



Ricerca di Sistema elettrico

## Automazione di un caricabatteria contactless per city car

Giuseppe Buja, Manuele Bertoluzzo



## AUTOMAZIONE DI UN CARICABATTERIA CONTACTLESS PER CITY CAR

Giuseppe Buja, Manuele Bertoluzzo (Dipartimento di Ingegneria Industriale, Università di Padova)

Settembre 2015

Report Ricerca di Sistema Elettrico

Accordo di Programma Ministero dello Sviluppo Economico - ENEA

Piano Annuale di Realizzazione 2014

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

Progetto: Prodotti e processi per il miglioramento dell'efficienza energetica nell'elettromobilità

Obiettivo: Componenti e strutture di alimentazione innovative per veicoli elettrici e/o ibridi, per la ricarica rapida in c.a. ed in c.c.

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: *"Sistema per l'automazione del funzionamento di un caricabatteria contactless"*

Responsabile scientifico ENEA: Rosanna Pinto

Responsabile scientifico Università di Padova: Prof. Giuseppe Buja

## Indice

SOMMARIO.....	4
1 INTRODUZIONE.....	5
1.1 SCHEMI E DATI.....	5
2 DESCRIZIONE DELLE ATTIVITÀ SVOLTE E DEI RISULTATI.....	7
2.1 SISTEMA DI COMUNICAZIONE PER LA GESTIONE DEL CARICABATTERIA.....	8
2.1.1 SISTEMA DI COMUNICAZIONE TRA PC ED DSPT.....	9
2.1.1.1 <i>Organizzazione degli identificatori</i> .....	10
2.1.1.2 <i>Lettura o scrittura di un parametro</i> .....	11
2.1.1.3 <i>Lettura o scrittura di una variabile</i> .....	11
2.1.1.4 <i>Lettura o scrittura programmata di più parametri</i> .....	12
2.1.2 SISTEMA DI COMUNICAZIONE TRA I DUE DSP.....	13
2.1.2.1 <i>Moduli a radiofrequenza</i> .....	13
2.1.2.2 <i>Organizzazione del campo dati del messaggio WiFi</i> .....	13
2.2 RICONOSCIMENTO DELLE CONDIZIONI DI NON RISONANZA E CONSEGUENTE AGGIUSTAMENTO DELLA FREQUENZA DI ALIMENTAZIONE.....	14
2.2.1 CONDIZIONI DI RISONANZA.....	14
2.2.2 EFFETTI DI UNO SCOSTAMENTO DEI PARAMETRI REATTIVI SULL'EFFICIENZA E SUL FATTORE DI DIMENSIONAMENTO.....	16
2.2.3 RISONANZA DELLO STADIO TRASMITTENTE.....	17
2.2.4 RISONANZA DELLA REATTANZA VISTA DALLA SORGENTE DI ENERGIA.....	17
2.2.4.1 <i>Determinazione della frequenza di risonanza</i> .....	18
2.2.4.2 <i>Effetti sull'efficienza e sul fattore di dimensionamento</i> .....	19
2.2.5 RISONANZA DELLO STADIO RICEVENTE.....	20
2.2.6 AGGIUSTAMENTO DELLA FREQUENZA DI ALIMENTAZIONE.....	21
2.2.6.1 <i>Sistema per l'aggiustamento della frequenza di alimentazione</i> .....	22
2.3 ALGORITMI DEDICATI.....	23
2.3.1 STATI IDLE E SEEKING.....	24
2.3.2 STATO PRECHARGING E CHARGING.....	24
2.3.3 INDIVIDUAZIONE DI EVENTI INDESIDERATI.....	25
2.3.3.1 <i>Mancanza di comunicazione tra le due stadi</i> .....	25
2.3.3.2 <i>Sovracorrente nei due stadi</i> .....	27
2.3.3.3 <i>Mancanza della tensione di rete</i> .....	27
2.3.3.4 <i>Cortocircuito del caricabatteria</i> .....	27
3 CONCLUSIONI.....	27
4 RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI.....	28
5 ABBREVIAZIONI ED ACRONIMI.....	28
5.1 PEDICI.....	29
6 APPENDICE.....	29

## Sommario

I sistemi per il trasferimento contactless di energia elettrica di tipo induttivo con potenze superiori al centinaio di watt hanno subito una rapida evoluzione tecnica nell'ultimo biennio a seguito del consolidarsi delle conoscenze teoriche sul funzionamento e la progettazione delle topologie risonanti. Il loro impiego ha consentito un sostanziale miglioramento delle prestazioni dei sistemi contactless di potenza, in primis dell'efficienza e della distanza operativa. In parallelo al miglioramento delle prestazioni, è iniziato l'utilizzo di questi sistemi in applicazioni industriali e civili fra le quali va annoverata la ricarica degli accumulatori dei veicoli elettrici.

Il presente documento riferisce sul lavoro di ricerca svolto in relazione al tema dell'automazione gestionale e funzionale di un caricabatteria contactless per city car. Il lavoro di ricerca ha preso come riferimento il prototipo di caricabatteria contactless risonante descritto in [1]. Le attività attraverso le quali si è sviluppato il lavoro di ricerca sono tre e hanno riguardato i seguenti argomenti, il primo relativo all'automazione gestionale e gli altri due all'automazione funzionale:

*Sistema di comunicazione per la gestione del caricabatteria.* Il caricabatteria contactless è formato da due stadi: quello trasmittente interrato nella postazione di ricarica e quello ricevente posto a bordo auto. Ognuno dei due stadi è controllato da una Unità Elettronica di Controllo (ECU). La gestione automatica dell'intero caricabatteria richiede da un lato il coordinamento delle operazioni delle due ECU e dall'altro l'utilizzo di un dispositivo di I/O per la conduzione del caricabatteria, in particolare per la parametrizzazione e la visura dei dati di funzionamento. Per la gestione del caricabatteria si rende pertanto necessario l'uso di due reti di comunicazione: a) una rete seriale che colleghi un PC utente, utilizzato come dispositivo di I/O, con la ECU posta nello stadio trasmittente, e b) una rete wireless che colleghi la ECU posta nello stadio trasmittente con la ECU posta nello stadio ricevente.

*Riconoscimento delle condizioni di non risonanza e conseguente aggiustamento della frequenza di alimentazione.* Il disallineamento tra le bobine trasmittente e ricevente di un caricabatteria contactless con topologia risonante, pur consentendo il trasferimento di una considerevole quota parte di energia tra i due stadi, riduce l'efficienza del caricabatteria. Infatti, esso produce una variazione dei parametri induttivi che provoca la perdita delle condizioni di risonanza per i due stadi del caricabatteria. Una situazione analoga accade in presenza di una variazione dei parametri induttivi e capacitivi dei due stadi a seguito di un invecchiamento dei componenti usati oppure con la temperatura di funzionamento o semplicemente perché i valori dei componenti sono diversi da quelli previsti in sede di progetto a causa delle tolleranze costruttive. Al fine di far fronte a condizioni di non risonanza, risulta conveniente un aggiustamento della frequenza di alimentazione che ottimizzi le prestazioni del caricabatteria.

*Sviluppo di algoritmi dedicati.* La gestione di un caricabatteria contactless richiede l'implementazione di algoritmi che eseguano le funzioni richieste dalle peculiarità operative dell'apparecchiatura e/o dell'applicazione. Le funzioni di maggiore interesse sono a) riconoscimento della presenza di un veicolo sopra la postazione dello stadio trasmittente e procedura per l'accensione del caricabatteria, b) individuazione dei seguenti eventi indesiderati: mancanza di comunicazione tra i due stadi, mancanza di tensione di rete, cortocircuito del caricabatteria, e c) spegnimento controllato del caricabatteria al termine dell'operazione di ricarica o in presenza di eventi indesiderati.

Nel seguito del documento le tre attività sopra delineate sono descritte in modo particolareggiato.

## 1 Introduzione

Il lavoro di ricerca è stato condotto all'interno dell'Accordo di Programma ed è consistito nello svolgimento di attività aventi per oggetto l'automazione gestionale e funzionale di un caricabatteria contactless di tipo induttivo con topologia risonante per city car elettrica. Le attività si inseriscono nell'ambito del Progetto C.4 "Prodotti e processi per il miglioramento dell'efficienza energetica nell'elettromobilità" e hanno l'obiettivo di automatizzare il processo di trasferimento contactless dell'energia elettrica per la ricarica degli accumulatori dei veicoli elettrici. L'obiettivo è raggiunto mediante l'impiego di tecnologie ed algoritmi atti a gestire e far funzionare il caricabatteria contactless in modo automatico (ed ottimizzato).

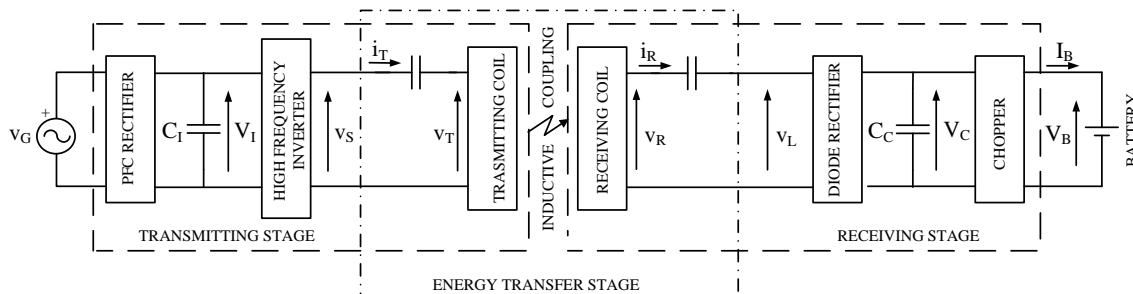
Il presente lavoro è la naturale prosecuzione delle attività riportate in [1]. Esse si erano concretizzate nella realizzazione di un prototipo di caricabatteria contactless per city car elettrica. La frequenza di lavoro era stata fissata a 85 kHz. Il pacco accumulatori della city car considerata aveva una tensione nominale di 48 V e una capacità nominale di 100 A·h.

Per convenienza si richiamano brevemente nel seguito di questa sezione i principali schemi e dati del prototipo di caricabatteria contactless dal momento che essi sono utilizzati come base di partenza del presente lavoro. Nella sezione 2 sono invece documentate le attività di ricerca svolte per l'automazione del caricabatteria contactless, segnatamente a) lo sviluppo di un sistema di comunicazione per la gestione del caricabatteria, b) lo sviluppo di una tecnica per il riconoscimento delle condizioni di non risonanza e il conseguente aggiustamento della frequenza di alimentazione, e c) lo sviluppo di algoritmi dedicati.

### 1.1 Schemi e dati

Lo schema a blocchi del prototipo di caricabatteria contactless è disegnato in Fig. 1.1. Esso ha una topologia risonante realizzata mediante l'inserzione di due condensatori: uno in serie alla bobina dello stadio trasmittente e l'altro in serie alla bobina dello stadio ricevente.

Come si riconosce dalla figura, il caricabatteria è alimentato da una rete monofase. Essa entra in un circuito di conversione di potenza formato dalla cascata di un raddrizzatore con controllo del fattore di potenza (PFC) e di un invertitore operante ad alta frequenza (85 kHz). L'invertitore fornisce alla bobina trasmittente l'energia elettrica che essa trasferisce alla bobina ricevente. L'energia trasferita carica il pacco accumulatori della city car tramite un secondo circuito di conversione di potenza formato dalla cascata di un raddrizzatore a diodi e di un chopper che inietta una corrente (nella modalità di carica a corrente costante) o applica una tensione (nella modalità di carica a tensione costante) ai capi del pacco accumulatori.



**Figura 1.1. Schema a blocchi del prototipo di caricabatteria contactless.**

Le specifiche del prototipo di caricabatteria contactless sono riportate in Tab. 1.1.

Tab.1.1. Specifiche del prototipo di caricabatteria contactless

Quantity	Symbol	Value
Nominal supply voltage	$V_{G,N}$	230 V <sub>rms</sub>
Nominal supply frequency	$f_{G,N}$	50 Hz
Nominal output voltage	$V_{B,N}$	56 V
Nominal output current	$I_{B,N}$	10 A
Nominal output power	$P_{B,N}$	560 W
Minimum output voltage	$V_{B,m}$	36 V
Minimum output current	$I_{B,m}$	0.1 A
Receiving coil diameter	$D$	0.38 m
Distance between coils	$d$	0.1 m ÷ 0.2 m
Operating frequency	$f$	85 kHz

Lo schema elettrico dello stadio di trasferimento di energia, ossia dello stadio che va dall’invertitore all’ingresso del raddrizzatore a diodi, è disegnato in Fig. 1.2. Le grandezze elettriche rappresentate nello schema sono fasori dal momento che il circuito opera sostanzialmente in regime sinusoidale. In particolare,  $\bar{V}_S$  è la tensione della sorgente di energia che alimenta la bobina trasmittente ed è data dall’armonica fondamentale della tensione di uscita dell’invertitore,  $\bar{I}_T$  è la corrente circolante nello stadio trasmittente,  $\bar{V}_T$  è la tensione ai capi della bobina trasmittente,  $\bar{I}_R$  è la corrente circolante nello stadio ricevente,  $\bar{V}_R$  è la tensione ai capi della bobina ricevente e  $\bar{V}_L$  è la tensione sul carico. Lo schema elettrico contiene inoltre i seguenti componenti:  $R_S$  è la resistenza interna della sorgente di tensione,  $R_T$  è la resistenza (parassita) della bobina trasmittente,  $C_T$  è il condensatore di risonanza dello stadio trasmittente,  $L_T$  è l’induttanza della bobina trasmittente,  $M$  è la mutua induzione tra le due bobine,  $L_R$  è l’induttanza della bobina ricevente,  $C_R$  è il condensatore di risonanza dello stadio ricevente,  $R_R$  è la resistenza (parassita) della bobina ricevente e  $R_L$  è la resistenza equivalente di carico, pari alla resistenza rappresentativa del pacco accumulatori riportata ai morsetti di ingresso del raddrizzatore a diodi. Il valore dei componenti dello schema è riportato in Tab.1.2.

