. Le quantità costanti o variabili molto lentamente rispetto al periodo della tensione di alimentazione delle bobine trasmettenti sono indicate con la lettera maiuscola. Le bobine trasmettenti sono rappresentate dalla loro autoinduttanza L_t a dalle tensioni indotte $\omega M_1 i_p$ e $\omega M_2 i_p$ dove i_p è la corrente che scorre nel pick-up e ω la sua frequenza angolare; il pick-up è rappresentato dalla sua autoinduttanza L_p e dalla tensione indotta $\omega(M_1+M_2) i_t$, dove i_t è la corrente nelle bobine trasmettenti. Il condensatore C_p è in risonanza con L_p e compensa completamente l'induttanza del pick-up. Il circuito collegato al pick-up comprende un raddrizzatore a diodi con un bus DC sostenuto da un condensatore e un chopper in cascata che effettua la carica della batteria. La tensione V_{ch} del bus DC è regolata dal sistema di controllo del caricabatteria (non mostrato in figura) ad un valore leggermente superiore della tensione del bus DC del veicolo mentre la corrente iniettata nel bus DC del veicolo è regolata per mezzo del chopper.

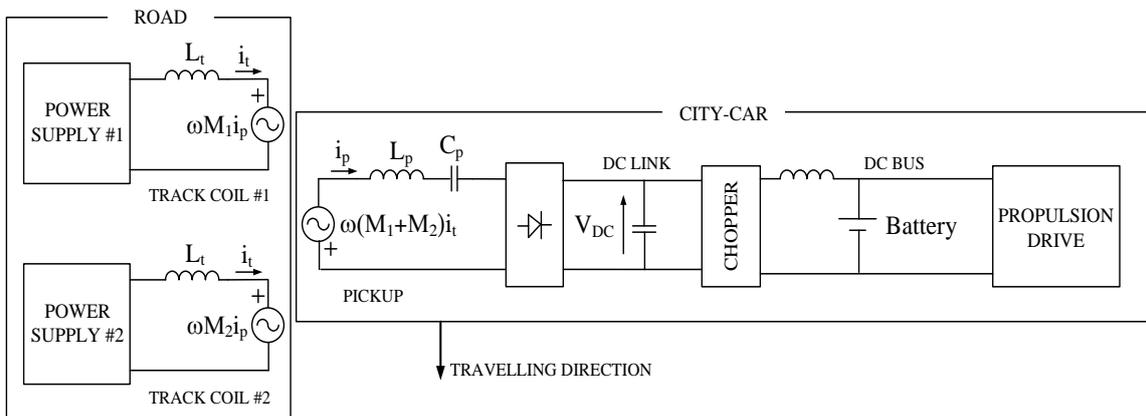


Figura 6. Schema di principio del sistema di ricarica dinamica wireless.

Come dimostrato in, la somma (M_1+M_2) nel caso in cui le bobine trasmettenti siano disposte una di fianco all'altra è costante ed è uguale alla mutua induttanza M_0 esistente tra il pick-up e una delle bobine trasmettenti quando essi sono allineati. Nel seguito sarà considerata questa condizione operativa e quindi la trattazione sarà semplificata ipotizzando di avere una sola bobina trasmettente coassiale con il pick-up e alimentata con la corrente i_t . L'ampiezza della tensione indotta ai capi del pick-up risulta

$$v_{p,pk} = \omega M_0 i_{t,pk} \quad (6)$$

A seguito della (6) e della risonanza della serie Lp-Cp, se la corrente nelle bobine trasmettenti è mantenuta costante anche la tensione applicata all'ingresso del raddrizzatore sarà costante e quindi, per un dato carico, la potenza trasferita sarà costante anche essa. Il carico visto all'uscita del chopper è resistivo e, una volta riportato all'ingresso del raddrizzatore a diodi, è espresso come

$$R_{AC} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{ch}^2}{\eta P_{ch,in}} \quad (7)$$

dove $P_{ch,in}$ è la potenza estratta dal bus DC all'ingresso del chopper e η è l'efficienza del raddrizzatore a diodi. In via prudenziale, nell'analisi seguente si è supposto che tutti i convertitori statici presenti nel sistema abbiano uguale efficienza $\eta=0.92$. Impiegando la (7) lo schema equivalente del pick-up può essere semplificato come in Figura 7, dove R_{CR} rappresenta le perdite dovute alle resistenze parassite delle bobine e del raddrizzatore a diodi.

2.5.2 Potenza trasferita

La potenza richiesta da un veicolo per muoversi a velocità costante U su una strada orizzontale è

$$P_{tract} = (F_d + F_{roll})U \quad (8)$$

dove l'attrito aerodinamico F_d e l'attrito di rotolamento F_{roll} sono dati da

$$F_d = \frac{1}{2} C_d \rho_{air} A_f U^2, \quad F_{roll} = K_{rf} mg \quad (9)$$

In (9), C_d è il coefficiente di attrito aerodinamico, A_f è l'area frontale del veicolo, ρ_{air} è la densità dell'aria, K_{rf} è il coefficiente di attrito di rotolamento, m è la massa del veicolo e g è l'accelerazione di gravità. Usando la (8), la (9) e i dati riportati nella Tabella II, la potenza necessaria a mantenere il veicolo alla massima velocità di 50 km/h è di 2 kW. A questa va aggiunta la potenza P_{aux} necessaria ad alimentare altri carichi elettrici ausiliari, come i fanali, che può essere indicativamente quantificata in 500 W.

Considerando una efficienza complessiva $\eta_T=0.8$ per l'azionamento di trazione la potenza da fornire all'uscita del chopper è

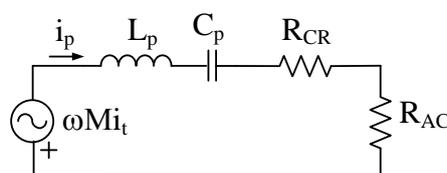


Figura 7. Schema equivalente del pick-up.

$$P_{ch,out} = \frac{P_{tract}}{\eta_T} + P_{aux} = 3kW \quad (10)$$

mentre la potenza estratta dal bus DC all'ingresso del chopper è

$$P_{ch,in} = \frac{P_{ch,out}}{\eta} = 3.3kW \quad (11)$$

Ipotizzando una efficienza $\eta_{TR}=0.9$ del trasferimento di potenza tra la bobina trasmittente e il pick-up e considerando anche l'efficienza η del raddrizzatore a diodi, la potenza che deve essere trasferita dalla bobina trasmittente al pick-up risulta

$$P_t = \frac{P_{ch,in}}{\eta_{TR}\eta} = 3.1kW \quad (12)$$

Imponendo che la tensione V_{ch} del bus DC sia di 80 V la resistenza R_{AC} in (7) risulta di 1.73 Ω . Stimando che la resistenza parassita R_{CR} della bobina sia di circa 0.25 Ω , la resistenza totale del pick-up, data dalla (13)

$$R_L = R_{AC} + R_{CR} \quad (13)$$

è di circa 2 Ω .

Dallo schema di Figura 7 risulta che la potenza trasferita può essere espressa anche nella forma

$$P_t = \frac{\omega^2 i_{t,pk}^2 M_0^2}{2R_L} \quad (14)$$

L'equazione (14) evidenzia che la potenza P_t dipende dalle caratteristiche delle bobine tramite M_0 , dalla frequenza angolare ω e dall'ampiezza $i_{t,pk}$ della corrente che scorre nelle bobine, e dal carico equivalente R_L . Per il caso di studio le frequenza angolare è fissata a $2\pi 85 \cdot 10^3$ rad/s in accordo con il documento SAE Technical Information Report (TIR) J2954, mentre si è imposto per la mutua M_0 il valore che appare ragionevole di 15 μ H. Di conseguenza l'ampiezza della corrente i_t ricavato dalla (14) è $i_{t,pk}=15.5$ A. Questa stima costituisce un valore di partenza utile per effettuare il dimensionamento delle bobine; la sua correttezza sarà verificata in seguito mediante calcoli più accurati.

2.5.3 Dimensioni e numero di spire delle bobine DD

Tabella III. Parametri induttivi di bobine DD al variare del numero di spire					
n	X (cm)	Y (cm)	L (μH)	M (μH)	k
1	120	90	12.4	4.3	0,35
2	109	90	41.8	15.1	0.36
3	56	90	48.0	15.1	0.32
4	37.5	90	54.7	15.0	0.27
5	29.5	90	62.5	15.0	0.24

Come mostrato nelle Figura 8a, lo spazio disponibile sotto il veicolo per inserire il pick-up è 140 cm \times 110 cm e l'altezza rispetto al suolo è di 19 cm. Quest'ultima coincide con la distanza tra il pick-up e le bobine trasmettenti nell'ipotesi di installare il pick-up sul fondo del veicolo. Dal momento che impiegare bobine con una elevata dimensione laterale Y riduce la sensibilità al disallineamento, Y è stato scelto uguale alla massima dimensione compatibile con le dimensioni del veicolo, meno un margine di sicurezza di 10 cm su entrambi i lati, come mostrato nella Figura 8b.

La dimensione longitudinale X e il numero di spire n delle bobine sono stati determinati mediante una analisi parametrica nella quale la distanza tra le bobine e la dimensione Y sono state fissate rispettivamente a 19 cm e 90 cm. Più in dettaglio, sono state esaminate per mezzo dell'analisi FEM cinque combinazioni di bobine DD con diversi valori di n e per ognuna di esse X è stato aggiustato fino ad ottenere il valore richiesto di M_0 . I risultati di questa attività sono riportati in Tabella III.