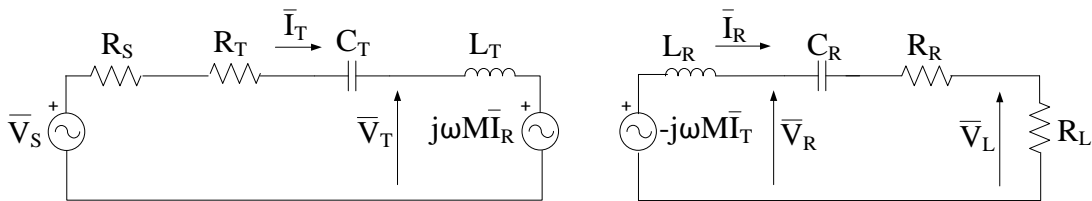


Figura 1.2. Schema elettrico dello stadio di trasferimento dell’energia di un caricabatteria contactless.

Le principali equazioni che reggono il funzionamento dello schema sono le seguenti:

$$\begin{cases} \bar{I}_T = \frac{Z_R}{Z_T Z_R + \omega^2 M^2} \bar{V}_S \\ \bar{I}_R = -\frac{j\omega M \bar{I}_T}{Z_R} \end{cases} \quad (1.1)$$

dove le impedenze  $Z_T$  e  $Z_R$  sono uguali a

$$\begin{cases} \dot{Z}_T = R_S + R_T + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} \\ \dot{Z}_R = R_L + R_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} \end{cases} \quad (1.2)$$

In funzione di  $\bar{V}_S$ , la corrente  $\bar{I}_R$  è data da

$$\bar{I}_R = -\frac{j\omega M}{Z_T Z_R + \omega^2 M^2} \bar{V}_S \quad (1.3)$$

Tab.1.2. Componenti elettrici del prototipo di caricabatteria contactless

Component	Symbol	Value
Internal source resistance	$R_S$	1 $\Omega$
Transmitting coil resistance	$R_T$	0.47 $\Omega$
Transmitting stage resonant capacitor	$C_T$	28.9 nF
Transmitting coil inductance	$L_T$	120 $\mu$ H
Mutual inductance	$M$	30 $\mu$ H
Receiving coil inductance	$L_R$	118 $\mu$ H
Receiving stage resonant capacitor	$C_R$	28.8 nF
Receiving coil resistance	$R_R$	0.47 $\Omega$
Equivalent load resistance (changing during the charge)	$R_L$	6.11 $\Omega$ – 611 $\Omega$

Una fotografia del prototipo di caricabatteria contactless, adagiato sul banco prova, è mostrata in Fig. 1.3.



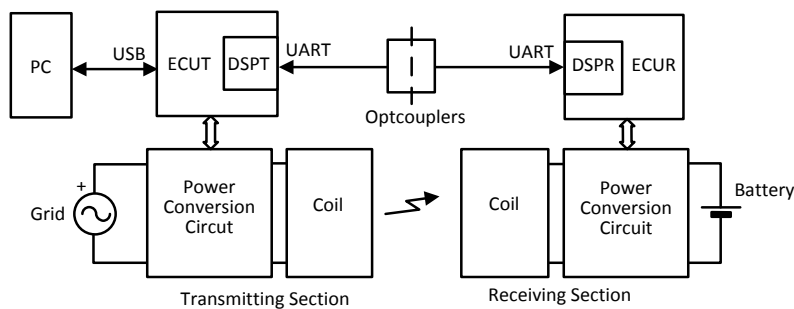
Figura 1.3. Fotografia del prototipo di caricabatteria contactless.

I due stadi del prototipo di caricabatteria contactless sono gestiti da una propria Unità Elettronica di Controllo (ECU): la ECUT per lo stadio trasmittente e la ECUR per lo stadio ricevente. Ognuna delle due ECU impiega una scheda di sviluppo del Digital Signal Controller (DSP) Texas TMS320F28335. Il sistema di controllo del caricabatteria risiede nella ECUT mentre il sistema di controllo del chopper risiede nella ECUR.

## 2 Descrizione delle attività svolte e dei risultati

## 2.1 Sistema di comunicazione per la gestione del caricabatteria

Il sistema di comunicazione implementato in [1] utilizzava le porte messe a disposizione dalle schede di sviluppo del DSP ed aveva la configurazione di Figura 2.1, dove con DSPT e DSPR si sono indicati i DSP collocati rispettivamente nella ECUT e nella ECUR. Dalla figura si riconosce che esistono due collegamenti dati: un primo collegamento è steso tra una porta USB di un PC (utente) e una porta USB della scheda di sviluppo posta nella ECUT, mentre il secondo collegamento è steso direttamente tra porte Serial Communication Interface (SCI), note anche come Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART), dei DSP delle due ECU. Il collegamento tra le due porte UART è realizzato con un cavo e i dati sono trasmessi per mezzo del protocollo RS232 con connessione full duplex a 586 kbps. La separazione tra i due stadi del caricabatteria contactless è assicurata da due fotoaccoppiatori inseriti nel cavo di collegamento, uno per ogni direzione di trasmissione.



**Figura 2.1. Sistema di comunicazione implementato nel prototipo di caricabatteria contactless.**

La parametrizzazione del sistema di governo (controllo e gestione) del prototipo di caricabatteria contactless è effettuata mediante il collegamento tra PC e la scheda di sviluppo posta nella ECUT. L'interfaccia di comunicazione è stata implementata avvalendosi dell'ambiente di sviluppo del firmware del DSP. Però, per utilizzare l'interfaccia, si rende necessario disabilitare il caricabatteria e collegare il cavo tra PC e scheda di sviluppo ogni volta che si effettua una parametrizzazione. Pertanto l'implementazione dell'interfaccia, se da un lato ha semplificato la sua realizzazione, dall'altro rende impossibile sia la parametrizzazione in linea del caricabatteria sia l'acquisizione in tempo reale da parte del PC di dati/grandezze relativi al suo funzionamento in quanto richiede che il caricabatteria venga prima spento e successivamente riacceso.

Il coordinamento delle operazioni dei due stadi durante il funzionamento del caricabatteria avviene mediante uno scambio dati (grandezze di controllo e di gestione) tra i DSP delle due schede di sviluppo attraverso una porta UART. Il bit rate attuale è adeguato alle necessità degli algoritmi di controllo ma non consente di trasferire ulteriori dati se non riducendo la frequenza di aggiornamento delle grandezze e, di conseguenza, la banda passante del sistema di controllo. Inoltre, nella pratica, l'utilizzo di fotoaccoppiatori risulta scomodo in quanto richiederebbe che il conducente del veicolo inserisca un cavo nei fotoaccoppiatori, dal momento che essi verrebbero collocati nello stadio trasmittente. Anche il ricorso ad una trasmissione basata su accoppiamento ottico remoto, per esempio fotodiodo-fototransistore, non appare conveniente in quanto è verosimile che sporcizia o corpi estranei potrebbero impedire la comunicazione.

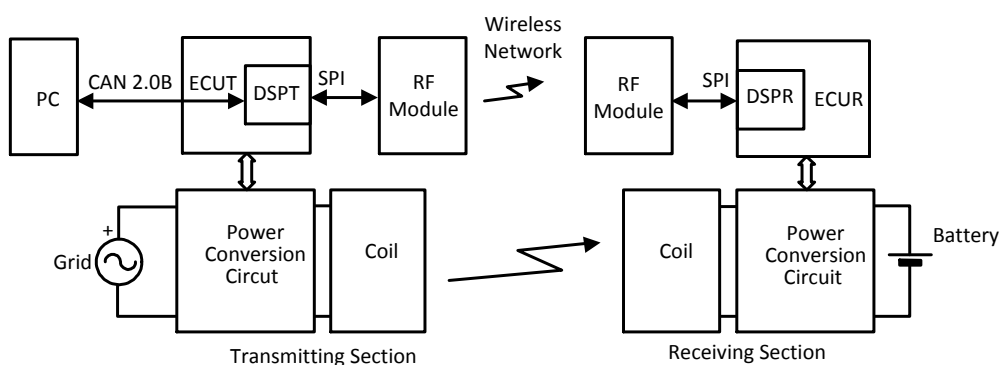
Da questa disanima, si evince che -in un contesto applicativo (nel quale anche le schede di sviluppo saranno sostituite da un circuito apposito costruito attorno ai DSP)- la soluzione più adatta per effettuare lo scambio dati tra PC e DSPT è una rete seriale mentre quella per effettuare lo scambio dati tra i DSP delle due ECU è una rete wireless. Le due soluzioni possono essere implementate utilizzando le molteplici porte di comunicazione in dotazione ai DSP. In particolare, il DSP Texas TMS320F28335 è dotato delle seguenti porte di comunicazione: due porte UART, due porte che supportano il protocollo CAN 2.0B e una porta Serial Peripheral Interface (SPI) dedicata alla comunicazione a breve distanza con dispositivi elettronici



installati sulla medesima scheda. Queste porte sono comuni a molti microcalcolatori e DSP industriali. Appare pertanto manifesta la convenienza di realizzare il collegamento tra PC e DSPT per mezzo di una rete seriale CAN e di impiegare il protocollo CAN 2.0B per la trasmissione dati. Se si utilizza un PC non di tipo industriale sprovvisto di interfaccia CAN, si dovrà equipaggiarlo con la relativa interfaccia, peraltro facilmente reperibile in commercio.

Un problema analogo sorge per la rete wireless dal momento che i DSP per applicazioni industriali sono sprovvisti di appropriate porte di comunicazione. Si rende quindi necessario interfacciare i due DSP con moduli ricetrasmittenti a radiofrequenza (RF) e instaurare tra essi un canale di comunicazione RF.

Il sistema comunicazione per il caricabatteria contactless assume pertanto l'architettura di Fig.2.2. Si noti che con essa -ma anche con l'architettura di Fig.2.1- il DSPT svolge la funzione di ponte tra PC e DSPR, instradando verso quest'ultimo i dati trasmessi dal PC e destinati ad esso (e viceversa).



**Figura 2.2. Sistema di comunicazione per un caricabatteria contactless.**

### 2.1.1 Sistema di comunicazione tra PC ed DSPT

Il protocollo CAN 2.0B impiegato per lo scambio dati tra PC utente e DSPT specifica il livello fisico e il livello di accesso al mezzo del modello di comunicazione ISO/OSI. Affinché i dati possano essere interpretati correttamente dal programma residente nel PC e dal firmware del DSP è necessario definire il livello applicazione. Considerando che la rete ha una topologia punto-punto e che i dati da scambiare sono o parametri di algoritmi con struttura predeterminata (gli algoritmi di controllo e di gestione) oppure grandezze elettriche (correnti, tensioni), può essere vantaggioso predisporre un protocollo del livello applicazione ad hoc, senza affrontare lo sviluppo di un protocollo applicativo di uso generale o l'implementazione di protocolli già esistenti, come CANopen o Devicenet, che risulterebbe sovradimensionati rispetto alle funzionalità richieste. Nel seguito, col termine parametri ci si riferisce sia a parametri veri e propri sia a grandezze elettriche dal momento che le due tipologie di dati sono usate in modo indistinto nella formazione dei messaggi.

Al fine di semplificare la gestione della comunicazione si può impiegare il metodo di accesso al mezzo di tipo master-slave, nel quale il PC ha il ruolo di master e gestisce i due DSP come se entrambi fossero collegati alla rete CAN. Il DSPT, che è fisicamente collegato alla rete CAN, riconosce se il messaggio inviato dal PC è destinato ad esso, e in questo caso lo legge e genera il messaggio di risposta per il PC, oppure inoltra il messaggio tramite il canale RF all'altro DSP; da quest'ultimo riceve il messaggio di risposta tramite il canale RF e lo inoltra al PC tramite la rete CAN.

I servizi messi a disposizione dal livello applicazione riflettono le modalità con le quali i dati vengono memorizzati e/o elaborati dal firmware dei DSP. I parametri possono essere convenientemente memorizzati in vettori di numeri interi a 16 bit ai quali si accede specificando il loro indice. Dati di altro tipo, chiamati variabili nel seguito, per esempio i risultati intermedi delle elaborazioni, non conviene salvarli nei vettori ma piuttosto porli in locazioni di memoria il cui indirizzo viene riportato con estensione "map" nel file generato in fase di compilazione del firmware. Ne segue la convenienza di accedere ai dati usando due

metodi: il primo permette di leggere o scrivere i parametri contenuti nei vettori specificando il loro indice e indicando se il parametro viene gestito dal DSPT o dal DSPR; l'altro metodo permette di accedere alle variabili specificando quale DSP le gestisce, il loro indirizzo di memoria e la quantità di byte che si chiede di leggere o scrivere. Il primo metodo risulta utile nelle fasi di parametrizzazione e monitoraggio del funzionamento del caricabatteria, quando solo un numero ristretto di parametri devono essere scambiati. Il secondo metodo è più indicato nella fase di debug del firmware, quando non è possibile definire a priori tutte le variabili da manipolare. La codifica dei messaggi CAN va effettuata tenendo presente la struttura del frame CAN, con l'intento di ridurre il più possibile in numero e la lunghezza dei messaggi scambiati al fine di massimizzare la frequenza di aggiornamento dei dati.