Osservando la tabella si può concludere che i) le bobine con una sola spira non sono in grado di fornire la mutua induttanza richiesta rispettando al contempo i limiti dimensionali imposti dal veicolo, e ii) l'incremento di n consente di ridurre X e, di conseguenza, il costo dei nuclei ferromagnetici. D'altra parte, il numero di bobine trasmettenti installate su un tratto di strada di data lunghezza è inversamente proporzionale a X. L'impiego di bobine con quattro spire appare un ragionevole compromesso tra queste due circostanze contrapposte

2.5.4 Dimensioni del nucleo

Nelle analisi FEM svolte per determinare le dimensioni delle bobine si è supposto che i nuclei avessero le stesse dimensioni delle bobine e uno spessore di 1 cm. Le dimensioni dei nuclei sono state poi ottimizzate, introducendo l'ipotesi semplificativa di usare nuclei uguali per le bobine trasmettenti e per il pick-up. I parametri necessari per il dimensionamento dei nuclei sono il valore di saturazione dell'induzione magnetica caratteristico del materiale e la corrente delle bobine. Il primo parametro è stato fissato a 0.3 T mentre il secondo è stato determinate usando le equazioni (12) e (13) ottenendo per il pick-up la corrente di ampiezza

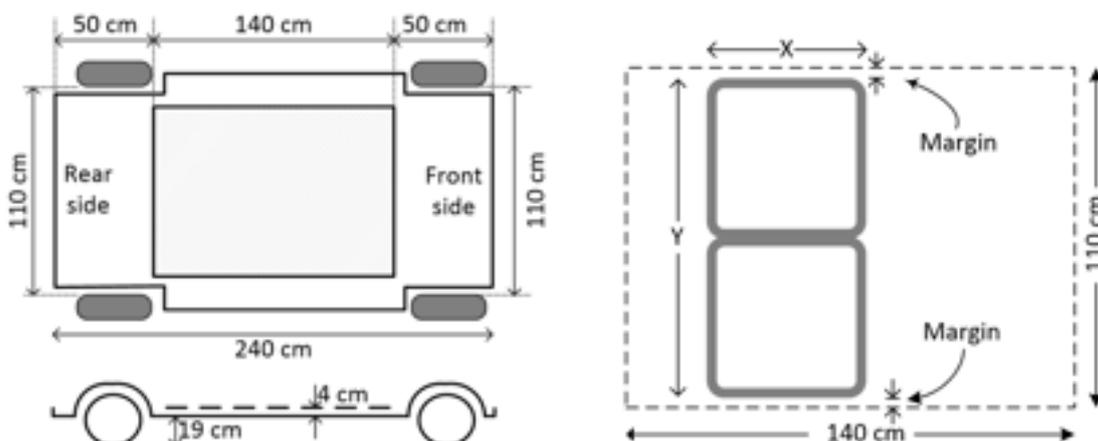


Figura 8. Spazio disponibile (a) e disposizione del pick-up sotto il veicolo (b).

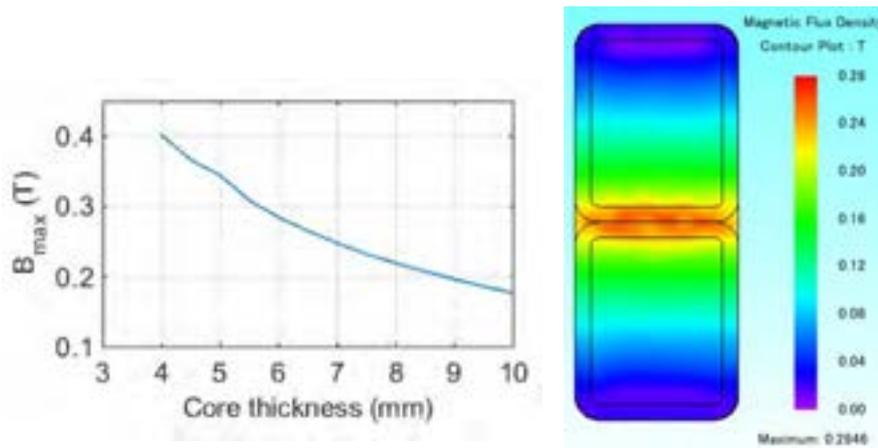


Figura 10. Mutua induttanza in funzione della riduzione dello spessore dei nuclei (a) e distribuzione di induzione magnetica (b)

$$i_{p,pk} = \sqrt{\frac{2P_t}{R_L}} \cong 64 \text{ A} \tag{15}$$

Anche in questo caso il valore di $i_{p,pk}$ ottenuto mediante la (15) sarà sottoposto a verifica in seguito. Le dimensioni dei nuclei sono state determinate mediante un procedimento diviso in due fasi: innanzitutto è stata valutata la variazione della mutua induttanza delle bobine DD al variare delle dimensioni X, Y dei nuclei mentre il loro spessore rimaneva fisso a 1 cm; nella seconda fase è stato analizzato l'incremento della massima induzione magnetica nei nuclei man mano che veniva ridotto il loro spessore. Per semplificare la prima fase, le dimensioni longitudinale e laterale dei nuclei sono state variate con passi di uguale ampiezza; la conseguente variazione della mutua induttanza è riportata nel grafico di Figura 9 dove in ascissa è riportata la variazione rispetto alle dimensioni originali di 37.5 cm x 90 cm. Dalla figura emerge che inizialmente la mutua induttanza aumenta riducendo la superficie dei nuclei e questo fenomeno può essere imputato alla riduzione del flusso magnetico convogliato all'esterno delle bobine dai nuclei; la mutua induttanza raggiunge il massimo per una riduzione delle dimensioni di circa 3 cm per cui le dimensioni dei nuclei sono state fissate a 34.5 cm x 87 cm. Partendo da queste dimensioni e da uno spessore di 1 cm, è stata determinata la massima intensità dell'induzione magnetica nel nucleo del pick-up, che risulta più sollecitato. Lo spessore del nucleo è stato poi via via ridotto ottenendo i risultati riportati in Figura 10a. Si nota che l'induzione magnetica massima di 0.3 T si raggiunge in un nucleo con spessore pari a 0.57 cm. Arrotondando lo spessore del nucleo a 0.6 cm si ottiene la distribuzione di induzione magnetica mostrata nella Figura 10b, dove essa raggiunge il valore massimo di 0.28 T.

2.5.5 Ottimizzazione del progetto dei nuclei ferromagnetici

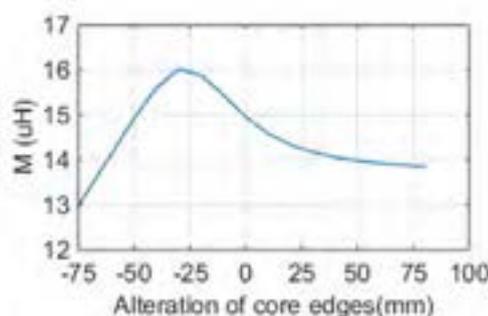


Figura 9. Mutua induttanza in funzione della riduzione di dimensione dei nuclei

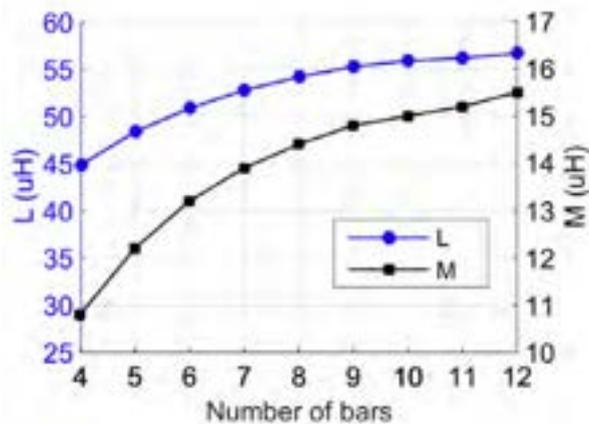


Figura 12. Auto e mutua induttanza delle bobine DD in funzione del numero di barre del nucleo

La sostituzione delle piastre di ferrite con barre alternate a spazi vuoti, come mostrato in Figura 11, consente di ridurre il volume di materiale richiesto per la realizzazione dei nuclei senza avere effetti negativi sulle prestazioni delle bobine.

E' stata quindi condotta una analisi dedicata alla determinazione del numero ottimale di barre da inserire nelle bobine DD descritte nelle sezioni precedenti. Si è supposto di utilizzare barre composte di ferrite N87 commercialmente disponibili [11]; esse hanno dimensione 9.2 cm x 2.8 cm x 1.6 cm, cosicché la dimensione laterale Y delle bobine DD può essere approssimata disponendo 10 barre l'una di seguito all'altra. La mutua induttanza tra due bobine DD è stata poi valutata per mezzo di una analisi FEM condotta considerando nuclei formati da un numero via via decrescente di barre equispaziate lungo l'asse x; i risultati ottenuti sono riportati in Figura 12 dove, per completezza, è visualizzata anche l'autoinduttanza. L'analisi della figura mostra che se il numero di barre è inferiore a 8 la mutua induttanza risulta troppo bassa rispetto ai 15 μH richiesti. Di conseguenza, la scelta ottimale per il numero di barre risulta essere 9, in quanto consente di ottenere un mutua induttanza di 14.8 μH e, considerando che la piastra di ferrite corrisponde a 12 barre, riduce del 25% la quantità di ferrite usata nei nuclei.

3 Dimensionamento dei convertitori statici di potenza installati a bordo.

Il dimensionamento dei convertitori statici del sistema di ricarica dinamica wireless è effettuato a partire dalle specifiche di tensione e corrente del bus in continua del veicolo e nell'ipotesi di alimentare il sistema con una tensione alternata monofase di 230 V_{rms}. Inoltre, di volta in volta i vari componenti saranno dimensionati considerando le loro condizioni di lavoro più gravose.

La sezione ricevente del sistema di ricarica dinamica wireless ha lo schema di principio mostrato in Figura 13. Il veicolo SPAZIA è dotato di una batteria di celle al litio con tensione nominale di circa 48 V. Durante il funzionamento, la tensione disponibile ai capi della batteria è compresa tra i valori V_{b,min} e V_{b,max} dati da

$$V_{b,min} = 39 V < V_b < 54.6 V = V_{b,max} \tag{16}$$

Da questi valori di tensione, e ricordando come la tensione V_{ch} del bus in continua all'ingresso del chopper

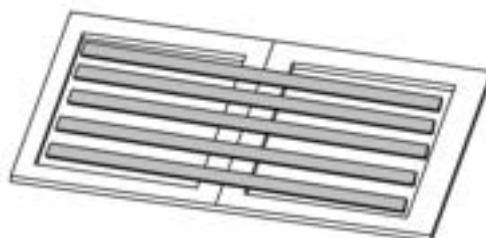
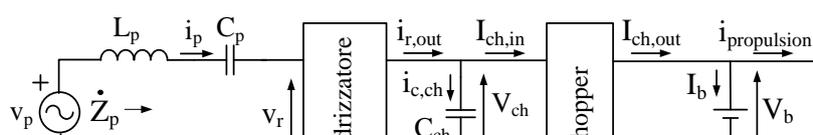


Figura 11. Realizzazione del nucleo piano mediante barre



sia stata fissata a 80 V, si deduce che il chopper dedicato alla ricarica della batteria è di tipo buck e può essere realizzato secondo lo schema riportato in Figura 14.

Dalla (10), la corrente media di ingresso al chopper risulta

$$I_{ch,in} = \frac{P_{ch,in}}{V_{ch}} = 40.7 \text{ A} \quad (17)$$

La corrente istantanea massima $i_{ch,in,pk}$ che fluisce nel transistor di potenza T_{ch} del chopper è maggiore di $I_{ch,in}$ e dallo schema di Figura 14 risulta che essa è uguale alla corrente di uscita del chopper $I_{ch,out}$. Quest'ultima, a sua volta, è mantenuta praticamente costante dalla azione filtrante dell'induttanza L_{ch} . Nel caso peggiore (accumulatori scarichi e massima potenza trasferita), la corrente massima nel transistor è

$$i_{ch,in,pk} = \frac{P_{ch,out}}{V_{b,min}} = 76.8 \text{ A} \quad (18)$$

Sempre nell'ipotesi di trascurare il ripple delle corrente $i_{ch,in}$, $i_{ch,in,pk}$ è anche uguale alla corrente istantanea massima nel diodo D_{ch} del chopper e nella induttanza di filtro all'uscita del chopper. La massima tensione applicata al transistor T_{ch} e al diodo D_{ch} è pari a $V_{ch}=80V$.