Il frame dei messaggi CAN è composto da quattro campi e da alcuni bit che delimitano i campi. Il primo campo ad essere trasmesso è l'identificatore del messaggio, ed è composto o da 11 o da 29 bit a seconda che il nodo sia adibito a trasmettere messaggi con identificatore standard oppure con identificatore esteso. Ogni identificatore di messaggio viene assegnato ad un unico nodo cosicché non è ammesso che due o più nodi trasmettano messaggi con il medesimo identificatore. Il secondo campo è denominato Data Length Code (DLC), è lungo 4 bit e specifica la lunghezza in byte del campo dati. Il terzo campo contiene da 1 a 8 byte di dati; in alcuni messaggi può essere assente. L'ultimo campo è costituito da 15 bit che rappresentano il codice Cycle Redundancy Check (CRC) dei bit che lo precedono nel messaggio e consente al nodo di verificare la correttezza del messaggio ricevuto.

Nel caso in esame l'implementazione dei servizi richiesti per il livello applicazione può essere effettuata impiegando messaggi con identificatore da 11 bit, riducendo così l'overhead di trasmissione. In particolare, l'identificatore del messaggio può essere utilizzato per richiedere uno specifico servizio e quale tra i due DSP è coinvolto nella fornitura del servizio.

### 2.1.1.1 Organizzazione degli identificatori

I bit degli identificatori dei messaggi trasmessi dal PC al DSP della ECU possono essere organizzati come mostrato in Figura 2.3.

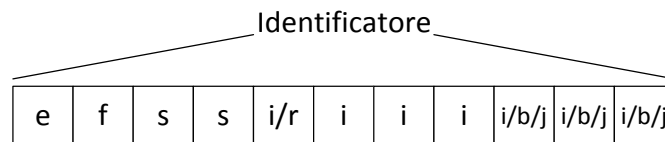


Figura 2.3. Suddivisione in campi dell'identificatore.

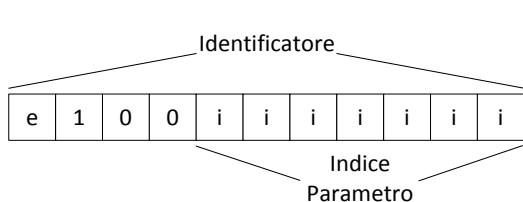
Il primo bit dell'identificatore, indicato con *e*, indica a quale DSP è destinato il messaggio, nel caso di messaggio generato dal PC, oppure quale DSP lo abbia generato. Il bit è posto a 1 per i messaggi relativi al DSP della ECU mentre è posto a 0 per i messaggi relativi al DSP della ECU. Il bit *f* specifica se il messaggio è relativo ad una operazione di scrittura o di lettura. Nel caso di lettura, il bit è posto a 1 mentre nel caso di scrittura è posto a 0. I due bit successivi, indicati con *s*, specificano il tipo di dato coinvolto nel servizio richiesto; essi sono posti a 00 oppure a 01 quando l'operazione di lettura o scrittura coinvolge un parametro, a 10 quando viene coinvolta una variabile e a 11 quando viene coinvolta una particolare struttura di dati che verrà descritta nel seguito. Il bit indicato con *i/r* svolge due funzioni diverse a seconda del valore dei bit *s*: se i bit *s* sono uguali a 00 o 01, ossia quando si richiede la lettura o la scrittura di un parametro, *i/r* coincide con il bit più significativo dell'indice del parametro; se invece i bit *s* sono uguali a 10 o 11, il bit *i/r* specifica se il messaggio è un messaggio di richiesta inviato dal PC (*i/r*=0) oppure la risposta ad una richiesta del PC (*i/r*=1). I bit indicati con *i* sono utilizzati quando i bit *s* sono uguali a 00 o 01 e indicano il secondo, terzo e quarto bit dell'indice del parametro; per valori diversi dei bit *s*, i bit indicati con *i* non sono utilizzati. I bit indicati con *i/b/j* svolgono tre funzioni diverse a seconda del valore dei bit *s*: se i bit *s* sono uguali a 00 o 01, i bit *i/b/j* coincidono con i tre bit meno significativi dell'indice del parametro; se i bit *s* sono

uguali a 10, i bit  $i/b/j$  indicano il numero di byte che devono essere letti o scritti; infine se i bit  $s$  sono uguali a 11, i bit  $i/b/j$  specificano l'indice della struttura dati coinvolta nel trasferimento.

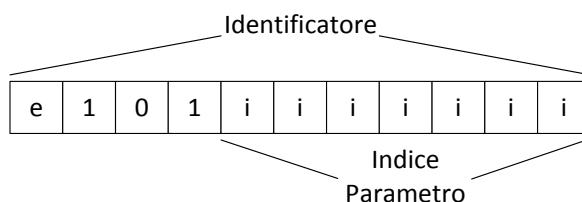
### 2.1.1.2 Lettura o scrittura di un parametro

Quando il PC chiede ad uno dei DSP di inviare il valore di un parametro, l'identificatore del messaggio inviato ha la struttura di Figura 2.4. Il messaggio non possiede campo dati e quindi la sua trasmissione risulta molto rapida. I sette bit indicati con  $i$  specificano l'indice del parametro che deve essere letto; si noti che l'utilizzo di sette bit consente di gestire fino a 128 parametri.

La risposta dei DSP a questo messaggio ha l'identificatore mostrato in Figura 2.5: esso è uguale a quello inviato dal PC ma i bit  $s$  hanno codice 01 invece di 00. E' inoltre presente un campo dati lungo 2 byte che contiene il valore del parametro.



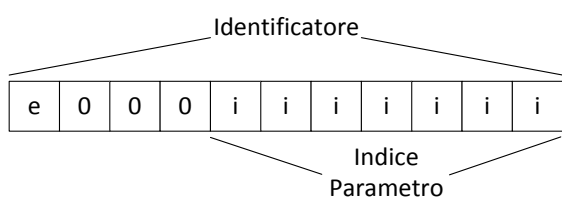
**Figura 2.4. Identificatore di un messaggio che chiede la lettura di un parametro.**



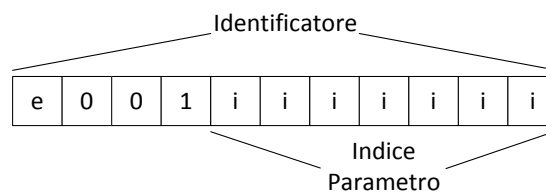
**Figura 2.5. Identificatore di un messaggio di risposta alla richiesta di lettura di un parametro.**

Quando il PC chiede ad un DSP la scrittura di un parametro, l'identificatore del messaggio inviato ha la struttura di Figura 2.6, nel quale il bit  $f$  è posto a 0. E' inoltre presente un campo dati lungo 2 byte che contiene il valore del parametro.

La risposta dei DSP a questo messaggio ha l'identificatore mostrato in Figura 2.7: esso è uguale a quello inviato dal PC ma i bit  $s$  hanno codice 01 invece di 00; inoltre nella risposta il campo dati non è presente.



**Figura 2.6. Identificatore di un messaggio che chiede la scrittura di un parametro.**

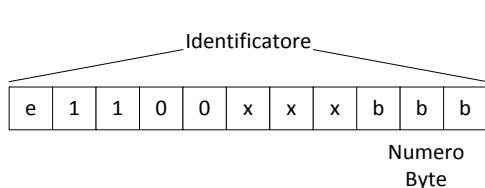


**Figura 2.7. Identificatore di un messaggio di risposta alla richiesta di scrittura di un parametro.**

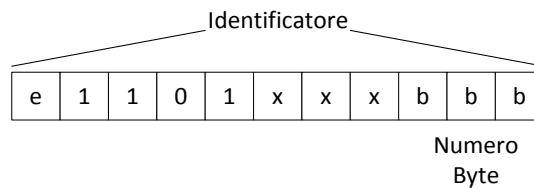
### 2.1.1.3 Lettura o scrittura di una variabile

Per richiedere ad uno dei DSP di inviare il valore di una variabile, il PC trasmette un messaggio avente l'identificatore con la struttura di Figura 2.8. I tre bit indicati con  $b$  specificano il numero di byte (fino a un massimo di 4) che sono letti mentre i tre bit indicati con  $x$  non sono utilizzati. E' inoltre presente un campo dati lungo 4 byte che specifica l'indirizzo nel DSP della variabile da leggere.

La risposta dei DSP a questo messaggio ha l'identificatore con la struttura di Figura 2.9: esso è uguale a quello inviato dal PC ma il bit  $r/i$  è posto a 1 invece che a 0. E' inoltre presente un campo dati avente la lunghezza specificata dai tre bit indicati con  $b$  e che contiene il valore della variabile.



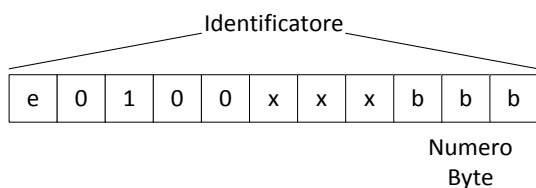
**Figura 2.8. Identificatore di un messaggio che chiede la lettura di una variabile.**



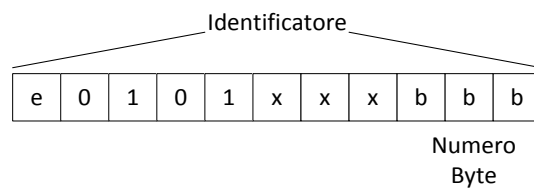
**Figura 2.9. Identificatore di un messaggio di risposta alla richiesta di lettura di una variabile.**

Quando il PC chiede la scrittura di una variabile, esso deve inviare al DSP sia l'indirizzo che il valore della variabile. L'identificatore del messaggio inviato ha la struttura di Figura 2.10, nel quale il bit *f* è posto a 0. Come nel caso della lettura, i tre bit indicati con *b* specificano il numero di byte che sono scritti mentre i tre bit indicati con *x* non sono utilizzati. E' presente un campo dati lungo al massimo 8 byte, dove i primi quattro byte specificano l'indirizzo nel DSP della variabile da scrivere e i successivi, in numero pari a *bbb*, contengono il valore da assegnare.

La risposta del DSP a questo messaggio ha l'identificatore con la struttura di Figura 2.11: esso è uguale a quello inviato dal PC ma il bit *r/i* è posto a 1 invece che a 0; inoltre nella risposta il campo dati non è presente.



**Figura 2.10. Identificatore di un messaggio che chiede la scrittura di una variabile.**



**Figura 2.11. Identificatore di un messaggio di risposta alla richiesta di scrittura di una variabile.**

#### 2.1.1.4 Lettura o scrittura programmata di più parametri

La lettura e la scrittura di un parametro con le modalità esposte nel paragrafo 2.1.1.2 sono affette da un considerevole overload. Infatti, per la trasmissione di payload di 16 bit, transitano in rete due messaggi che, considerando i campi identificatore, DLC, dati e CRC, comportano la trasmissione di 76 bit. L'overload può essere mitigato ricorrendo a una soluzione simile a quella attuata dal CANOpen mediante i cosiddetti Process Data Object (PDO). Nel caso dell'applicazione in oggetto, si tratta di definire degli insiemi di parametri i cui valori vengono trasferiti utilizzando un unico messaggio, dove ogni insieme di parametri contiene al massimo quattro elementi. Come esempio si consideri la lettura programmata delle tensioni e delle correnti nei lati in continua dei due stadi del caricabatteria: i parametri relativi a queste grandezze sono raggruppati nello stesso insieme al quale venga assegnato l'indice *n*. Quando il PC richiede la trasmissione dell'insieme di indice *n*, i DSP rispondono inviando un unico messaggio il cui campo dati contiene i quattro valori richiesti. Con questo approccio il traffico in rete viene drasticamente ridotto: il payload di 64 bit è trasmesso facendo transitare in rete 124 bit, contro i 304 necessari con il metodo descritto nella sezione 2.1.2. Ovviamente, affinché la lettura e la scrittura programmata dei parametri avvenga correttamente, è necessario che il PC e i DSP abbiano definito in modo coerente gli insiemi di parametri e gli indici ad essi associati.

## 2.1.2 Sistema di comunicazione tra i due DSP

Come sopra anticipato, i due DSP sono interfacciati con moduli RF; allo scopo si possono impiegare i moduli RF commerciali già predisposti per l'interfacciamento con DSP. Essi hanno o porte UART o porte SPI. I moduli con porte SPI consentono di operare con un bit rate più elevato che raggiunge i 10 Mbps contro un massimo di circa 1Mbps raggiungibile dai moduli con porte UART.

### 2.1.2.1 Moduli a radiofrequenza

Esistono due modelli di moduli RF commercializzati, chiamati nel seguito A e B. Il modello A è provvisto di un microprocessore che gestisce il ricetrasmittitore e può essere programmato per svolgere le funzioni specificate dall'utente; tipicamente il modulo comunica con l'esterno mediante una porta UART per mezzo della quale riceve i dati da trasmettere tramite il canale RF. Il modello B è provvisto del solo ricetrasmittitore, che deve essere gestito da un microprocessore esterno, ma offre un ventaglio di opzioni per la comunicazione che comprende porte UART, SPI, USB e vari tipi di protocolli. L'impiego di moduli del modello A allevierebbe i compiti dei DSP delle ECU sollevandoli dalla gestione dei ricetrasmittitori; tuttavia la necessità di fornire i dati da trasmettere tramite la porta UART penalizzerebbe il bit rate effettivo della trasmissione RF. Al contrario, i moduli del modello B richiedono un maggiore impegno ai DSP per la necessità di gestire i ricetrasmittitori RF ma al contempo consentono di raggiungere bit rate effettivi più elevati usufruendo della maggiore velocità di trasmissione della porta SPI.