In condizioni di regime, la tensione media sul periodo di commutazione del transistor applicata ai capi dell'induttanza di filtro L_{ch} è nulla, di conseguenza il duty cycle risulta

$$\delta = \frac{V_b}{V_{ch}} \quad (19)$$

Nell'intervallo di tempo in cui il transistor è aperto la corrente nell'induttanza L_{ch} è soggetta ad un decremento pari a

$$\Delta i_{ch,out} = \frac{1}{L_{ch}} V_b (1 - \delta) T \quad (20)$$

ottenuto trascurando gli effetti delle resistenza parassite e indicando con T il periodo di commutazione del transistor. In condizioni di regime, nell'intervallo di tempo in cui il transistor è chiuso la corrente è soggetta ad una variazione uguale e opposta per cui $\Delta i_{ch,out}$ corrisponde al ripple picco-picco della corrente $I_{ch,out}$.

Sostituendo la (19) nella (20) e derivando l'espressione ottenuta rispetto a V_b si ottiene che il massimo del ripple si verifica quando la tensione di batteria è minima. Imponendo che questo valore sia pari al 1% della corrente massima che fluisce in L_{ch} , data dalla (18), e supponendo che il periodo di commutazione del transistor sia pari a $100\mu s$, si ottiene il valore minimo da assegnare a L_{ch}

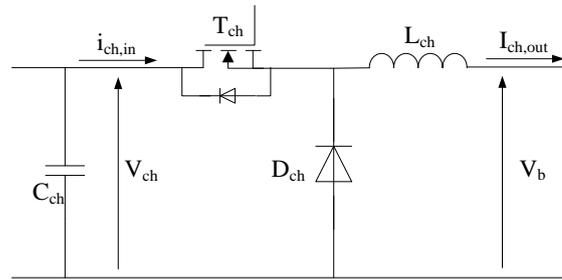


Figura 14. Schema di un chopper di tipo Buck.

$$L_{ch} = \frac{T(1 - \frac{V_{b,min}}{V_{ch}})V_{b,min}}{0.01 \frac{P_{ch,out}}{V_b}} = 3.2 \text{ mH} \quad (21)$$

Dallo schema di Figura 13 si ricava che, grazie all'azione filtrante del condensatore C_{ch} , il valore medio $I_{r,out}$ della corrente all'uscita del raddrizzatore a diodi è uguale a $I_{ch,in}$. D'altra parte, al pick-up è collegato in serie un condensatore che risona con esso alla frequenza di alimentazione per cui, quando il raddrizzatore conduce per tutto il periodo di alimentazione, la corrente che fluisce nel pick-up è praticamente sinusoidale. Il valore medio della corrente del pick-up raddrizzata corrisponde a $I_{r,out}$ che, come visto sopra, è uguale a $I_{ch,in}$; di conseguenza il valore di picco della corrente nel pick-up, nel relativo condensatore risonante e nei diodi del raddrizzatore è legato a $I_{ch,in}$ dalla relazione

$$i_{r,out,pk} = i_{p,pk} = \frac{\pi}{2} I_{ch,in} = 63.8 \text{ A} \quad (22)$$

Il valore ottenuto dalla (22) è in ottimo accordo con la stima preliminare effettuata mediante la (15).

Si supponga per il momento che la corrente in uscita dal raddrizzatore a diodi sia costante e pari al suo valore medio $I_{r,out}=I_{ch,in}$ dato dalla (17). Il condensatore C_{ch} viene caricato da questa corrente quando il transistor T_{ch} è aperto e scaricato dalla corrente $i_{ch,in,pk}-I_{r,out}$ quando T_{ch} è chiuso.

A regime l'incremento di tensione ai capi di C_{ch} mentre T_{ch} è aperto risulta

$$\Delta v_{ch} = I_{ch,in} \frac{T}{C_{ch}} \left(1 - \frac{V_b}{V_{ch}}\right) \quad (23)$$

ottenuto usando la (19). In condizioni di regime, nell'intervallo di tempo in cui il transistor è chiuso la tensione V_{ch} è soggetta ad una variazione uguale e opposta per cui Δv_{ch} corrisponde al ripple picco-picco della tensione V_{ch} . Come per il ripple di corrente in L_{ch} , il ripple di tensione in C_{ch} è massimo quando la tensione di batteria è minima. Supponendo di voler limitare il ripple di tensione all'uno per cento della tensione V_{ch} , è necessario quindi scegliere per C_{ch} una capacità minima pari a

$$C_{ch} = I_{ch,in} \frac{T}{0.01 V_{ch}} \left(1 - \frac{V_{b,min}}{V_{ch}}\right) = 2.6 \text{ mF} \quad (24)$$

In realtà la corrente in uscita dal raddrizzatore a diodi ha una componente alternata che ha la forma d'onda mostrata nelle Figura 15 e che viene assorbita dal condensatore C_{ch} e contribuisce al ripple di tensione presente ai suoi capi. Considerando la relazione (22), si ricava che la massima variazione della tensione V_{ch} rispetto al valore medio è proporzionale all'area della corrente compresa nell'intervallo angolare $[\arcsin(\pi/2), \pi - \arcsin(\pi/2)]$. In questo intervallo la corrente risulta simmetrica rispetto a $\pi/2$ per cui il calcolo della variazione di tensione può essere effettuato usando la

$$\Delta v_{ch} = i_{p,pk} \frac{2}{C_{ch}} \frac{1}{\omega} \int_{\arcsin(\frac{2}{\pi})}^{\frac{\pi}{2}} \sin(\theta) d\theta \tag{25}$$

Sostituendo nella (25) la capacità data dalla (24) si ottiene la (26)

$$\Delta v_{ch} = \frac{2i_{p,pk}}{C_{ch}} \frac{1}{\omega} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\pi^2}} \right) = 0.021 V \tag{26}$$

da cui si deduce che la variazione di tensione causata dalle oscillazioni di $i_{r,out}$ è quasi quaranta volte inferiore al ripple causato dalle commutazioni del chopper e di conseguenza può essere trascurata.

Supponendo che la caduta di tensione complessiva su un singolo diodo del raddrizzatore sia di 2 V, all'ingresso del raddrizzatore in conduzione continua è presente una tensione a onda quadra avente ampiezza 84 V; questo valore corrisponde anche alla massima tensione inversa applicata ai diodi del raddrizzatore.

I dati relativi al dimensionamento dei componenti convertitori statici installati a bordo del veicolo e di quelli invece installati a terra sono riassunti nella Tabella 1a in Appendice.

4 Dimensionamento elettrico delle bobine e delle reti risonanti.

Come mostrato nella Figura 16, la rete compensatrice del pick-up consiste di un solo condensatore collegato in serie. Ognuna delle bobine trasmettenti è invece collegata al rispettivo invertitore di

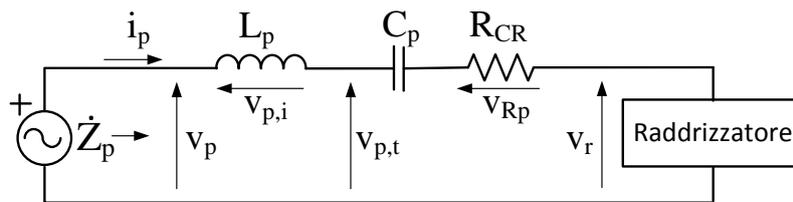


Figura 16. Schema del pick-up.

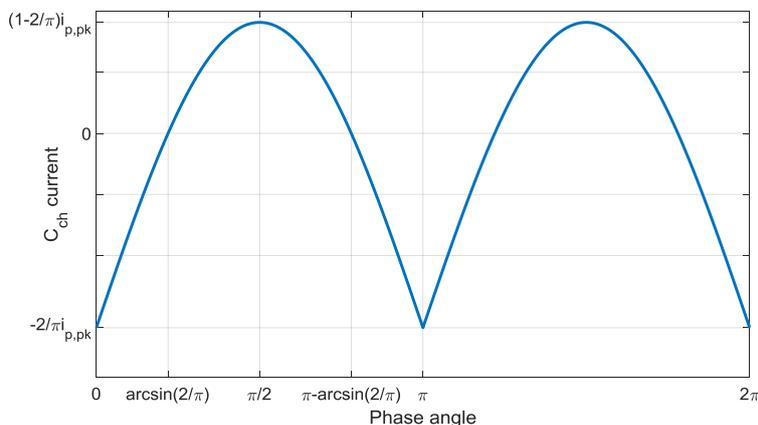


Figura 15. Corrente assorbita dal condensatore C_{ch} .

alimentazione mediante una rete LC che realizza la cosiddetta compensazione LCL per mezzo della quale la corrente nella bobina trasmittente, e di conseguenza la tensione indotta tra i terminali del pick-up, risulta indipendente dalla potenza assorbita dal pick-up ed è controllarla aggiustando la tensione generata dall'invertitore di alimentazione.

4.1 Pick-up e condensatore in risonanza serie

Il valore di picco $i_{p,pk}$ della corrente nel pick-up è uguale a quello calcolato per i diodi del raddrizzatore ed è dato dalla (22). Quando il raddrizzatore a diodi conduce per l'intero periodo di alimentazione delle bobine, al suo ingresso è presente una tensione ad onda quadra v_r la cui ampiezza, come detto alla fine del capitolo 3, è di 84 V. La tensione v_r è in fase con la corrente i_p e quindi anche con la tensione v_{Rp} ai capi della resistenza parassita del pick-up. Ipotizzando di assegnare a tale resistenza l'intero valore R_{CR} , stimato in 0.25Ω nel paragrafo 2.5.2, l'ampiezza della tensione ai capi della resistenza parassita risulta

$$v_{Rp,pk} = R_{CR} i_{p,pk} = 16V \quad (27)$$

A causa della risonanza serie, la tensione v_p che viene indotta sul pick-up dalla bobina trasmittente risulta uguale alla somma della tensioni v_{Rp} e della prima armonica della tensione v_r per cui si ottiene

$$v_{p,pk} = v_{Rp,pk} + \frac{4}{\pi} v_{r,pk} = 123 V \quad (28)$$

Oltre che alla tensione indotta, il pick-up è sottoposto anche alla caduta di tensione dovuta alla corrente che vi circola. Come calcolato nel capitolo 2.5.3, si suppone che il pick-up abbia una induttanza L_p di $54 \mu H$ per cui la caduta di tensione prodotta dalla corrente i_p è pari a

$$v_{p,i,pk} = \omega L_p i_{p,pk} = 1842 V \quad (29)$$

Ricordando che a causa della compensazione serie v_p e $v_{p,i}$ sono tra loro in quadratura, la tensione totale a cui è sottoposta il pick-up è

$$v_{p,tot,pk} = \sqrt{(v_{p,pk} - v_{Rp,pk})^2 + v_{p,i,pk}^2} = 1845 V \quad (30)$$

e risulta praticamente uguale a $v_{p,i,pk}$.

Il condensatore risonante C_p collegato in serie al pick-up ha una capacità di

$$C_p = \frac{1}{\omega^2 L_p} = 64.9 nF \quad (31)$$

Esso è percorso dalla corrente $i_{p,pk}$ ed è sottoposto ad una tensione massima uguale a $v_{p,i,pk}$.

Il simbolo \dot{Z}_p in Figura 16 rappresenta l'impedenza equivalente a cui è applicata la tensione indotta sul pick-up. Grazie alla risonanza essa è puramente resistiva e può essere calcolata dalle (22) e (28) ottenendo

$$\dot{Z}_p = R_p = \frac{v_{p,pk}}{i_{p,pk}} = 1.9 \Omega \quad (32)$$

4.2 Bobina trasmittente e rete di compensazione LCL

La rete di compensazione LCL è mostrata nello schema di Figura 17, dove l'induttanza L_a della bobina ausiliaria è uguale a L_t e il condensatore C_t risona con L_t e L_a alla frequenza di alimentazione. Nello schema l'invertitore ad alta frequenza che alimenta la bobina è stato rappresentato mediante un generatore di tensione sinusoidale mentre l'impedenza \dot{Z}_{ref} rappresenta l'impedenza equivalente del pick-up e degli elementi collegati in cascata ad esso riportata ai capi della bobina trasmittente. Tale impedenza è di tipo puramente resistivo e vale

$$\dot{Z}_{ref} = \frac{\omega^2 M_0^2}{R_p} = 33.4 \Omega \quad (33)$$

La tensione indotta sul pick-up e la corrente che lo percorre risultano tra loro in fase per cui in un periodo di alimentazione la potenza media ricevuta dal pick-up risulta

$$P_p = \frac{v_{p,pk} i_{p,pk}}{2} = 3416 W \quad (34)$$

A causa delle perdite per effetto Joule nelle bobine e nei nuclei di ferrite la potenza trasferita P_t risulta maggiore di quella ricevuta P_p secondo la

$$P_t = \frac{v_{t,pk} i_{t,pk}}{2} = \frac{P_p}{\eta_{TR}} = 3795 W \quad (35)$$

ottenuta considerando che a causa delle relazioni esistenti tra v_t e i_p e tra i_t a v_p , anche v_t e i_t risultano in fase tra loro.

L'ampiezza della tensione indotta ai capi del pick-up

$$v_{p,pk} = \omega M_0 i_{t,pk} \quad (36)$$

Sostituendo nella (36) il valore di $v_{p,pk}$ dato dalla (29) si ottiene che

$$i_{t,pk} = \frac{v_{p,pk}}{\omega M_0} = 15.4 A \quad (37)$$

Si noti come anche questo valore sia in ottimo accordo con quello ottenuto alla fine del paragrafo 2.5.2.

L'ampiezza $v_{t,pk}$ della tensione indotta ai capi delle bobine trasmettente dalla corrente del pick-up e della caduta di tensione induttiva $v_{t,i,pk}$ dovuta alla corrente i_t sono rispettivamente

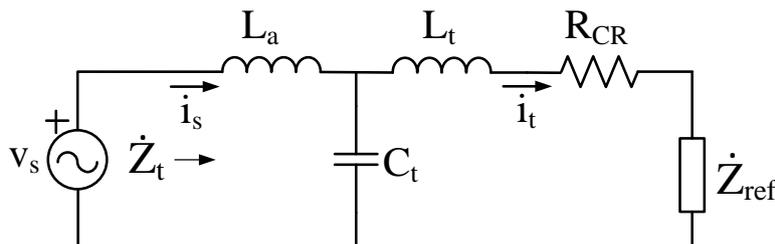


Figura 17. Circuito di compensazione LCL.

$$v_{t,pk} = \omega M_0 i_{p,pk} = 511 V \quad (38)$$

$$v_{t,i,pk} = \omega L_t i_{t,pk} = 385 V \quad (39)$$

La caduta di tensione v_{Rt} ai capi della resistenza parassita della bobina trasmittente risulta in fase con v_t e, supponendo che la resistenza anche in questo caso sia uguale a R_{CR} , ha ampiezza

$$v_{Rt,pk} = R_{CR} i_{t,pk} = 3.8 V \quad (40)$$

Dalle (39), (40) e (41), la tensione totale ai capi della bobina trasmittente risulta quindi

$$v_{t,tot,pk} = \sqrt{(v_{t,pk} + v_{Rt,pk})^2 + v_{t,i,pk}^2} = 643 V \quad (41)$$

Tale tensione corrisponde a quella applicata al condensatore C_t . Esso è in risonanza con L_t per cui la sua capacità è di 64.9 nF ed è percorso da una corrente avente ampiezza

$$i_{Ct,pk} = v_{t,tot,pk} \omega C_t = 22.3 A \quad (42)$$

Trascurando le resistenze parassite degli elementi reattivi, l'impedenza d'ingresso \dot{Z}_t del circuito di Figura 17 è espressa da

$$\dot{Z}_t = j\omega L_a + \frac{1}{j\omega C_t + \frac{1}{j\omega L_t + \dot{Z}_{ref}}} = \frac{\omega^2 L_t^2}{\dot{Z}_{ref}} = 24.9 \Omega \quad (43)$$

Dove la seconda uguaglianza è ottenuta considerando le condizioni di risonanza di C_t con L_t e L_a . Dalla (43) si deduce che anche l'impedenza di ingresso del circuito di compensazione LCL è puramente resistiva cosicché la corrente fornita dall'invertitore di alimentazione risulta in fase con la tensione.

La corrente che scorre nella bobina trasmittente è espressa da

$$\bar{I}_t = \frac{\bar{V}_s}{\dot{Z}_t} \frac{\frac{1}{j\omega C_t}}{\frac{1}{j\omega C_t} + j\omega L_t + \dot{Z}_{ref}} = \frac{\bar{V}_s}{j\omega L_t} \quad (44)$$

La (44) mostra che l'ampiezza della corrente i_t è proporzionale all'ampiezza della tensione di alimentazione indipendentemente dalla presenza o meno di un pick-up accoppiato con la bobina trasmittente. Dalla (37) e dalla (44) si ottiene

$$v_{s,pk} = \omega L_t i_{t,pk} = 444 V \quad (45)$$

La corrente nella bobina ausiliaria è uguale alla corrente i_s erogata dall'invertitore ad di alimentazione. Dalle (41) e (45) si ricava che essa risulta pari a

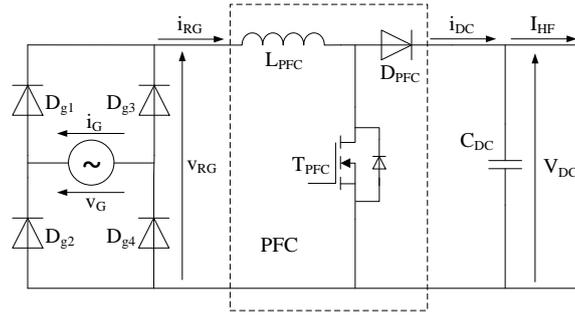


Figura 18. Raddrizzatore a diodi con PFC.

$$i_{s,pk} = \frac{v_{s,pk}}{|Z_t|} = 17.8 \text{ A} \quad (46)$$

mentre la tensione ai capi della bobina ausiliaria è

$$v_{La,pk} = \omega L_t i_{s,pk} = 514 \text{ V} \quad (47)$$

I dati relativi al dimensionamento elettrico delle bobine e delle reti compensatrici sono riassunti nella Tabella IIa in Appendice.

5 Dimensionamento dei convertitori di potenza che alimentano le bobine a terra.

Il circuito di conversione a terra è formato dalla cascata di un raddrizzatore, collegato alla rete elettrica, e dell'invertitore di alimentazione. Al fine di ottemperare alle normative riguardanti l'immissione di armoniche in rete, il raddrizzatore è dotato di un circuito per la correzione del power factor (PFC) mentre l'invertitore di alimentazione, vista l'elevata frequenza di funzionamento, viene controllato con la tecnica della cancellazione di tensione.

5.1 Raddrizzatore a diodi con PFC

La tensione v_s da applicare ai capi delle rete di compensazione della bobina trasmittente e data dalla (45) è compatibile con quella ottenibile da un invertitore ad alta frequenza alimentato dalla rete monofase a 230 V_{rms} dotato di circuito PFC. Si procede quindi nel dimensionamento supponendo di adottare questa soluzione, rappresentata nello schema di Figura 18.

Il corretto funzionamento del circuito richiede che la tensione V_{DC} del bus in continua sia superiore alla massima tensione di rete raddrizzata, pari a 358 V. Considerando anche la caduta di tensione sull'induttanza L_{PFC} , sul diodo D_{PFC} e sui transistor di potenza che costituiscono l'invertitore, la tensione V_{DC} è stata fissata a 380 V. Tenendo conto della efficienza η dell'invertitore, la potenza assorbita al suo ingresso è

$$P_{HF} = \frac{P_t}{\eta} = 4126 \text{ W} \quad (48)$$

e quindi, nell'ipotesi che la tensione V_{DC} sia costante, la corrente che l'invertitore assorbe dal bus in continua risulta

$$I_{HF} = \frac{P_{HF}}{V_{DC}} = 10.9 \text{ A} \quad (49)$$

Essa corrisponde alla componente media delle corrente assorbita da rete e poi raddrizzata. Di conseguenza l'ampiezza delle corrente assorbita dalla rete è

$$i_{g,pk} = I_{HF} \frac{\pi}{2} = 17 A \quad (50)$$

ed è uguale alla corrente di picco che fluisce nei diodi D_{g1} , D_{g2} , D_{g3} e D_{g4} del raddrizzatore, nell'induttanza L_{PFC} , nel diodo D_{PFC} e nel transistor T_{PFC} . La tensione massima a cui sono sottoposti i diodi D_1 - D_4 è pari alla tensione di rete, la tensione massima ai capi di D_{PFC} e T_{PFC} è pari a V_{DC} mentre la tensione massima ai capi di L_{PFC} è

$$v_{LPFC,pk} = V_{DC} + v_{g,pk} = 738 V \quad (51)$$

La componente alternata della corrente i_{DC} in uscita dal PFC viene assorbita dal condensatore C_{DC} e causa un ripple di tensione ai suoi capi pari a

$$\Delta V_{DC} = i_g \frac{2}{C_{DC}} \frac{1}{\omega_g} \int_{\arcsin(\frac{2}{\pi})}^{\frac{\pi}{2}} \sin(\theta) d\theta \quad (52)$$

da cui, imponendo che Δv_{DC} sia pari al 1% della tensione sul bus in continua, si ottiene che

$$C_{DC} = \frac{2i_{g,pk}}{0.01V_{DC}} \frac{1}{\omega_g} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\pi^2}} \right) = 6.8 mF \quad (53)$$

Si noti che la (21) è formalmente uguale alla (25) ma è calcolata considerando la pulsazione angolare ω_g della tensione di rete anziché la pulsazione di alimentazione ω .