La scelta del modello B diventa pertanto obbligatoria per l'automazione delle operazioni gestionali e funzionali del caricabatteria contactless in quanto rende possibile trasmettere tra i due stadi anche dati di parametrizzazione e di funzionamento, oltre alle grandezze elettriche impiegate dal sistema di controllo. Si potrà pertanto implementare un sistema di comunicazione con capacità gestionali che si esplicano in tempo reale, ossia mentre il caricabatteria contactless esegue l'operazione di ricarica.

I ricetrasmittitori dei moduli RF implementano principalmente quattro protocolli, che definiscono il livello fisico e il livello di accesso al mezzo del modello di comunicazione ISO/OSI. Essi sono lo standard IEEE 802.11, più noto come WiFi, due standard derivati dallo standard IEEE 802.15.4, noti come ZigBee e MiWi, e il Bluetooth; esistono anche protocolli proprietari, pure derivati dallo standard IEEE 802.15.4, che operano nelle porzioni libere della banda Industrial, Scientific and Medical (ISM), collocate nell'intorno dei 2.4GHz oppure dei 5 GHz.

Il bit rate dei moduli RF dipende dal protocollo adottato: le diverse classi di WiFi consentono bit rate compresi tra 54 Mbps a 3Gbps; ZigBee e MiWi operano a 250 kbps mentre la versione più aggiornata di Bluetooth raggiunge i 3Mbps. Dalle prestazioni dei diversi protocolli si evince come sia WiFi che Bluetooth siano in grado di replicare le prestazioni della porta SPI del DSP dal punto di vista della velocità di trasmissione.

Alcuni moduli RF commercializzati sono mostrati in Figura 2.11. Il primo e il terzo da sinistra hanno un'antenna integrata, realizzata sul circuito stampato che alloggia i componenti del modulo; il secondo e il quarto sono invece predisposti per la connessione ad una antenna esterna, soluzione che offre migliori prestazioni dal punto di vista della distanza di comunicazione. Nel caso di un caricabatteria contactless, considerata la breve distanza esistente tra i due stadi durante la carica, appare manifesto che le prestazioni dei moduli con antenna integrata sono sufficienti per fornire i servizi richiesti.

Alla luce delle considerazioni sopra esposte, si ritiene che il modulo RF MRF24WG0MA prodotto dalla Microchip (il primo a sinistra di Figura 2.11) abbia le caratteristiche richieste per la implementazione del canale di comunicazione RF tra i due DSP del caricabatteria contactless. Il modulo utilizza il protocollo WiFi con frequenza di trasmissione che raggiunge i 54 Mbps, ha un'antenna integrata e può essere connesso ai DSP mediante la porta SPI con la quale può raggiungere una frequenza di trasmissione di 25 Mbps

### 2.1.2.2 Organizzazione del campo dati del messaggio WiFi

Il canale di trasmissione RF ha la duplice funzione di scambiare parametri e variabili come illustrato nel paragrafo 2.1.1, facendo comunicare i due DSP fra loro e il PC con il DSP non collegato alla rete CAN (i.e. il DSPR). Vista l'elevata velocità di trasmissione garantita dal protocollo WiFi e la lunghezza ammessa per il campo dati, le informazioni relative a entrambi i tipi di dati da scambiare possono essere trasmesse simultaneamente impiegando un unico messaggio WiFi. In particolare, si può prevedere che a) ogni messaggio trasmesso via radio trasporti da 8 a 16 byte di dati utili, e b) i primi 8 byte contengano le informazioni elaborate dagli algoritmi di controllo e gestione eseguiti dai due DSP e costituiscono il traffico dati che rimane confinato tra i due DSP. Nel caso che il messaggio debba contenere anche dati scambiati tra PC e DSPR vengono utilizzati byte aggiuntivi: il primo byte indica il numero di byte di dati inseriti nel messaggio CAN, il secondo e il terzo specificano l'identificatore del messaggio CAN e i successivi, da 0 a 8, contengono i dati. La struttura così delineata per il campo dati di un messaggio WiFi è mostrata in Figura 2.12, dove nella parte inferiore è visualizzata la collocazione dei bit dell'identificatore all'interno dei due byte ad esso riservati.



Figura 2.11. Moduli RF.

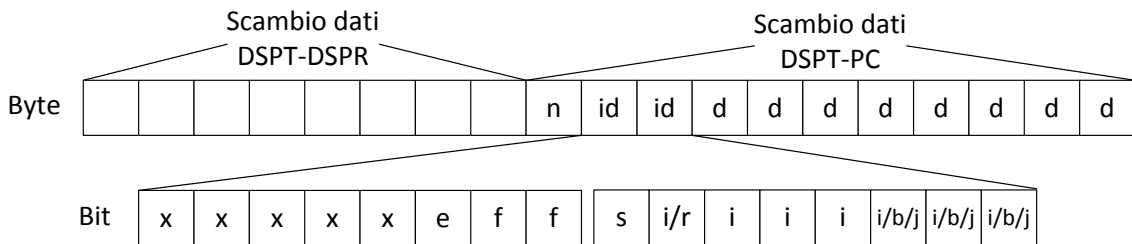


Figura 2.12. Struttura del campo dati di un messaggio WiFi.

## 2.2 Riconoscimento delle condizioni di non risonanza e conseguente aggiustamento della frequenza di alimentazione

### 2.2.1 Condizioni di risonanza

L'efficienza  $\eta$  del caricabatteria contactless è definita come il rapporto tra la potenza assorbita dalla resistenza di carico  $R_L$  e quella attiva erogata dalla sorgente di energia. Essa è data da

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{|Z_R|^2 (R_S + R_T) + \omega^2 M^2 (R_R + R_L)} \quad (2.1)$$

Risulta utile definire anche il fattore  $\alpha$  di dimensionamento in potenza della sorgente di energia (nel seguito, per brevità, fattore di dimensionamento). Esso è dato dal rapporto tra la potenza apparente erogata dalla sorgente di energia e la potenza assorbita dalla resistenza di carico  $R_L$

$$\alpha = \frac{|Z_R| |Z_R Z_T + \omega^2 M^2|}{\omega^2 M^2 R_L} \quad (2.2)$$

L'analisi delle equazioni (2.1) e (2.2) mostra che l'efficienza aumenta e il fattore di dimensionamento diminuisce se  $|Z_R|$  viene minimizzato, mentre la minimizzazione di  $|Z_T|$  è vantaggiosa solamente per il fattore di dimensionamento. Il metodo più immediato per minimizzare contemporaneamente i moduli delle due impedenze consiste nello scegliere i condensatori in modo che gli stadi trasmittente e ricevente abbiano la stessa pulsazione di risonanza e che la pulsazione di alimentazione  $\omega$  sia uguale a quella di risonanza; esplicitando le condizioni si hanno le

$$\omega_{0T} = \omega_{0R} \equiv \omega_0 \quad \omega = \omega_0 \quad (2.3)$$

con

$$\omega_{0T} = \frac{1}{\sqrt{L_T C_T}}, \quad \omega_{0R} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2.4)$$

Sotto queste condizioni le impedenze si riducono a

$$\begin{cases} Z_T = R_S + R_T \\ Z_R = R_R + R_L \end{cases} \quad (2.5)$$

e l'efficienza e il fattore di dimensionamento diventano ottimali e le loro espressioni sono

$$\eta_{\text{res}} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(R_R + R_L)[(R_R + R_L)(R_S + R_T) + \omega^2 M^2]} \quad (2.6)$$

$$\alpha_{\text{res}} = \frac{(R_R + R_L)[(R_R + R_L)(R_S + R_T) + \omega^2 M^2]}{\omega^2 M^2 R_L} \quad (2.7)$$

Nelle condizioni di risonanza, in accordo con le (2.5) e con l'espressione della tensione indotta nello stadio ricevente ( $j\omega M \bar{I}_T$ ), valgono le seguenti relazioni di fase:

- R1: la corrente dello stadio trasmittente  $\bar{I}_T$  è in fase con la tensione della sorgente di energia  $\bar{V}_S$ ,
- R2: la corrente dello stadio ricevente  $\bar{I}_R$  è in quadratura con la corrente dello stadio trasmittente  $\bar{I}_T$ .

Il mancato verificarsi delle relazioni R1 e R2 indica che il caricabatterie contactless non è in condizioni di risonanza.

Le condizioni di risonanza non si verificano quando i parametri reattivi in (2.4) si scostano dal valore di progetto, nel seguito chiamati valori nominali. I motivi sono di vario ordine: variazione dei coefficienti di autoinduzione con la distanza delle bobine (il che avviene perché sono costruite con nuclei ferromagnetici), variazione dei coefficienti di autoinduzione e delle capacità con l'invecchiamento e con la temperatura, tolleranze di costruzione. Nei prossimi paragrafi sono analizzati gli effetti degli scostamenti dei parametri reattivi in (2.4) sull'efficienza e sul fattore di dimensionamento del caricabatteria contactless. Per semplificare l'analisi, a) gli scostamenti dei parametri reattivi sono limitati al  $\pm 10\%$  del loro valore nominale, e b) si prenderà in considerazione lo scostamento di un solo parametro per volta. L'analisi è condotta utilizzando i dati di progetto delle autoinduttanze e delle capacità del prototipo di caricabatteria contactless come valori nominali; i risultati sono riportati in funzione dei valori dei parametri normalizzati rispetto al loro valore nominale.

### 2.2.2 Effetti di uno scostamento dei parametri reattivi sull'efficienza e sul fattore di dimensionamento

In questo paragrafo sono analizzati gli effetti di uno scostamento dei parametri reattivi sull'efficienza e sul fattore di dimensionamento del caricabatteria contactless supponendo di alimentare lo stadio trasmittente alla frequenza nominale. La Figura 2.2.1 riporta l'efficienza in funzione degli scostamenti di  $L_T$  e  $C_T$ . I grafici mostrano come lo scostamento dei due parametri abbia all'incirca lo stesso effetto sulla efficienza, riducendolo di circa il 3% quando gli scostamenti raggiungono i valori estremi. Ciò è dovuto al fatto che gli scostamenti di  $L_R$  e di  $C_R$  causano un incremento di  $|Z_R|$  in quanto lo stadio ricevente non è più in risonanza.

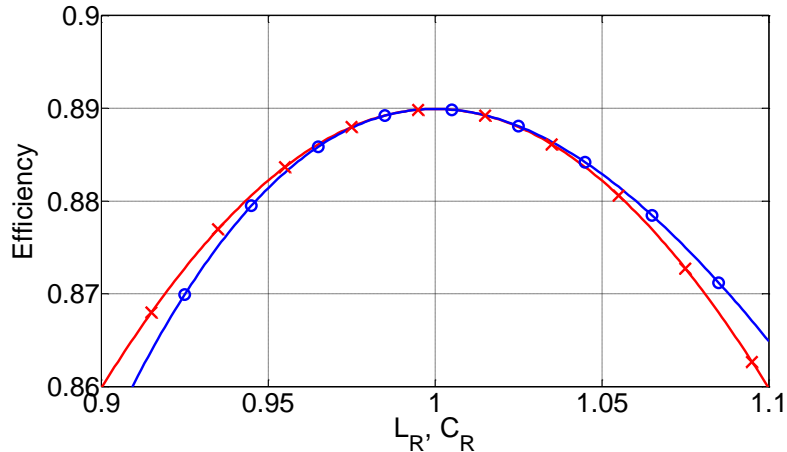


Figura 2.2.1. Efficienza vs.  $L_R$  (x, rosso) and  $C_R$  (o, blu).

In accordo con l'equazione (2.1) l'efficienza è indipendente dall'induttanza e dalla capacità dello stadio trasmittente e quindi i loro scostamenti non sono presi in esame.

Gli effetti di uno scostamento dei parametri reattivi sul fattore di dimensionamento sono riportati nella Figura 2.2.2. In essa sono tracciati gli andamenti del fattore di dimensionamento in presenza di uno scostamento sia dei due parametri dello stadio trasmittente sia di quello ricevente perché, in accordo con la equazione (2.2), il fattore di dimensionamento è influenzato da tutti e quattro i parametri. I grafici mostrano che gli scostamenti dei parametri hanno una influenza negativa sul fattore di dimensionamento e che l'effetto degli scostamenti di  $L_R$  e  $C_R$  è molto più marcato; in effetti, per valori estremi degli scostamenti di  $L_R$  e  $C_R$ , si ha un incremento di circa il 45% del fattore di dimensionamento contro un incremento di circa l'1% nel caso degli scostamenti di  $C_T$  e  $L_T$ .