Supponendo che la corrente assorbita dall'invertitore sia costante e che la corrente assorbita da rete sia sinusoidale, C_{DC} è percorso da una corrente che lo stesso andamento mostrato in Figura 15 e il cui valore di picco è

$$i_{CDC,pk} = \frac{2}{\pi} i_{g,pk} = 10.9 A \quad (54)$$

Le specifiche per il dimensionamento di L_{PFC} derivano dalle normative riguardo il contenuto armonico della corrente assorbita da rete. Secondo una regola empirica, le prescrizioni delle normative risultano soddisfatte se l'induttanza è tale che ai suoi capi cade una tensione pari a circa il 10% della tensione di rete. Nel caso considerato si ottiene il valore indicativo di

$$L_{PFC} \approx \frac{358 \cdot 0.1}{\omega_g i_{g,pk}} = 6.7 mH \quad (55)$$

5.2 Invertitore di alimentazione

La Figura 19 riporta una possibile architettura per l’invertitore di alimentazione. La frequenza della tensione di alimentazione v_s della bobina trasmittente, fissata a 85 kHz, è troppo elevata perché l’invertitore possa essere controllato con la tecnica della PWM è quindi si ricorre alla tecnica di cancellazione di tensione, o phase shift, che prevede di commutare con frequenza di 85 kHz e duty cycle 50% entrambi i rami dell’invertitore e di variare l’ampiezza di prima armonica delle tensione generata agendo sulla fase relativa tra i comandi dei due rami. La tensione v_s così ottenuta ha un andamento ad onda semiquadra ma, dato l’effetto filtrante del circuito di compensazione, la corrente i_s di uscita risulta praticamente sinusoidale. A meno delle cadute di tensione sui transistor, la massima ampiezza della prima armonica di v_s generabile dall’invertitore è data da

$$v_{s,pk,max} = \frac{4}{\pi} V_{DC} = 484 V \tag{56}$$

e si ottiene quando l’invertitore opera in onda quadra. Essa è compatibile con la tensione massima richiesta per l’alimentazione della bobina trasmittente e della sua rete di compensazione, uguale a 444 V come calcolato nella (45).

I transistor e i diodi che compongono l’invertitore devono sostenere la tensione massima V_{DC} , pari a 380V, e sono percorsi dalla corrente massima $i_{s,pk}$, pari a 17.8 A.

6 Progetto degli algoritmi di controllo.

Il controllo del sistema di ricarica dinamica wireless richiede la progettazione e l’implementazione di due algoritmi dei quali uno agisce sulla ampiezza della tensione generata dall’invertitore di alimentazione per controllare la tensione V_{ch} all’ingresso del chopper e l’altro agisce sulla corrente iniettata dal chopper nel bus in continua del sistema di trazione veicolo per controllare la corrente di carica della batteria.

6.1 Algoritmo di controllo della sezione trasmittente

Come anticipato sopra, l’algoritmo di controllo della sezione trasmittente controlla la tensione V_{ch} agendo sulla tensione v_s . Al fine di chiudere la catena di retroazione è necessario che il valore di V_{ch} sia inviato periodicamente dalla sezione ricevente a quella trasmittente per mezzo di un sistema di comunicazione wireless. Come prima ipotesi si suppone di imporre una banda passante di 100 Hz all’anello di controllo della tensione V_{ch} e di conseguenza si impone il ragionevole requisito che la trasmissione dei valori campionati di V_{ch} sia effettuato con una frequenza di 2 kHz.

Tutte le grandezze elettriche alternate inerenti il funzionamento del sistema di ricarica dinamica wireless sono con buona approssimazione sinusoidali e oscillano con frequenza uguale a quella della tensione di alimentazione. Il controllo del loro valore istantaneo richiederebbe di realizzare un sistema di controllo con tempo di campionamento estremamente ridotto, non compatibile con le tecnologie convenzionali. Di conseguenza viene controllata solamente l’ampiezza delle grandezze di interesse, confidando sul fatto che la presenza delle reti risonanti imponga loro di assumere un andamento sinusoidale.

Le consuete tecniche impiegate per la progettazione degli algoritmi di controllo, basate sulle trasformate di Laplace dei segnali coinvolti e sulla funzione di trasferimento (FdT) del sistema da controllare, non possono

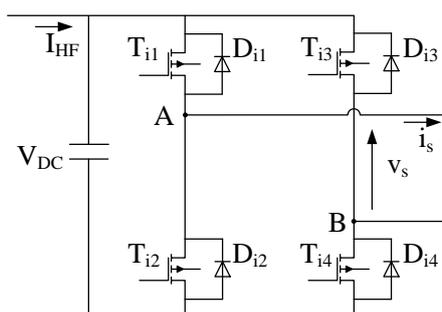


Figura 19. Invertitore di alimentazione.

essere impiegate in questo caso ed è necessario invece sviluppare algoritmi di controllo basati sulle trasformate di Laplace delle ampiezze dei segnali di interesse e sulla FdT che lega le ampiezze dei segnali di uscita del sistema alle ampiezze dei segnali di ingresso. In letteratura sono riportate diverse tecniche che consentono di ottenere la FdT “alle ampiezze” a partire da una descrizione del sistema da controllare, esse tuttavia risultano piuttosto laboriose nella applicazione o poco intuitive nello sviluppo dei vari passaggi. E’ stata quindi sviluppata una tecnica innovativa che, a partire dalla FdT tradizionale del sistema studiato consente di ottenere la FdT alle ampiezze sfruttando le proprietà della trasformata di Laplace [12].

6.1.1 Funzione di trasferimento alle ampiezze

Si supponga che il sistema di cui si vuole determinare la FdT alle ampiezze sia lineare con funzione di trasferimento $T(s)$ e che le grandezze coinvolte nel suo funzionamento siano costituite da una portante sinusoidale modulata in ampiezza, si supponga inoltre che la portante abbia frequenza angolare ω e che la modulante sia soggetta a variazioni molto lente rispetto a ω . Indicando con $x(t)$ la grandezza in ingresso e con $y(t)$ quella in uscita si può quindi scrivere

$$x(t) = x_m(t)\sin(\omega t + \varphi_x) \quad y(t) = y_m(t)\sin(\omega t + \varphi_y) \quad (57)$$

dove $x_m(t)$ e $y_m(t)$ sono i segnali modulanti e φ_x e φ_y sono le fasi istantanee delle portanti rispetto ad un comune segnale sinusoidale di riferimento $r(t)$ che oscilla alla medesima frequenza angolare.

Le grandezze $x(t)$ e $y(t)$ possono anche essere espresse nella forma

$$x(t) = \text{Re}[\bar{x}(t)e^{j\omega t}] \quad y(t) = \text{Re}[\bar{y}(t)e^{j\omega t}] \quad (58)$$

dove $\text{Re}[\]$ è l’operatore “parte reale” mentre $\bar{x}(t)$ e $\bar{y}(t)$ sono grandezze complesse i cui moduli corrispondono a $x_m(t)$ e $y_m(t)$ e le cui fasi sono φ_x e φ_y .

Nel dominio di Laplace la relazione tra $x(t)$ e $y(t)$ può essere scritta nella forma

$$\mathcal{L}[\bar{y}(t)e^{j\omega t}] = T(s)\mathcal{L}[\bar{x}(t)e^{j\omega t}] \quad (59)$$

dove $\mathcal{L}[\]$ è l’operatore di Laplace.

Secondo la proprietà di traslazione delle trasformate di Laplace si ha che in generale

$$\mathcal{L}[w(t)e^{-\alpha t}](s) = W(s + \alpha) \quad (60)$$

per cui la (59) può essere riscritta come

$$\bar{Y}(s - j\omega) = T(s)\bar{X}(s - j\omega) \quad (61)$$

dove $\bar{X}(s)$ e $\bar{Y}(s)$ sono le trasformate di Laplace di $\bar{x}(t)$ and $\bar{y}(t)$.

Sostituendo s con $s+j\omega$, la (61) diventa

$$\bar{Y}(s) = T(s + j\omega)\bar{X}(s) \quad (62)$$

L’equazione (62) mostra che la FdT tra $\bar{X}(s)$ e $\bar{Y}(s)$ è ottenuta per traslazione della FdT del sistema

analizzato della quantità complessa $j\omega$.

Scegliendo $r(t)$ in fase con la portante di $x(t)$ si ha che $\bar{x}(t)$ e $\bar{X}(s)$ sono reali e che $x_m(t) = \bar{x}(t)$ mentre, in generale, $\bar{Y}(s)$ e $\bar{y}(t)$ risultano complessi. Si può quindi riscrivere la (60) nella forma

$$\bar{Y}(s) = Re[\bar{Y}(s)] + jIm[\bar{Y}(s)] = (Re[T(s + j\omega)] + jIm[T(s + j\omega)])\bar{X}(s) \quad (63)$$

dove $Im[]$ è l'operatore "parte immaginaria".