Nei prossimi paragrafi si eseguirà l'aggiustamento della frequenza di alimentazione secondo tre approcci,

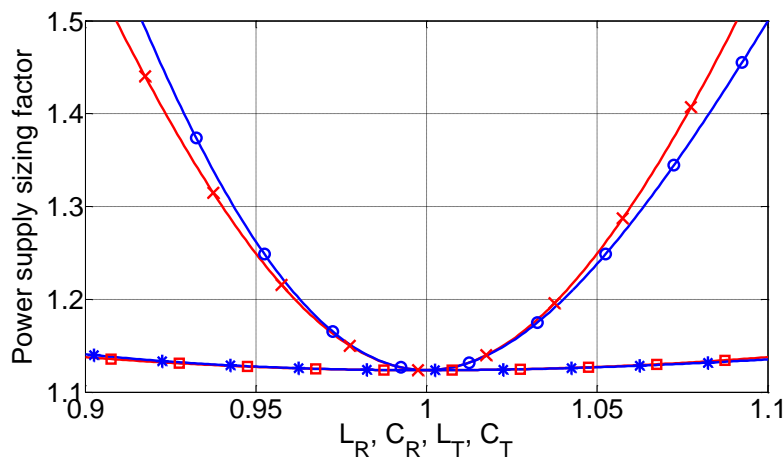


Figura 2.2.2. Fattore di dimensionamento vs.  $L_R$  (x, rosso),  $C_R$  (o, blu),  $L_T$  (□, rosso) e  $C_T$  (\*, blu).



volti a riportare in risonanza rispettivamente a) lo stadio trasmittente, b) la reattanza vista dalla sorgente di energia, e c) lo stadio ricevente. Per ognuna di esse, si studierà l'effetto dell'aggiustamento sull'efficienza e il fattore di dimensionamento del caricabatteria contactless.

### 2.2.3 Risonanza dello stadio trasmittente

Un approccio per contrastare gli scostamenti di  $L_T$  e  $C_T$  consiste nell'aggiustare la frequenza di alimentazione al fine di portare in risonanza lo stadio trasmittente. L'operazione va effettuata quando le due bobine non sono accoppiate per evitare che l'impedenza dallo stadio ricevente, riportata a quello trasmittente, modifichi le condizioni di risonanza dello stadio trasmittente.

La Figura 2.2.3 riporta l'efficienza in funzione degli scostamenti di  $L_T$  e  $C_T$  dopo aver aggiustato la frequenza di alimentazione. Per confronto la figura riporta anche l'efficienza che si sarebbe ottenuta mantenendo la frequenza di alimentazione al valore nominale. Dai grafici si nota che scostamenti di  $L_T$  o di  $C_T$  aventi ugual valore producono uguali effetti sull'efficienza e quindi nella figura compare una unica curva rappresentativa di entrambi; inoltre i grafici mostrano come l'imposizione della risonanza dello stadio trasmittente sia svantaggiosa dal punto di vista dell'efficienza in quanto essa risulta sempre inferiore a quella ottenibile mantenendo la frequenza di alimentazione pari alla nominale. Entrambi questi risultati si possono spiegare osservando che l'efficienza, in accordo con la (2.6), non dipende da  $L_T$  e  $C_T$  mentre la variazione della frequenza di alimentazione rispetto al valore nominale porta fuori risonanza lo stadio ricevente

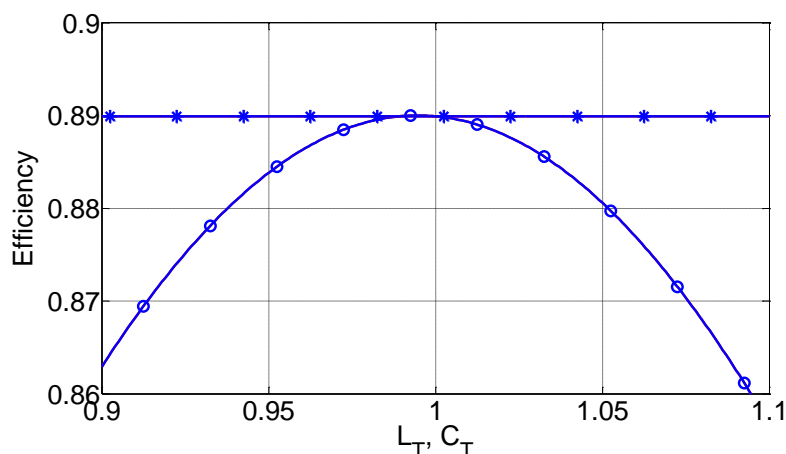


Figura 2.2.3. Efficienza vs.  $L_T$  e  $C_T$  con risonanza della sezione trasmittente (o, blu) e con frequenza di alimentazione nominale (\*, blu).

producendo un incremento di  $|Z_R|$ .

Risultati simili si ottengono anche per il fattore di dimensionamento, come riportato in Figura 2.2.4. Infatti i grafici mostrano che il fattore di dimensionamento aumenta di circa il 45% per i valori estremi degli scostamenti di  $L_T$  e  $C_T$ . In accordo con la (2.7) si deduce che anche in questo caso il peggioramento delle prestazioni è dovuto all'incremento di  $|Z_R|$  che non viene compensato da una diminuzione di  $|Z_T|$ . Il confronto con il fattore di dimensionamento ottenuto mantenendo la frequenza di alimentazione al valore nominale conferma che forzare la risonanza dello stadio trasmittente non comporta alcun vantaggio ma anzi peggiora le prestazioni del caricabatteria contactless.

### 2.2.4 Risonanza della reattanza vista dalla sorgente di energia

Un approccio alternativo al precedente consiste nell'aggiustare la frequenza di alimentazione in modo da forzare la risonanza della reattanza  $X_i$  vista dalla sorgente di energia e formata dalla serie di  $L_T$ ,  $C_T$  e della reattanza dello stadio ricevente riportata a quello trasmittente. L'operazione è eseguita durante la carica ed equivale a imporre che l'impedenza  $Z_i$  vista dalla sorgente di energia sia puramente resistiva. A

differenza di quanto visto nel paragrafo 2.2.3, in questo caso l'aggiustamento della frequenza di alimentazione è influenzato da tutti e quattro i parametri reattivi del caricabatteria contactless.

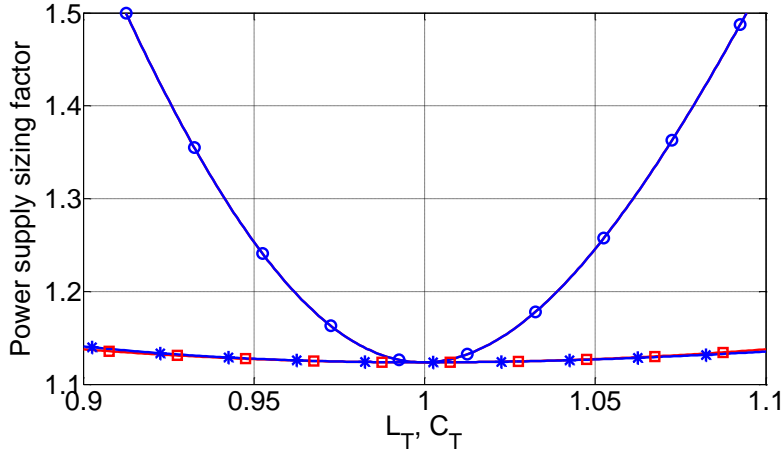


Figura 2.2.4. Fattore di dimensionamento vs.  $L_T$  e  $C_T$  con risonanza della sezione trasmittente (o, blu) e con frequenza di alimentazione nominale: (□, rosso) per variazioni di  $L_T$  e (\*, blu) per variazioni di  $C_T$ .

#### 2.2.4.1 Determinazione della frequenza di risonanza

L'impedenza  $\dot{Z}_i$  vista dalla sorgente di energia durante la carica è

$$\dot{Z}_i = \frac{\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2}{\dot{Z}_R} \quad (2.8)$$

e la sua componente reattiva è data da

$$X_i = \omega L_T - \frac{1}{\omega C_T} - \frac{\omega^2 M^2 \left( \omega L_R - \frac{1}{\omega C_R} \right)}{(R_R + R_L)^2 + \left( \omega L_R - \frac{1}{\omega C_R} \right)^2} \quad (2.9)$$

Essa è azzerata scegliendo per la pulsazione di alimentazione  $\omega$  il valore ottenuto risolvendo la

$$A\Omega^3 + B\Omega^2 + C\Omega + D = 0 \quad (2.10)$$

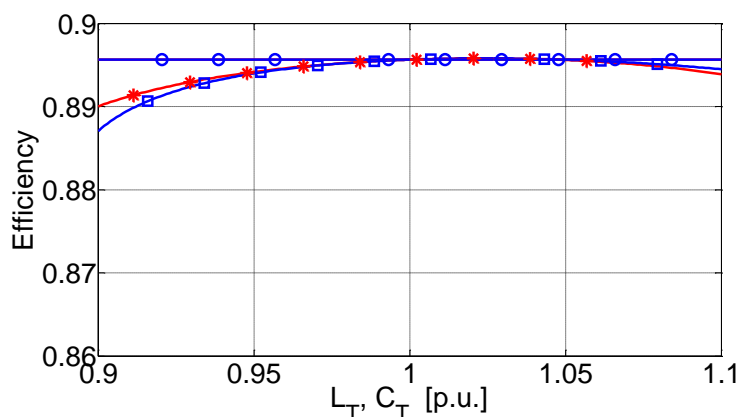
dove

$$\begin{cases} \Omega = \omega^2 \\ A = L_T C_T L_R^2 C_R^2 - C_T C_R^2 L_R M^2 = L_R C_T C_R^2 (L_T L_R - M^2) \\ B = L_T C_T C_R^2 (R_R + R_L)^2 - 2L_T C_T L_R C_R - L_R^2 C_R^2 + C_T C_R M^2 \\ C = 2L_R C_R + L_T C_T - C_R^2 (R_R + R_L)^2 \\ D = -1 \end{cases} \quad (2.11)$$

Dal momento che i coefficienti nella (2.10) sono reali, essa ha o tre soluzioni reali oppure una sola; essendo  $A > 0$  e  $D < 0$ , se la soluzione reale è unica essa è positiva, altrimenti almeno una delle tre soluzioni reali è positiva. E' quindi sempre possibile trovare un valore di  $\omega$  che porta in risonanza  $\dot{Z}_i$ . Nell'analisi che segue, quando la (2.10) fornisce più di un valore per la pulsazione di alimentazione, è stato scelto quello più vicino al valore nominale.

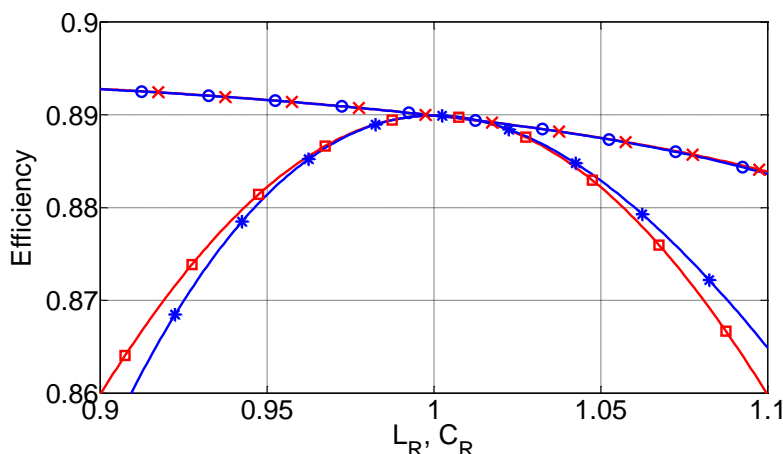
### 2.2.4.2 Effetti sull'efficienza e sul fattore di dimensionamento

Come già osservato, l'efficienza non è influenzata dai parametri reattivi dello stadio trasmittente. Pertanto, in presenza di scostamenti di  $L_T$  e  $C_T$ , un aggiustamento della frequenza di alimentazione ha effetti negativi sull'efficienza. Infatti, come mostrato in Figura 2.2.5, essa risulta minore di quella ottenibile operando alla frequenza di alimentazione nominale. Peraltro, l'effetto negativo è molto più contenuto di quello che si ottiene imponendo la risonanza del solo stadio trasmittente.



**Figura 2.2.5. Efficienza con risonanza della reattanza  $X_i$  vs.  $L_T$  (\*, rosso) e  $C_T$  (□, blu) e con frequenza di alimentazione nominale (o, blu).**

La Figura 2.2.6 riporta gli effetti sull'efficienza degli scostamenti di  $L_R$  e  $C_R$ . In questo caso si nota che l'aggiustamento della frequenza di alimentazione compensa parzialmente gli scostamenti di  $L_R$  e  $C_R$  cosicché lo stadio ricevente si porta in una condizione vicina alla risonanza e l'efficienza aumenta. I grafici mostrano inoltre che, per valori di  $L_R$  e  $C_R$  maggiori dei nominali, l'aggiustamento della frequenza di alimentazione non è sufficiente a mantenere l'efficienza al valore nominale mentre, per valori di  $L_R$  e  $C_R$  minori dei nominali, si ottiene persino un leggero incremento dell'efficienza rispetto al valore nominale.



**Figura 2.2.6. Efficienza con risonanza della reattanza  $X_i$  vs.  $L_R$  (x, rosso) e  $C_R$  (o, blu) e con frequenza di alimentazione nominale vs.  $L_R$  (□, rosso) e  $C_R$  (\*, blu).**

Per quanto riguarda il fattore di dimensionamento, in presenza di scostamenti di  $L_T$  e di  $C_T$  si hanno risultati simili a quelli ottenuti per l'efficienza: la Figura 2.2.7 mostra che l'aggiustamento della frequenza di alimentazione causa un lieve degrado delle prestazioni rispetto al funzionamento con la frequenza di alimentazione nominale. Tale somiglianza si ritrova anche in presenza di scostamenti di  $L_R$  e di  $C_R$ , come riportato nella Figura 2.2.8. Infatti i grafici mostrano che anche in questo caso l'aggiustamento della frequenza di alimentazione permette di mantenere il fattore di dimensionamento vicino al valore nominale compensando quasi completamente gli effetti degli scostamenti di  $L_R$  e  $C_R$ .

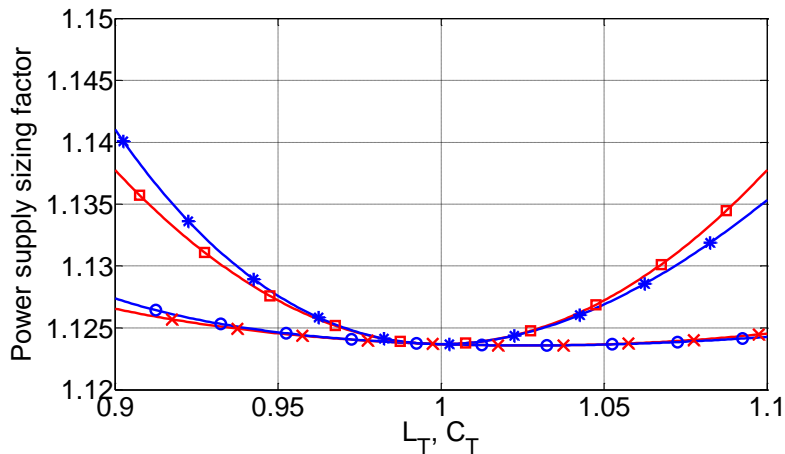


Figura 2.2.7. Fattore di dimensionamento con risonanza della reattanza  $X_i$  vs.  $L_T$  ( $\square$ , rosso) e  $C_T$  ( $*$ , blu) e con frequenza di alimentazione nominale vs.  $L_T$  ( $\times$ , rosso) e  $C_T$  ( $o$ , blu).

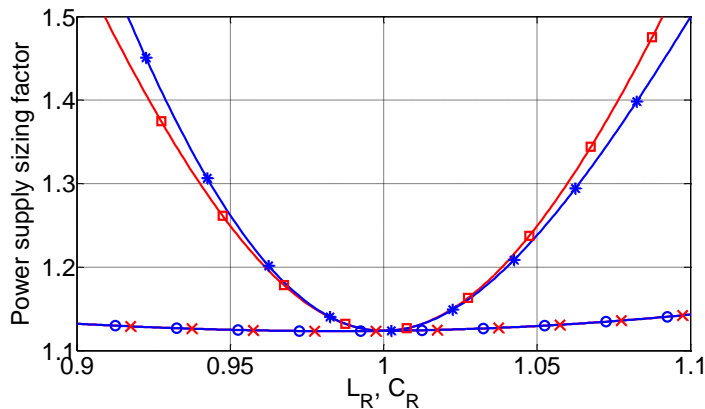


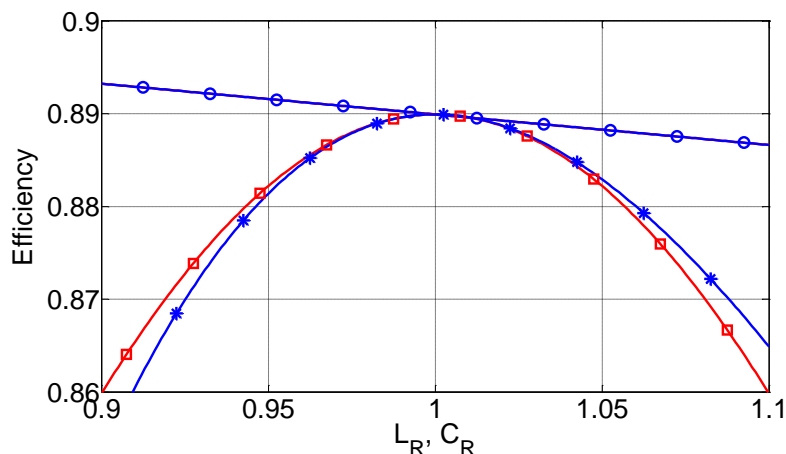
Fig. 2.2.8. Fattore di dimensionamento con risonanza della reattanza  $X_i$  vs.  $L_R$  ( $\times$ , rosso) e  $C_R$  ( $o$ , blu) e con frequenza di alimentazione nominale vs.  $L_T$  ( $\square$ , rosso) e  $C_T$  ( $*$ , blu).

### 2.2.5 Risonanza dello stadio ricevente

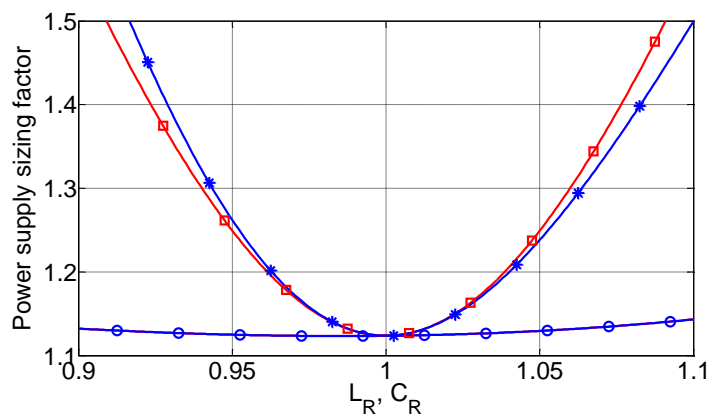
Il terzo approccio consiste nell'aggiustare la frequenza di alimentazione in modo da forzare la risonanza dello stadio ricevente. L'operazione va eseguita quando le bobine sono accoppiate (quindi durante la carica) e richiede di soddisfare la relazione R2 del paragrafo 2.2.1. Si riconosce dalla (1.3) che con questo approccio gli scostamenti di  $L_T$  e di  $C_T$  non influenzano la rideterminazione della frequenza di alimentazione. La Figura 2.2.9 mostra che l'aggiustamento della frequenza di alimentazione riesce a mantenere l'efficienza a valori prossimi al nominale. Come nell'approccio che portava in risonanza la reattanza vista dalla sorgente di energia, l'efficienza ha un andamento decrescente all'aumentare di  $L_R$  e di  $C_R$ . Però, diversamente da quell'approccio, la variazione di efficienza è la stessa per uguali scostamenti di  $L_R$  e di  $C_R$ .

Le buone prestazioni di efficienza sono confermate anche dai valori ottenibili per il fattore di dimensionamento. Si riconosce infatti dalla Figura 2.2.10 che esso mantiene valori prossimi al nominale in tutto l'intervallo considerato per gli scostamenti di  $L_R$  e di  $C_R$ .

Si può quindi concludere che la soluzione migliore per mantenere un'elevata efficienza e un basso fattore di dimensionamento in presenza di scostamenti dei parametri reattivi del caricabatteria contactless consiste nel forzare la risonanza dello stadio ricevente.



**Figura 2.2.9.** Efficienza vs.  $L_R$  e  $C_R$  con risonanza della sezione ricevente (o, blu) e con frequenza di alimentazione nominale: (□, rosso) per variazioni di  $L_R$  e (\*, blu) per variazioni di  $C_R$ .



**Figura 2.2.10.** Fattore di dimensionamento vs.  $L_R$  e  $C_R$  con risonanza della sezione ricevente (o, blu) e con frequenza di alimentazione nominale: (□, rosso) per variazioni di  $L_R$  e (\*, blu) per variazioni di  $C_R$ .

## 2.2.6 Aggiustamento della frequenza di alimentazione

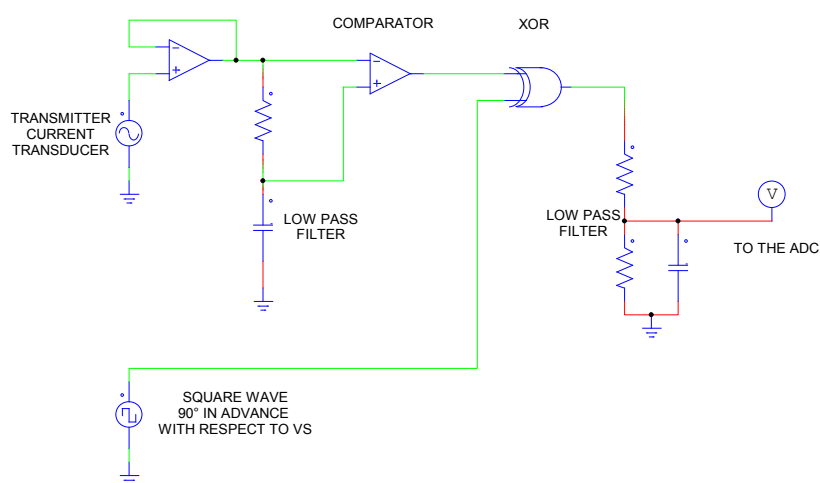
Dall'analisi svolta nei paragrafi 2.2.3-2.2.5 emerge che, in presenza di scostamenti dei parametri reattivi, l'aggiustamento della pulsazione di alimentazione in modo da mantenere in risonanza lo stadio ricevente offre le migliori prestazioni del caricabatteria contactless. La procedura di aggiustamento si svolge come segue: a) il segnale  $s_{iR}$  ottenuto per trasduzione della corrente circolante nello stadio ricevente è trasferito dal DSPR al DSPT, b) il segnale  $s_{iT}$  ottenuto per trasduzione della corrente circolante nello stadio trasmittente è confrontato con  $s_{iR}$  per verificare che la fase relativa tra i due segnali sia  $\pi/2$ , in accordo con la relazione R2 del paragrafo 2.2.1, c) in presenza di un errore di fase si elabora un segnale di errore che agisce sulla frequenza di funzionamento dell'invertitore. Di fatto, l'implementazione di questo aggiustamento non è praticabile perché richiede la trasmissione del segnale  $s_{iR}$ , che ha una frequenza di 85 kHz, tramite una rete wireless con bit rate non adeguato.

Una implementazione praticabile consiste nel mantenere in risonanza la reattanza vista dalla sorgente di energia, accettando prestazioni non altrettanto buone ma potendo operare con segnali relativi a grandezze del solo stadio trasmittente: il segnale  $s_{iT}$  e il segnale  $s_{vT}$ , ottenuto -in linea di principio- trasducendo la componente fondamentale della tensione di uscita dell'invertitore. In effetti, come illustrato nel prossimo paragrafo, il segnale  $s_{vT}$  è fornito dal DSPT tramite un'elaborazione dei segnali che esso impiega per il

comando dell'invertitore. La risonanza della reattanza vista dalla sorgente di energia richiede che la fase relativa tra i due segnali  $s_{iT}$  e  $s_{vT}$  sia zero, in accordo con la relazione R1 del paragrafo 2.2.1.

### 2.2.6.1 Sistema per l'aggiustamento della frequenza di alimentazione

La determinazione della fase tra i segnali  $s_{vT}$  e  $s_{iT}$  è effettuata impiegando il circuito di Figura 2.2.11. Il cuore del circuito è costituito dalla porta XOR. Quando ai suoi due ingressi sono applicati segnali ad onda quadra aventi la stessa frequenza, l'uscita della porta XOR è un'onda quadra con frequenza doppia rispetto a quella di ingresso e duty-cycle che è funzione lineare dello "sfasamento" esistente tra i segnali in ingresso. Per riconoscere il segno dello "sfasamento", uno dei due segnali è "sfasato" di  $90^\circ$  cosicché la condizione di "fase" nulla corrisponde ad un valore medio della tensione di uscita della porta XOR pari alla metà della tensione di alimentazione della porta stessa, nel seguito indicata con  $V_{ma}$ .

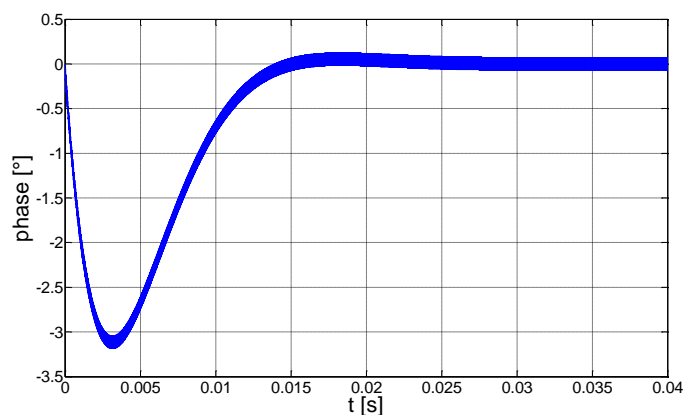


**Figura 2.2.11. Schema del circuito per la determinazione della fase tra la corrente e la componente fondamentale della tensione della sezione trasmittente.**