L'ampiezza di $y(t)$ si ottiene mediante la relazione

$$y_m(t) = \sqrt{(Re[\bar{y}(t)])^2 + (Im[\bar{y}(t)])^2} \triangleq \sqrt{y_{Re}^2(t) + y_{Im}^2(t)} \quad (64)$$

nella quale sono state introdotte le grandezze $y_{Re}(t)$ e $y_{Im}(t)$ che rappresentano rispettivamente la parte reale e la parte immaginaria di $\bar{y}(t)$. La trasformata di Laplace di queste ultime si può ottenere dalla (63), ma ciò non è sufficiente per ricavare la trasformata di Laplace di $y_m(t)$ poiché la relazione (64) non è lineare. Questa difficoltà viene risolta linearizzando la (64) intorno ad un generico punto di funzionamento \bar{y}_0 , nel quale il sistema è a regime, sollecitato dall'ingresso \bar{x}_0 avente modulo costante. L'espressione linearizzata di $y_m(t)$ risulta

$$y_m(t) \cong \frac{y_{0,Re}}{\sqrt{y_{0,Re}^2 + y_{0,Im}^2}} \tilde{y}_{0,Re}(t) + \frac{y_{0,Im}}{\sqrt{y_{0,Re}^2 + y_{0,Im}^2}} \tilde{y}_{0,Im}(t) \quad (65)$$

dove $y_{0,Re}$ e $y_{0,Im}$ sono rispettivamente la parte reale e immaginaria di \bar{y}_0 mentre $\tilde{y}_{0,Re}(t)$ e $\tilde{y}_{0,Im}(t)$ sono la parte reale e immaginaria di una variazione $\tilde{\bar{y}}_0(t)$ nell'intorno del punto \bar{y}_0 . Sfruttando la linearità delle (65) e per mezzo delle (63) la trasformata di Laplace di $y_m(t)$ risulta

$$Y_m(s) \cong \left(\frac{y_{0,Re}}{\sqrt{y_{0,Re}^2 + y_{0,Im}^2}} Re[T(s + j\omega)] + \frac{y_{0,Im}}{\sqrt{y_{0,Re}^2 + y_{0,Im}^2}} Im[T(s + j\omega)] \right) X_m(s) \quad (66)$$

nella quale, rispetto alla (63), come ingresso del sistema è stato indicato $x_m(t)$ invece di $\bar{x}(t)$ sfruttando l'uguaglianza tra i due segnali. Come conseguenza alle ipotesi che hanno portato alla (66), $x_m(t)$ è la variazione dell'ampiezza dell'ingresso rispetto a \bar{x}_0 . Si può quindi concludere che la FdT alle ampiezze del sistema considerato è data dalla (66). Val la pena notare che l'operazione di separazione della parte reale da quella immaginaria porta ad una FdT alle ampiezze in cui il grado del denominatore è doppio di quello della FdT originaria.

Nel caso del sistema di ricarica wireless dinamica l'applicazione della procedura sopra descritta, completata con gli accorgimenti necessari a gestire il comportamento non lineare del raddrizzatore a diodi, porta allo sviluppo di funzioni di trasferimento di 12° grado nelle quali le espressioni dei singoli coefficienti sono molto complesse e dipendenti dal valore dei vari parametri del circuito. E' pertanto estremamente arduo studiare tali funzioni per via analitica mentre è possibile ottenere informazioni utili alla progettazione degli algoritmi di controllo usando i diagrammi di Bode ad esse associati.

6.1.2 Diagrammi di Bode

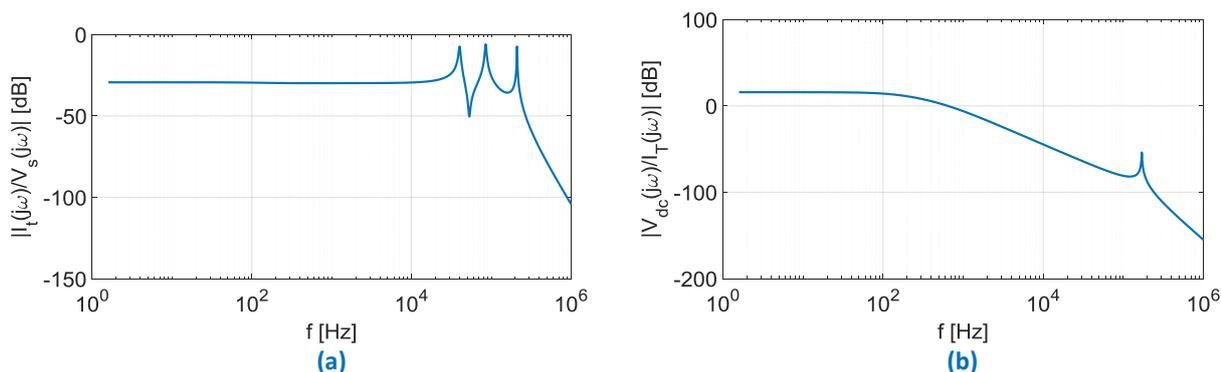


Figura 20. a) Diagramma di bode della FdT alle ampiezze tra i_t e v_s . b) Diagramma di bode della FdT alle ampiezze tra V_{ch} e i_t .

Le FdT alle ampiezze ottenute secondo la tecnica descritta nel paragrafo precedente sono state calcolate e successivamente processate mediante un programma scritto in Matlab per tracciare i loro diagrammi di Bode. In particolare sono stati considerati il diagramma che lega la corrente nella bobina trasmittente alla tensione di uscita dell'invertitore di alimentazione e quello che lega la tensione V_{ch} all'ingresso del chopper alla corrente i_t nella bobina trasmittente. Essi sono riportati rispettivamente nelle Figure 20a e 20b.

E' importante ricordare che nelle figure è riportato il modulo del rapporto tra le ampiezze delle modulanti dei segnali considerati e che sull'asse delle ascisse compare la frequenza con cui variano le modulanti, non la frequenza del segnale stesso. Come specificato nel paragrafo 6.1.1, le FdT alle ampiezze da cui sono stati ricavati i diagrammi di Bode sono valide nell'ipotesi che lo spettro delle modulanti sia confinato a frequenze molto inferiori a quella della portante. Di conseguenza i diagrammi di Bode riportati nelle Figure 20 sono stati considerati validi solo fino a frequenze di circa 10kHz.

6.1.3 Algoritmi di controllo

L'algoritmo di controllo della sezione trasmittente è organizzato secondo il diagramma a blocchi di Figura 21 dove con $TF_1(s)$ e $TF_2(s)$ si sono indicate le FdT alle ampiezze i cui corrispondenti diagrammi di Bode sono mostrati rispettivamente nelle Figure 20a e 20b. Il regolatore $R_{it}(s)$ dell'anello interno aggiusta l'ampiezza della $v_{s,a}$ tensione di uscita dell'invertitore di alimentazione per controllare l'ampiezza $i_{t,a}$ della corrente nella bobina trasmittente e farle seguire il riferimento $i_{t,a,ref}$ fornito dal regolatore $R_{vch}(s)$ dall'anello di controllo esterno; quest'ultimo controlla la tensione V_{ch} del bus in continua all'ingresso del chopper agendo sull'ampiezza della corrente della bobina trasmittente.

La banda passante dell'anello di controllo di $i_{t,a}$ deve essere sufficientemente ampia da permettere di controllare efficacemente la corrente durante i transitori ma non tanto da ridurre eccessivamente il tempo disponibile per l'acquisizione dei campioni dell'ampiezza delle corrente e l'esecuzione dell'algoritmo di controllo. Si è deciso quindi di fissare la banda passante a 2kHz e di impiegare, visto l'andamento piatto del diagramma di Bode della Figura 20a, un regolatore di corrente di tipo puramente integrale. Impostando opportunamente il guadagno del regolatore si ottiene per l'anello di corrente a catena chiusa il diagramma di Bode riportato nella Figura 22a.

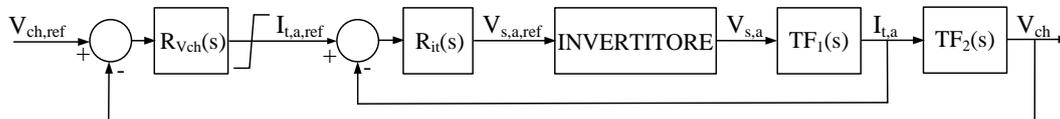


Figura 21. Schema a blocchi dell'algoritmo di controllo della sezione trasmittente.

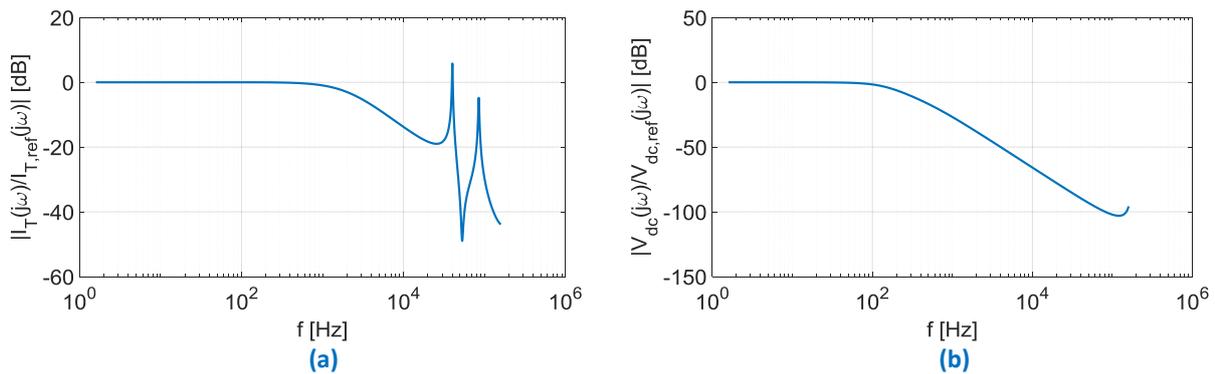


Figura 22. a) Diagramma di bode della FdT tra $i_{t,a}$ e $i_{t,a,ref}$. b) Diagramma di bode della FdT tra V_{ch} e $V_{ch,ref}$.

Nel paragrafo 6.1 la banda passante per l’anello di controllo della tensione è stata fissata a 100Hz. La Figura 22a mostra che l’anello di corrente ha un comportamento ideale fino a frequenze ben superiori, per cui per la progettazione del regolatore di tensione è sufficiente analizzare solo il diagramma di Bode di Figura 20b. Esso mostra che anche nel caso del regolatore di tensione è necessario impiegare una azione integrale, poiché però la FdT tra V_{ch} e $i_{t,a}$ ha un polo doppio a circa 200 Hz, è necessario che il regolatore presenti anche uno zero ad una frequenza inferiore per evitare l’instaurarsi di instabilità diventando così un regolatore di tipo PI. Posizionando lo zero a 100 Hz e impostando opportunamente il guadagno del regolatore si ottiene per l’anello di tensione in catena chiusa il diagramma di Bode riportato in Figura 22b.

6.2 Algoritmo di controllo della sezione ricevente

Lo sviluppo dell’algoritmo di controllo della sezione ricevente risulta molto più semplice di quello della sezione trasmittente in quando esso opera su grandezze continue e variabili lentamente. Scopo dell’algoritmo è mantenere costante lo stato di carica della batteria mentre il veicolo percorre il tratto di strada attrezzato con le bobine trasmettenti. Tale risultato è ottenuto agendo sulla corrente di uscita del chopper posto in cascata al raddrizzatore a diodi in modo da regolare la corrente iniettata nella batteria al valore nullo. Si noti che questo algoritmo può essere adattato immediatamente anche alla carica della batteria regolando la corrente iniettata ad un valore positivo; in quest’ultimo caso è necessario realizzare anche un anello esterno per il controllo della tensione ai capi della batteria con lo scopo di evitare di sovraccaricarla.

Con riferimento alle Figure 13 e 14, l’anello di controllo della corrente può essere rappresentato come in Figura 23, dove per completezza è stato riprodotto lo schema comprendente anche l’anello di controllo della tensione. I blocchi $R_v(s)$ e $R_i(s)$ rappresentano i regolatori di tensione e di corrente; il riferimento di corrente generato da $R_v(s)$ è limitato per evitare di superare la massima corrente di carica della batteria mentre $R_i(s)$ agisce sulla corrente in uscita del chopper manipolando le tensione V_{Lch} ai capi dell’induttanza L_{ch} .

Nella realizzazione pratica dello schema la tensione V_{Lch} viene variata agendo sul duty-cycle δ del chopper. Imponendo una banda passante di 1kHz per l’anello di controllo della corrente si verifica che è sufficiente impiegare un regolatore $R_{ib}(s)$ di tipo proporzionale per soddisfare questa specifica. La regolazione della tensione può essere effettuata con una banda passante notevolmente più bassa dati i lunghi intervalli di tempo richiesti dal processo di carica della batteria per cui sicuramente l’anello di corrente interno può essere ritenuto ideale nel corso della progettazione dell’anello di tensione. Considerata l’azione integrale della batteria rispetto alla corrente che vi viene iniettata risulta che anche $R_{vb}(s)$ può essere di tipo

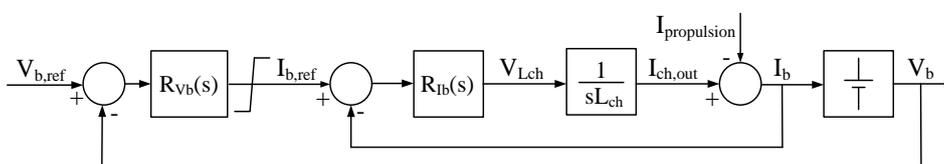


Figura 23. Schema a blocchi dell’algoritmo di controllo della sezione ricevente.

proporzionale. Ulteriori dettagli riguardo il controllo del chopper sono dati nel capitolo seguente.

7 Simulazione del sistema complessivo e dei relativi algoritmi di controllo.

I risultati riportati nei capitoli precedenti relativamente al dimensionamento dei componenti attivi e passivi dei convertitori e alla progettazione degli algoritmi di controllo sono stati verificati per mezzo di modelli sviluppati nell'ambiente di simulazione Psim [13]. Sono state effettuate numerose verifiche parziali dei risultati ottenuti realizzando il modello del sistema di ricarica wireless per fasi successive, aumentandone via via la complessità e analizzando il suo comportamento in diverse condizioni operative.

Nel seguito sono riportati e commentati i grafici ottenuti utilizzando il modello completo e considerando una situazione realistica in cui il veicolo avanza alla velocità massima di 50 km/h e transita sopra tre bobine trasmettenti disposte fianco a fianco. Si è supposto inoltre che inizialmente il condensatore C_{ch} all'ingresso del chopper fosse scarico, che la tensione di batteria fosse di 48 V e che gli algoritmi di controllo siano attivi per tutto l'intervallo di tempo considerato nella simulazione.

La mutua induttanza tra bobine trasmettenti e il pick-up è stata approssimata con l'andamento trapezoidale mostrato nella Figura 24a [14]; da essa si ricava che nel caso considerato il pick-up è in grado di ricevere energia dalla bobine trasmettenti per un intervallo di tempo di circa 0.1s.

L'anello di controllo della tensione V_{ch} agisce fin dall'istante iniziale aumentando l'ampiezza della corrente i_t per caricare il condensatore C_{ch} ; inizialmente però il pick-up non è accoppiato ad alcuna bobina trasmettente per cui il trasferimento di energia non può aver luogo. Di conseguenza, data la natura integrale del regolatore $R_{Vch}(s)$, il riferimento di ampiezza $i_{t,a,ref}$ della corrente cresce fino a saturazione, seguito dall'ampiezza effettiva $i_{t,a}$ della corrente, come mostrato nella Figura 24. È importante quindi settare il limitatore posto all'uscita di $R_{Vch}(s)$ ad un valore compatibile con le caratteristiche delle bobine e dell'invertitore di alimentazione. Nel paragrafo 4.2 era stato calcolato che nelle condizioni peggiori la corrente nella bobina trasmettente raggiunge l'ampiezza di 15.4 A per cui il suo valore limite è stato impostato a 16 A. Le oscillazioni ad alta frequenza presenti sul grafico di $i_{r,a,ref}$ sono dovute al fatto che tale segnale è stato ottenuto mediante filtraggio del valore assoluto di i_t . A tale scopo è stato impiegato un filtro del 2° ordine con banda passante di 20 kHz, valore selezionato come compromesso tra la necessità di attenuare le componenti alternate ad alta frequenza presenti sul segnale di ingresso e riprodurre fedelmente in uscita le variazioni di ampiezza della corrente i_t .

Non appena l'accoppiamento del pick-up con la prima delle bobine trasmettenti è sufficiente, la tensione indotta sul pick-up stesso è abbastanza elevata da portare il raddrizzatore a diodi in conduzione così da caricare il condensatore fino a raggiungere e superare leggermente la tensione di riferimento, come mostrato nella Figura 25a. A questo punto $R_{Vch}(s)$ diminuisce il riferimento $i_{t,a,ref}$ e lo aggiusta al fine di mantenere costante la tensione sul condensatore anche se, nel frattempo, il chopper inizia ad iniettare corrente nel bus in continua del veicolo a cui sono collegati sia la batteria che l'azionamento di trazione. La figura 25b mostra come la corrente nella batteria, che inizialmente è negativa in quanto essa alimenta l'azionamento di trazione, si annulli quando l'anello di controllo di I_b raggiunge la condizione di regime. Tale

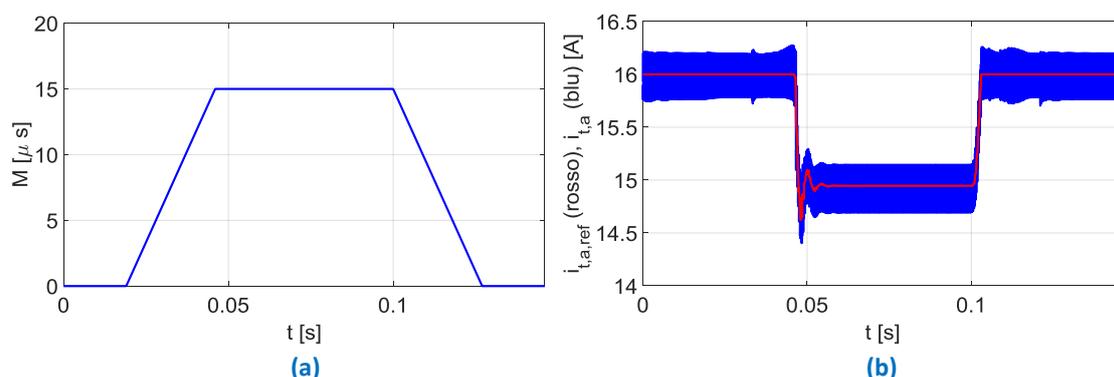


Figura 24. a) Mutua induttanza M . b) Riferimento di ampiezza della corrente i_t , corrente (rosso) e ampiezza effettiva (blu).

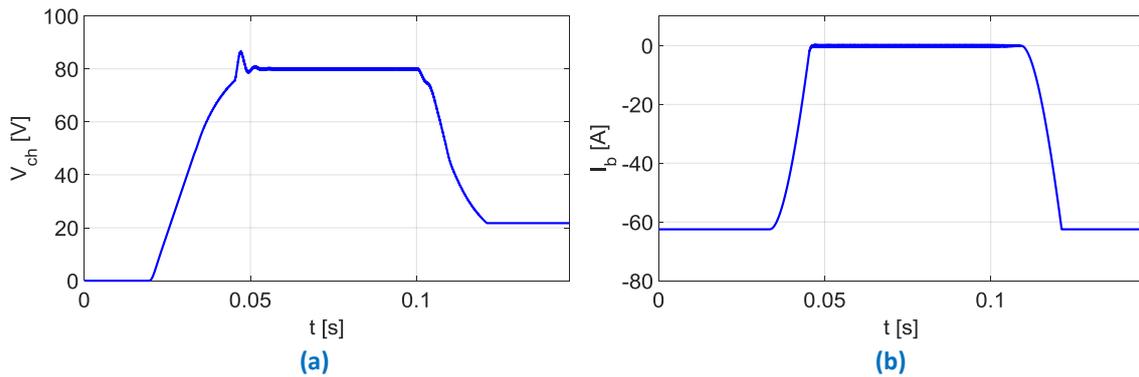


Figura 25. a) Tensione V_{ch} . b) Corrente I_b

situazione permane fino a quando il pick-up supera la terza bobina trasmittente e la mutua induttanza inizia a diminuire. In un primo tempo il sistema riesce a mantenere la tensione ai capi condensatore C_{ch} al valore di riferimento e a cooperare con la batteria nell'alimentare il veicolo aumentando l'ampiezza della corrente i_t ma poi, quando la mutua induttanza risulta troppo piccola, ciò non è più possibile e il trasferimento di energia si arresta. Il regolatore di corrente $R_{ib}(s)$ entra in saturazione e il transistor T_{ch} risulta chiuso per l'intero periodo di commutazione mentre la presenza dell'induttanza L_{ch} lo mantiene in conduzione scaricando il condensatore al di sotto della tensione di batteria, come mostrato in Figura 25a. Immediatamente prima che la corrente $i_{ch,out}$ si annulli è necessario spegnere il transistor T_{ch} onde evitare che, nel caso esso possa condurre in entrambi i sensi, la corrente inizi a circolare con verso opposto e a caricare il condensatore a spese della batteria.

Dall'esame delle figure si nota come tutte le grandezze abbiano gli andamenti previsti e come gli algoritmi di controllo eseguano correttamente la funzione loro assegnata.

8 Individuazione degli interruttori statici di potenza e dei relativi driver con le caratteristiche adatte alla realizzazione dei convertitori statici.

La potenza dissipata negli interruttori statici di potenza è dovuta alle perdite di conduzione e a quelle di commutazione che dipendono dalla potenza erogata dal convertitore e dalla frequenza di commutazione degli interruttori. L'efficienza dei convertitori statici può essere incrementata realizzandoli con topologie che consentono di commutare gli interruttori a tensione o corrente nulla e/o impiegando interruttori statici con caratteristiche migliori dal punto di vista delle perdite.