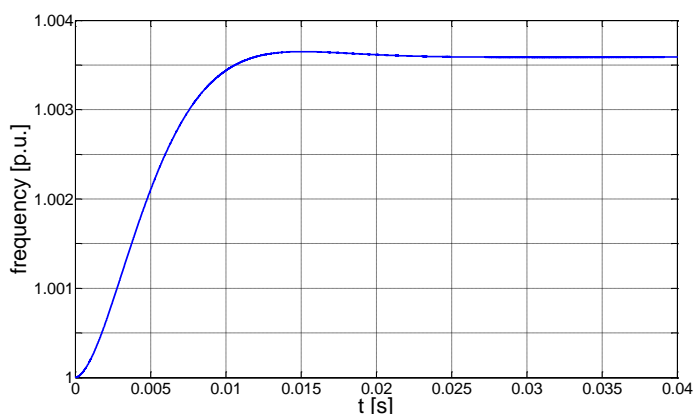
Nel circuito sviluppato per la determinazione della fase tra i segnali  $s_{vT}$  e  $s_{iT}$ , l'ingresso inferiore della porta XOR è un segnale ad onda quadra con duty-cycle del 50%, ottenuto "sfasando" di  $90^\circ$  in anticipo la tensione di uscita dell'invertitore, ed è fornito direttamente dal DSPT; esso corrisponde al segnale che si sarebbe ottenuto sfasando di  $90^\circ$  in anticipo la componente fondamentale di tensione all'uscita dell'invertitore e successivamente squadrandola. Il secondo ingresso viene ricavato condizionando il segnale  $s_{iT}$ . Il condizionamento consiste nell'aggiungere ad esso una componente continua in modo da renderlo unipolare e poterlo così acquisire mediante il convertitore A/D integrato nel DSPT. Inoltre, per non caricare l'uscita del trasduttore di corrente, il segnale viene inviato ad un amplificatore operazionale configurato come inseguitore di tensione e successivamente squadrato per mezzo di un comparatore. Dal momento che il segnale è unipolare, i passaggi per lo zero del segnale di corrente sono riconosciuti confrontando il segnale stesso con il suo valore medio, ottenuto per mezzo di un filtro passa-basso. In condizioni di risonanza, lo "sfasamento" tra i due segnali all'ingresso della porta XOR è  $90^\circ$ , il duty-cycle del segnale all'uscita della porta XOR è uguale a 50% e il suo valore medio è pari a  $V_{ma}$ . In condizioni di non risonanza, lo "sfasamento" è diverso da  $90^\circ$ , il duty-cycle del segnale all'uscita della porta XOR è diverso da 50% e il suo valore medio è diverso da  $V_{ma}$ . La differenza tra il valore medio e  $V_{ma}$  fornisce lo sfasamento tra  $s_{iT}$  e  $s_{vT}$ . Anche per estrarre il valore medio del segnale all'uscita della porta XOR è impiegato un filtro passa-basso. L'uscita del filtro è acquisito dal DSPT per mezzo del convertitore A/D integrato nel DSPT stesso, viene elaborato da un regolatore PI ed è quindi reso disponibile all'algoritmo di controllo dell'invertitore per l'aggiustamento della sua frequenza di funzionamento.

I due filtri passa-basso impiegati nello schema hanno la funzione di estrarre la componente continua (a regime) o variabile a bassa frequenza (durante i transitori) del segnale al loro ingresso, rimuovendo le componenti armoniche ad alta frequenza. Il progetto dei filtri è frutto di un compromesso tra l'esigenza da un lato di minimizzare le componenti armoniche residue nel segnale alla loro uscita e dall'altro di inseguire rapidamente la sua componente variabile a bassa frequenza.

L'efficacia del sistema descritto è stata provata per mezzo di simulazioni svolte nell'ambiente Matlab/Simulink. Il caricabatteria contactless è stato modellato secondo lo schema di Figura 1.2. Nella Figura 2.5.2 è mostrato l'andamento dello sfasamento durante i primi 40ms di funzionamento del caricabatteria in risposta ad uno scostamento del 10%, espressamente inserito nel programma di simulazione, tra il valore effettivo di  $L_R$  e quello nominale. Il grafico mostra che il sistema di aggiustamento è in grado di azzerare lo sfasamento tra  $s_{VT}$  e  $s_{IT}$ . Il ripple sovrapposto al segnale è dovuto alle componenti armoniche ad alta frequenza che permangono all'uscita del filtro passa-basso in cascata alla porta XOR. L'andamento della frequenza di alimentazione in risposta allo scostamento è riportato in Figura 2.5 e mostra che, per portare in risonanza la reattanza vista dalla sorgente di energia, la frequenza di alimentazione aumenta a regime di circa lo 0.35%.



**Figura 2.5.2. Sfasamento durante l'aggiustamento della frequenza di alimentazione.**



**Figura 2.5.3. Frequenza di alimentazione durante il suo aggiustamento.**

## 2.3 Algoritmi dedicati

Il corretto funzionamento del caricabatteria contactless richiede che il DSPT e il DSPR operino in modo coordinato sia durante le attività di ricarica del pacco accumulatori sia nell'eventualità di un guasto degli stadi di potenza e/o delle loro ECU. Il coordinamento delle operazioni svolte dai due DSP è ottenuto per mezzo dello scambio di messaggi tramite il canale RF. Per questo scopo verrà impiegato il campo indicato

come “Scambio dati DSPT-DSPR” dei messaggio WiFi in Figura 2.12. Al fine di semplificare lo sviluppo del programma di coordinamento delle operazioni tra i due DSP, gli algoritmi di gestione dei due DSP sono stati sviluppati in forma di macchina a stati. Per entrambi gli stadi sono definiti quattro stati: IDLE, SEEKING, PRECHARGING, CHARGING.

IDLE è lo stato durante il quale il DSPT resta in attesa di una richiesta di ricarica. SEEKING è lo stato durante il quale è verificato l’appropriato posizionamento del veicolo. PRECHARGING è lo stato durante il quale il caricabatteria si predispone alla ricarica. CHARGING è lo stato durante il quale il caricabatteria effettua la carica del pacco accumulatori. In ognuno dei quattro stati i due DSP inviano periodicamente sul canale RF messaggi che contengono l’informazione sul proprio stato.

### 2.3.1 Stati IDLE e SEEKING

Lo stato IDLE corrisponde alla situazione nella quale la distanza tra il DSPT e un DSPR è superiore al raggio di trasmissione dei moduli RF. Durante lo stato IDLE, il DSPT invia messaggi di ricerca di un DSPR senza trovare risposta. Nel contempo i convertitori statici di potenza di entrambi gli stadi sono disabilitati e solamente le ECU sono operative.

La transizione dallo stato IDLE allo stato SEEKING è innescata dalla ricezione da parte del DSPT del messaggio di risposta da un DSPR; il DSPT risponde con un messaggio nel quale chiede se il veicolo ha necessità di effettuare la ricarica oppure no. In caso affermativo il DSPT cambia il suo stato in SEEKING. Anche il DSPR passa nello stato SEEKING non appena riceve dal DSPT un messaggio dell’avvenuta transizione di stato. A partire dallo stato SEEKING la mancata ricezione di messaggi (da parte dei due DSP) per un intervallo di tempo superiore a due volte il periodo di trasmissione viene interpretata come un allontanamento del veicolo e comporta il ritorno allo stato IDLE.

Nello stato SEEKING i due DSP cooperano per determinare se lo stadio ricevente del veicolo è posizionato correttamente sopra la sezione trasmittente del caricabatteria contactless. Infatti, il caricabatteria è stato dimensionato per operare con un valore di mutua induttanza  $M$  tra i due stadi compreso in un prefissato intervallo, all’esterno del quale la tensione indotta nello stadio ricevente non è sufficiente per caricare il pacco accumulatori. La mutua induttanza è stimata mediante la seguente procedura: il DSPT attiva l’invertitore e fa circolare nello stadio ricevente una corrente di ampiezza limitata pari ad una frazione del suo valore nominale. Il DSPR attiva il chopper e regola ad un valore pari ad una frazione del suo valore nominale la tensione  $V_c$  sul condensatore  $C_c$  all’uscita del raddrizzatore a diodi. In questa situazione i dispositivi del raddrizzatore a diodi risultano sempre in conduzione in quanto sono attraversati dalla corrente di carica del pacco accumulatori. Uguagliando la tensione di picco indotta ai capi della bobina ricevente alla componente fondamentale della tensione all’ingresso del ponte a diodi si ottiene la

$$\omega M I_T = \frac{4}{\pi} V_C \quad (16)$$

dove con  $I_T$  si è indicato il valore di picco della corrente nella bobina trasmittente. Osservando che

- a) la frequenza di alimentazione è fissata,
- b) la corrente  $I_T$  è trasdotta e acquisita dal DSPT,
- c) la tensione  $V_c$  è pure trasdotta, acquisita dal DSPR e inviata al DSPT tramite il canale RF,

il DSPT è in grado di stimare la mutua induttanza. Nel caso che essa rientri nell’intervallo previsto, i due stadi passano nello stato successivo (PRECHARGING); in caso contrario, sempre utilizzando il canale RF, il DSPT informa il DSPR che il processo di ricarica non può iniziare per un non appropriato posizionamento del veicolo. Si noti che durante lo stato di SEEKING la carica fornita dallo stadio ricevente al pacco accumulatori è molto modesta.

### 2.3.2 Stato PRECHARGING e CHARGING



Nello stato PRECHARGING viene completata la carica del condensatore  $C_C$ . Lo stato termina quando la tensione sul condensatore  $C_C$  raggiunge il valore nominale e gli stadi passano allo stato CHARGING.

Nello stato CHARGING, il DSPT controlla la corrente nello stadio trasmittente in modo da regolare al valore nominale la tensione ai capi del condensatore  $C_C$ . Per compiere la regolazione il DSPT riceve dal DSPR il valore di  $V_C$ , lo confronta con il valore nominale e, tramite un regolatore, fornisce il riferimento di corrente dello stadio trasmittente. Al termine della carica il DSPR segnala al DSPT il completamento del processo e quindi entrambi gli stadi ritornano nello stato di IDLE. La Figura 2.3.1 riporta una rappresentazione delle macchine a stati sviluppate per la gestione dei due stadi del caricabatteria contactless. Le ellissi rappresentano gli stati: nella metà superiore è riportato il nome dello stato e in quella inferiore è indicata la più significativa operazione di controllo/stima eseguita dai DSP. I rettangoli rappresentano invece le transizioni tra uno stato e l'altro: nella parte superiore è indicata la condizione per la transizione mentre in quella inferiore è indicata la più significativa operazione di gestione svolta nel nuovo stato.

### *2.3.3 Individuazione di eventi indesiderati.*

Oltre al riconoscimento della presenza del veicolo e del suo corretto posizionamento, gli algoritmi implementati nei due DSP devono essere anche in grado di riconoscere alcuni eventi potenzialmente pericolosi per l'incolumità dell'utente e/o per l'integrità del caricabatteria.

#### *2.3.3.1 Mancanza di comunicazione tra le due stadi*

La mancanza di comunicazione tra i due DSP è rilevata dal DSPT in occasione di un guasto o della sezione ricevente del proprio modulo RF oppure della sezione trasmittente del modulo RF del DSPR. Quando ciò avviene il DSPT dapprima disabilita l'invertitore poiché non è più informato sul valore di  $V_C$  necessario per chiudere l'anello che controlla il trasferimento di energia e poi passa nello stato IDLE. Il DSPT prosegue comunque nella trasmissione dei messaggi dato che è possibile che il DSPR sia ancora in grado di riceverli e di essere così informato dell'insorgenza del guasto. Il DSPR, a sua volta, dapprima disabilita il chopper e poi passa nello stato IDLE.

Nel caso che la mancanza di comunicazione sia inizialmente rilevata dal DSPR, quest'ultimo dapprima disabilita il chopper e poi passa nello stato IDLE pur continuando la trasmissione periodica dei messaggi, ipotizzando che la sezione trasmittente del suo modulo RF sia ancora operativa. In questo modo il DSPT, se è ancora in grado di ricevere, è informato dell'avvenuta transizione di stato e può quindi procedere dapprima alla disabilitazione dell'invertitore e poi a passare nello stato IDLE.

## STATE MACHINES

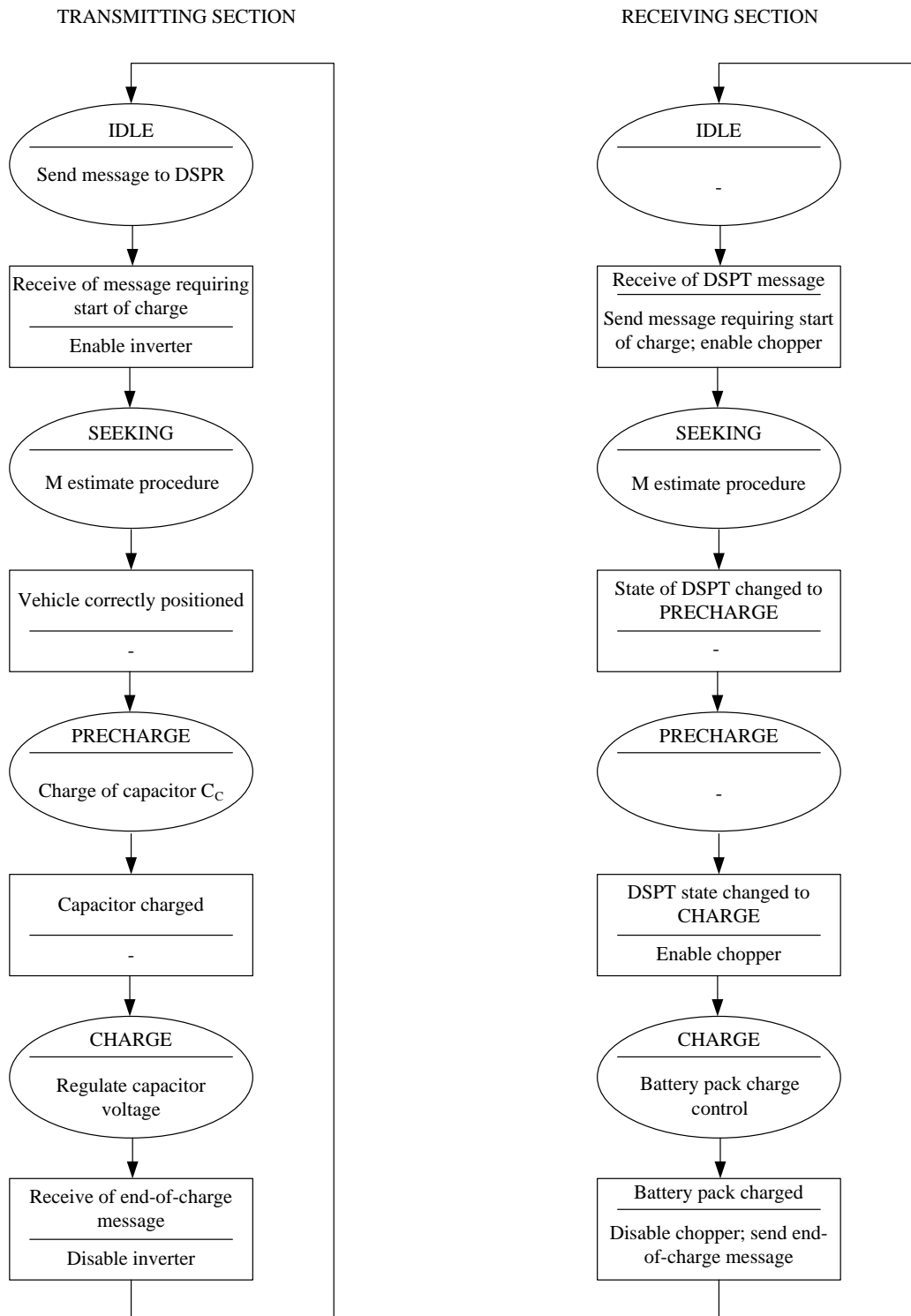


Figura 2.3.1. Macchina a stati del DSPT (sinistra) e di quella del DSPR (destra).