8.1 Interruttori statici di potenza

In anni recenti i progressi della tecnologia dei semiconduttori hanno reso disponibili nuovi materiali, quali il carburo di silicio (SiC) e il nitruro di gallio (GaN) che, rispetto al silicio, consentono di realizzare interruttori elettronici caratterizzati da una minore resistenza e da una minore capacità parassita cosicché essi presentano minori perdite di conduzione e possono commutare a frequenze superiori. L'alta conducibilità termica e la bassa dilatazione rendono inoltre più affidabile il packaging di questi dispositivi. Considerate queste caratteristiche e la frequenza di commutazione relativamente elevata dell'invertitore di alimentazione e del raddrizzatore a diodi, si ritiene conveniente impiegare questi dispositivi per la realizzazione del prototipo. Qualora fossero impiegati anche per la realizzazione del chopper, sarebbe possibile farlo funzionare a frequenza più elevata riducendo così la capacità del condensatore di filtro C_{ch} . Già da qualche anno sono disponibili transistor di tipo MOSFET e diodi per applicazioni di conversione statica di potenza basati sulla tecnologia SiC mentre quelli basati su GaN sono stati commercializzati più recentemente. I primi sono in grado di sostenere tensioni superiori a 600 V, e tipicamente raggiungono i 1200 V [15] con alcuni modelli sono possono lavorare fino a 1500 V [16] mentre i secondi possono essere impiegati per applicazioni in cui la tensione non supera i 600 V [17], [18]. Come mostrato nei capitoli 3 e 5, nel caso del caso del sistema di ricarica wireless dinamica le tensioni di lavoro dei componenti sono sempre inferiori a 600 V per cui entrambi i tipi di dispositivi possono essere utilizzati.

I transistor sono offerti sia come componenti discreti che come moduli che contengono due transistor collegati in serie per la realizzazione di una ramo di un inverter, quattro transistor collegati nella configurazione a due rami, oppure sei transistor collegati nella configurazione a tre rami. I diodi SiC sono disponibili come componenti discreti o come moduli nella configurazione a ponte di Graetz. Alcuni produttori hanno a catalogo anche moduli ibridi in cui in parallelo a transistor di tipo IGBT con substrato di silicio sono collegati diodi di tipo SiC [19].

8.2 Driver

Il comando dei transistor SiC MOSFET richiede tensioni gate-source asimmetriche che possono raggiungere i 25 V per portare il transistor completamente in conduzione e i -10V per interdirlo del tutto [20], [21]. Nella maggior parte dei dispositivi tale range di tensioni è ridotto, ed è possibile sfruttare appieno le loro caratteristiche con tensioni di gate comprese tra +20 e -5V, tuttavia i circuiti di comando del gate specifici per SiC MOSFET sono progettati per coprire l'intero intervallo di tensione (+25V,-10V). Il picco di corrente erogato per accensione di un SiC MOSFET può raggiungere diversi Ampere mentre il picco di corrente assorbito per causarne lo spegnimento è dell'ordine di 10 A. Considerando l'alta frequenza di commutazione raggiungibile dai SiC MOSFET i circuiti di comando devono garantire tempi di salita e di discesa dell'ordine di poche decine di ns ed avere una bassa induttanza parassita, per questo motivo il package ha dimensioni ridotte e il driver è posizionato il più vicino possibile al transistor. Al fine di garantire l'affidabilità a lungo termine del SiC MOSFET, alcuni driver sono anche dotati di funzione di desaturazione per la rilevazione e la protezione del transistor dalla sovracorrenti.

Alcuni produttori di SiC MOSFET offrono anche i circuiti di comando dedicati ai loro dispositivi [22] e talvolta anche schede di comando pre-costruite [23] disponibili in diversi modelli. La maggior parte di esse è progettata per il comando di un solo ramo di un inverter ma ne esistono anche modelli in grado di comandare tre rami. Le schede sono dotate di alimentatori switching isolati e di fotoaccoppiatori che consentono di utilizzare il potenziale del punto centrale di ogni ramo come riferimento per il segnale di comando del transistor superiore.

Appendice

Tabella Ia. Dimensionamento dei convertitori statici

Denominazione	Simbolo	Valore	Tensione di picco	Corrente di picco
Transistor del chopper	T_{ch}		$V_{ch}=80\text{ V}$	$I_{ch,in,pk}=76.8\text{ A}$
Diodo del chopper	D_{ch}		$V_{ch}=80\text{ V}$	$I_{ch,in,pk}=76.8\text{ A}$
Induttanza del chopper	L_{ch}	3.2 mH	$V_{ch}=80\text{ V}$	$I_{ch,in,pk}=76.8\text{ A}$
Condensatore del chopper	C_{ch}	2.6 mF	$V_{ch}=80\text{ V}$	$2/\pi i_{p,pk}=40.6\text{ A}$
Diodi del raddrizzatore	$D_{r1}-D_{r4}$		$V_{ch}+4\text{ V}=84\text{ V}$	$i_{p,pk}=63.8\text{ A}$
Diodi del raddrizzatore di rete	$D_{g1}-D_{g4}$		$V_{g,pk}=358\text{ V}$	$i_{g,pk}=17\text{ A}$
Induttanza del PFC	L_{PFC}	6.7 mH	$v_{LPFC,pk}=738\text{ V}$	$i_{g,pk}=17\text{ A}$
Diodo del PFC	D_{PFC}		$V_{DC}=380\text{ V}$	$i_{g,pk}=17\text{ A}$
Transistor del PFC	T_{PFC}		$V_{DC}=380\text{ V}$	$i_{g,pk}=17\text{ A}$
Condensatore del PFC	C_{PFC}	6.8 mF	$V_{DC}=380\text{ V}$	$i_{CDC,pk}=10.9\text{ A}$
Diodi dell'invertitore	$D_{i1}-D_{i4}$		$V_{DC}=380\text{ V}$	$i_{s,pk}=17.8\text{ A}$
Transistor dell'invertitore	$T_{i1}-T_{i4}$		$V_{DC}=380\text{ V}$	$i_{s,pk}=17.8\text{ A}$

Tabella IIa. Dimensionamento delle bobine e delle reti risonanti

Denominazione	Simbolo	Valore	Tensione di picco	Corrente di picco
---------------	---------	--------	-------------------	-------------------

Pickup	L_p	54.7 μ H	$V_{p,tot,pk}=1845V$	$i_{p,pk}=63.8 A$
Condensatore pickup	C_p	64.9 nF	$V_{p,l,pk}=1842V$	$i_{p,pk}=63.8 A$
Bobina trasmittente	L_t	54.7 μ H	$V_{t,tot,pk}=643V$	$I_{t,pk}=15.4 A$
Condensatore bob. trasm.	C_t	64.9 nF	$V_{t,tot,pk}=643V$	$I_{ct,pk}=22.3 A$
Bobina ausiliaria	L_a	54.7 μ H	$V_{La,pk}=514 V$	$i_{s,pk}=17.8 A$

Ringraziamenti

Si ringrazia sentitamente il prof. Buja per il suo interessamento e il suo contributo alle attività inerenti il progetto; senza di essi molti dei risultati presentati non sarebbero stati raggiunti.

Bibliografia

- [1] C. Mi, G. Buja, S.Y. Choi, and T. Rimet al. "Modern advances in wireless power transfer systems for roadway powered electric vehicles," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 1, no. 1, pp. 6533-6545, 2016.
- [2] G.A. Covic and J.T. Boys, "Modern trends in inductive power transfer for transportation applications," IEEE Jour. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 1, no. 1, pp. 28-41, 2013.
- [3] S.Y. Choi, B.W. Gu, S.Y. Jeong, and C.T. Rim, "Advances in wireless power transfer systems for roadway-powered electric vehicles," IEEE Jour. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 18-36, March 2015.
- [4] H.K. Dashora, G. Buja, M. Bertoluzzo, R. Pinto, and V. Lopresto, "Analysis and design of DD coupler for dynamic wireless charging of electric vehicles," 2018 Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 32, no. 2, pp. 170-189, 2018.
- [5] K.N. Mude, M. Bertoluzzo, G. Buja, and R. Pinto, "Design and experimentation of two-coil coupling for electric city-car WPT charging," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 30, no. 1, pp. 70-88, 2016.
- [6] M. Budhia, J.T. Boys, G.A. Covic, and C.Y. Huang, "Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no 1, pp. 318-328, 2013.
- [7] F.W. Grover. "Inductance calculations: working formulas and tables," Dover Publication, New York, 1962.
- [8] J. Deng, W. Li, T.D. Nguyen, et al. "Compact and efficient bipolar coupler for wireless power chargers: design and analysis," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 11, pp. 6130-6140, 2015.
- [9] A. Zaheer, G. A. Covic, D. Kacprzak, "A bipolar pad in a 10-kHz 300-W distributed IPT system for AGV applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 7, pp. 3288-3301, 2014.
- [10] A. Robichaud, M. Boudreault, D. Deslandes, "Theoretical analysis of resonant wireless power transmission links composed of electrically small loops," Progress In Electromagnetics Research, no. 143, pp. 485-501, 2013.
- [11] Disponibile: <http://www.hitachi-metals.co.jp/e/press/pdf/2015/20150323.pdf>. (Ultimo accesso: March 7, 2017).
- [12] M. Forato, M. Bertoluzzo, and G. Buja, "Modeling of the dynamics of a resonant wireless power transfer circuit," Atti di IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 472-477, 2017.
- [13] Disponibile: <https://powersimtech.com/products/psim/> (Ultimo accesso: 20/12/2017)
- [14] M. Bertoluzzo, G. Buja, H.K. Dashora, "Lumped track layout design for dynamic wireless charging of

electric vehicles,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no, 10, pp. 6631-6640, 2016.

- [15] Disponibile: <https://www.semikron.com/products/product-classes/sic/full-sic.html>. (Ultimo accesso: 19/19/2017).
- [16] Disponibile: <http://www.rohm.com/web/eu/search/parametric/-/search/SiC%20MOSFET> (Ultimo accesso: 18/12/2017).
- [17] Disponibile: <http://www.transphormusa.com/products/> (Ultimo accesso: 18/12/2017)
- [18] Disponibile: <https://www.infineon.com/cms/en/product/promopages/gallium-nitride/> (Ultimo accesso: 18/12/2017).
- [19] Disponibile: <https://www.semikron.com/products/product-classes/sic/hybrid-sic.html> (Ultimo accesso: 20/12/2017).
- [20] Disponibile: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND6237-D.PDF> (Ultimo accesso: 18/12/2017).
- [21] Disponibile: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/7d/2b/9d/f0/88/07/4b/6f/DM00170577.pdf/files/DM00170577.pdf/jcr:content/translations/en.DM00170577.pdf (Ultimo accesso: 18/12/2017).
- [22] Disponibile: <http://www.st.com/en/power-management/stgap1as.html> (Ultimo accesso: 18/12/2017).
- [23] Disponibile: <https://www.wolfspeed.com/power/gate-driver-boards/table> (Ultimo accesso: 18/12/2017).