### 2.3.3.2 Sovracorrente nei due stadi

I due stadi del caricabatteria contactless siano equipaggiati con appositi sensori circuiti per la rilevazione della sovracorrente nelle bobine. La gestione di una sovracorrente avviene in modo diverso nei due stadi. Il DSPT reagisce alla sovracorrente della bobina trasmittente disabilitando l'invertitore e passando nello stato IDLE. L'energia immagazzinata nella bobina trasmittente e nel relativo condensatore di risonanza non è più rimpiazzata e viene gradatamente dissipata nel carico (e nelle resistenze parassite) riducendo correnti e tensioni di funzionamento. Nello stadio ricevente la riduzione dell'energia trasferita comporta un calo della tensione sul condensatore  $C_c$ . Quando la tensione è inferiore al minimo valore ammesso, il DSPR sospende la procedura di carica del pacco accumulatori e poi passa nello stato IDLE.

Nel caso la sovracorrente accada nella bobina ricevente, il DSPR non è in grado di disabilitare direttamente l'invertitore ma segnala la condizione di allarme al DSPT affinché provveda a farlo.

### 2.3.3.3 Mancanza della tensione di rete

La mancanza della tensione di rete viene rilevata dal DSPT come un brusco abbassamento della tensione del condensatore  $C_1$  posto a valle del raddrizzatore PFC. In tale evenienza l'invertitore viene disabilitato e l'energia residua nel condensatore  $C_1$  viene utilizzata per alimentare la ECUT per il tempo necessario affinché il DSPT invii un messaggio al DSPR informandolo di quanto è avvenuto. In ogni caso, allo spegnimento della ECUT, cessa la trasmissione dei messaggi da parte del DSPT e il DSPR, come descritto nel paragrafo 2.3.3.1, disabilita il chopper e passa nello stato IDLE.

### 2.3.3.4 Cortocircuito del caricabatteria

Il cortocircuito ai morsetti di uscita del caricabatteria contactless causa una improvvisa diminuzione della resistenza di carico equivalente vista a valle del raddrizzatore a diodi. Esso non pregiudica il funzionamento del caricabatteria in quanto la corrente di uscita del chopper è controllata in anello chiuso con un riferimento di corrente che, di regola, è limitato. L'algoritmo di gestione del DSPR rileva comunque la diminuzione della resistenza di carico equivalente e segnala l'evento al DSPT che procede a disabilitare l'invertitore e poi a passare nello stato IDLE.

Non sarebbe conveniente che l'algoritmo di gestione del DSPR reagisse al cortocircuito disabilitando il chopper in quanto questa azione comporterebbe una improvvisa interruzione del carico equivalente visto a valle del raddrizzatore a diodi. In base alle equazioni di funzionamento del caricabatteria contactless, l'interruzione del carico equivalente verrebbe riportata ai morsetti dell'invertitore in forma di cortocircuito, con un aumento transitorio dell'ampiezza della corrente dello stadio trasmittente che potrebbe essere rilevante.

## 3 Conclusioni

Il lavoro di ricerca ha avuto per oggetto l'automazione della gestione e del funzionamento di un caricabatteria contactless di tipo induttivo con topologia risonante. Esso è stato la naturale prosecuzione delle attività svolte nell'ambito del contratto "Progetto e sperimentazione di un caricabatteria contactless per city car elettrica" che si sono concretizzate nella realizzazione di un prototipo di caricabatteria contactless per la ricarica del pacco accumulatori di una city car elettrica. Il lavoro di ricerca si è articolato in tre attività, riguardanti lo sviluppo di a) un sistema di comunicazione per la gestione del caricabatteria, b) una tecnica per il riconoscimento delle condizioni di non risonanza e per il conseguente aggiustamento della frequenza di alimentazione, e c) algoritmi dedicati alla gestione del processo di ricarica e alla messa in sicurezza del caricabatteria in caso di guasti. Esse sono scaturite dalle seguenti esigenze: a) supportare lo scambio dati derivante dall'implementazione delle procedure di automazione gestionale e funzionale, b) mantenere un'elevata efficienza nel trasferimenti di energia durante il processo di carica e non

sovraccaricare in potenza l'invertitore che fornisce energia allo stadio trasmittente, c) assicurare il corretto funzionamento del caricabatteria durante il processo di ricarica e salvaguardare l'incolumità dell'utente e/o per l'integrità del caricabatteria in caso di guasto.

La prima attività è consistita nella progettazione del sistema di comunicazione tra il PC del conduttore dell'impianto e il DSPT, e tra i DSP dei due stadi, formato rispettivamente da una rete CAN e da una rete wireless. Per la rete CAN, è stato progettato un protocollo di comunicazione del livello applicazione per lo scambio dati utilizzato per la parametrizzazione e il monitoraggio del caricabatteria. Per la rete wireless, è stato valutato l'impiego di moduli RF dotati di porta di comunicazione SPI poiché essi si interfacciano alle rispettive porte dei due DSP con bit rate più elevato per mezzo di un hardware semplificato in quanto demandano quasi completamente al firmware la gestione della comunicazione.

La seconda attività è consistita inizialmente nell'analizzare diversi algoritmi per l'aggiustamento automatico della frequenza di funzionamento dell'invertitore in presenza di perdita delle condizioni di risonanza a causa dei scostamenti delle autoinduttanze e delle capacità dei due stadi di potenza dai valori di progetto. L'attività è proseguita con il progetto di un sistema capace di rilevare le condizioni di non risonanza e di riportare il caricabatteria a funzionare in condizioni ottimali. Per mezzo di una simulazione al computer, eseguita in ambiente Matlab/Simulink, è stata verificata l'efficacia del sistema sviluppato.

La terza attività è consistita nell'ideazione di una procedura per il riconoscimento della presenza di un veicolo e del suo corretto posizionamento sopra la postazione di carica. Sono state inoltre sviluppate procedure per la gestione controllata dei principali guasti che possono accadere durante l'impiego del caricabatteria contactless, quali la mancanza di comunicazione tra i due DSP, la presenza di sovracorrenti nella bobina trasmittente o ricevente, la mancanza della tensione di rete e il cortocircuito ai morsetti di uscita del caricabatteria.

## 4 Riferimenti bibliografici

1. G.Buja e M.Bertoluzzo, "Progetto e sperimentazione di un caricabatteria contactless per city car elettrica", ENEA, Report RDS/2013/098, pp. 1-28.
2. K.Mude, M.Bertoluzzo, R.Pinto, and G.Buja, "Design and Experimentation of Two-coil Coupling for Electric City-Car WPT Charging", Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Taylor & Francis, DOI 10.1080/09205071.2015.1088404.
3. G.Buja, M.Bertoluzzo, and K.N.Mude, "Design and Experimentation of WPT Charger for Electric City-Car", IEEE Transactions on Industrial Electronics, DOI 10.1109/TIE.2015.2455524.
4. M.Bertoluzzo, R.Jha, and G. Buja, "Series-series resonant IPT system analysis under frequency mismatch", Accepted in Proceedings of IEEE Industrial Electronics International Conference (IECON), 2015 Yokohama, pp. 1-6.

## 5 Abbreviazioni ed acronimi

$C_C$	Condensatore all'uscita del raddrizzatore a diodi
$C_I$	Condensatore all'uscita del raddrizzatore PFC
$f$	Frequenza di lavoro (risonanza)
$i_L$	Corrente nel carico
$i_R$	Corrente nello stadio ricevente
$i_T$	Corrente nello stadio trasmittente
$k$	Coefficiente di accoppiamento
$L_R$	Autoinduttanza della bobina ricevente

$L_T$	Autoinduttanza della bobina trasmittente
$M$	Mutua induttanza
$R_L$	Resistenza rappresentativa del carico
$R_R$	Resistenza parassita dello stadio ricevente
$R_S$	Resistenza interna della sorgente di alimentazione
$R_T$	Resistenza parassita dello stadio trasmittente
$V_C$	Tensione sul condensatore $C_C$
$V_G$	Tensione di rete
$V_L$	Tensione sul carico
$V_R$	Tensione ai capi della bobina ricevente
$V_S$	Componente fondamentale della tensione all'uscita dell'invertitore
$V_T$	Tensione ai capi della bobina trasmittente
$\omega$	Pulsazione di lavoro

## 5.1 Pedici

G	Rete
L	Stadio di carico
m	Valore minimo
N	Valore nominale
R	Sezione ricevente
T	Sezione trasmittente

## 6 Appendice

Manuele Bertoluzzo è ricercatore universitario del settore scientifico disciplinare "Convertitori, macchine ed azionamenti elettrici" presso il Dipartimento di Ingegneria Industriale Elettrica dell'Università di Padova dal 2000. Dal 2002 tiene l'insegnamento di "Enertronica" per il corso di laurea in Ingegneria Energetica.

Nell'a.a. 2000-2001 è stato responsabile scientifico di un progetto di ricerca per giovani ricercatori finanziato dall'Università di Padova. Successivamente ha partecipato a progetti di ricerca di interesse nazionale (PRIN) e a contratti di ricerca stipulati con aziende private su tematiche di elettronica industriale sia di potenza che di segnale. Negli anni 2007-2010 è stato Faculty Advisor di progetti studenteschi riguardanti lo sviluppo e la realizzazione di sistemi di propulsione elettrica per veicoli a due, tre e quattro ruote, che hanno partecipato alla competizione studentesca internazionale "Formula Electric and Hybrid Italy" organizzata da ATA (Associazione Tecnica dell'Automobile).

Ha svolto attività di ricerca sui sistemi di ricarica e di propulsione per i veicoli elettrici, sugli azionamenti elettrici e sui protocolli di comunicazione. Riguardo i sistemi di ricarica, ha studiato le soluzioni wired e wireless e ha progettato, realizzato ed effettuato attività sperimentale su prototipi di entrambi i tipi di apparati. Riguardo i sistemi di propulsione, ha studiato e realizzato in forma prototipale powertrain con motori ruota ed accumulatori agli ioni di litio, con celle a combustibile e con sistemi di immagazzinaggio misto dell'energia accumulatori-supercondensatori. Riguardo gli azionamenti elettrici, ha sviluppato schemi per il controllo dei motori asincroni e dei motori brushless DC a magneti permanenti. Riguardo i protocolli di comunicazione, ha studiato l'impiego di reti di campo sia di tipo event-triggered che di tipo time-triggered in applicazioni critiche dal punto di vista della sicurezza.

Giuseppe Buja è professore ordinario del settore scientifico disciplinare "Convertitori, macchine ed azionamenti elettrici" presso l'Università di Padova dove tiene gli insegnamenti di "Sistemi Elettrici per l'Automazione" e di "Veicoli Elettrici Stradali". I suoi interessi scientifici riguardano l'elettronica di potenza e l'elettronica industriale con applicazioni nei settori dell'automazione e della veicolistica. Ha svolto attività

di ricerca sui convertitori statici di energia elettrica, sugli azionamenti elettrici in corrente alternata e sui sistemi di controllo e di networking per applicazioni industriali. Attualmente svolge attività di ricerca sui sistemi di ricarica dei veicoli plug-in sia di tipo wired che wireless. Ha ricevuto il Mittelmann Award dalla Società di Elettronica Industriale (IES) di IEEE "in recognition of his outstanding technical contributions to the field of industrial electronics".

Giuseppe Buja è membro del comitato tecnico "Transportation Elettrification" di IEEE-IES, membro senior del comitato amministrativo di IEEE-IES, editore associato di IEEE Transactions on Industrial Electronics e membro del comitato organizzatore e/o direttivo di diverse conferenze internazionali. Ha promosso l'istituzione del Laboratorio di Sistemi Elettrici per l'Automazione e la Veicolistica presso l'Università di Padova. Ha presieduto Conferenze e Comitati Internazionali, fra i quali la Conferenza Annuale di IEEE-IES e il Comitato Tecnico Azionamenti Elettrici di IEEE-IES. Ha co-fondato le Conferenze Internazionali "IEEE Diagnostics of Electric Machines, Power Electronics and Drives" e "Power Electronics and Motion Control".