



Ricerca di Sistema elettrico

## Progetto e sperimentazione di un caricabatteria contactless per city car elettrica

Manuele Bertoluzzo, Giuseppe Buja



## PROGETTO E SPERIMENTAZIONE DI UN CARICABATTERIA CONTACTLESS PER CITY CAR ELETTRICA

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

Settembre 2014

Report Ricerca di Sistema Elettrico

Accordo di Programma Ministero dello Sviluppo Economico - ENEA

Piano Annuale di Realizzazione 2013

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:

*"Sperimentazione di un caricabatteria contactless per city car"*

Responsabile scientifico ENEA: Rosanna Pinto

Responsabile scientifico Università di Padova: Giuseppe Buja

## Indice

SOMMARIO.....	4
1 INTRODUZIONE.....	4
1.1 SCHEMI E DATI.....	5
2 DESCRIZIONE DELLE ATTIVITÀ SVOLTE E RISULTATI.....	6
2.1 RIDETERMINAZIONE DEL DIMENSIONAMENTO DEI COMPONENTI DI POTENZA .....	6
2.1.1 <i>Bobine</i> .....	7
2.1.2 <i>Condensatori di risonanza</i> .....	7
2.2 PROGETTAZIONE DEI SOTTOSISTEMI .....	7
2.2.1 <i>Bobine e struttura di accoppiamento</i> .....	7
2.2.2 <i>Condensatori di risonanza</i> .....	8
2.2.3 <i>Invertitore ad AF</i> .....	8
2.2.4 <i>Raddrizzatore a diodi e chopper</i> .....	9
2.2.5 <i>Schede di interfaccia e di potenza</i> .....	10
2.2.5.1 <i>Elaborazione dei segnali di corrente</i> .....	10
2.2.5.2 <i>Circuiti di protezione</i> .....	11
2.2.5.3 <i>Rilevatore di non-allineamento (utilizzato solamente nello stadio trasmittente)</i> .....	11
2.2.5.4 <i>Circuiti di comunicazione</i> .....	12
2.2.5.5 <i>Circuiti di interfaccia utente</i> .....	13
2.2.6 <i>Algoritmi di controllo e di gestione</i> .....	14
2.3 REALIZZAZIONE PROTOTIPALE .....	14
2.3.1 <i>Misura dei parametri delle bobine</i> .....	14
2.3.2 <i>Disegno dei circuiti di potenza e di segnale e loro montaggio</i> .....	16
2.3.3 <i>Programmazione del DSP</i> .....	20
2.3.4 <i>Assemblaggio del prototipo e svolgimento di prove sperimentali</i> .....	20
3 CONCLUSIONI .....	25
4 RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI .....	26
5 ABBREVIAZIONI ED ACRONIMI .....	27
5.1 PEDICI .....	27
6 APPENDICE .....	28

## Sommario

I sistemi che trasferiscono energia elettrica da una sorgente ad un utilizzatore senza che vi sia alcun contatto tra i due (sistemi contactless o wireless o plugless) sono attraenti per molti impieghi industriali e civili grazie alla loro facilità e sicurezza d'uso. Infatti non richiedono l'inserimento di spine nelle prese né l'utilizzo di cavi di collegamento tra la sorgente e l'utilizzatore.

I sistemi contactless più convenienti per le applicazioni di potenza utilizzano l'accoppiamento induttivo tra due bobine, chiamate trasmittente (o primaria) e ricevente (o secondaria). Nel caso di un sistema contactless impiegato per la ricarica degli accumulatori di un veicolo elettrico, la bobina trasmittente è interrata mentre la bobina ricevente è posta a bordo del veicolo. I sistemi di accoppiamento induttivo con topologia risonante possiedono una efficienza nel trasferimento di energia maggiore di un accoppiamento induttivo ed inoltre sono in grado di trasferire alla bobina ricevente, anche se non allineata, una quota significativa dell'energia elettrica resa disponibile dalla sorgente, mantenendo una efficienza elevata.

Il presente documento riferisce sul lavoro svolto per lo sviluppo di un caricabatteria contactless risonante per la ricarica degli accumulatori (48 V, 100 A-h) di una city car elettrica che costituisce il caso di studio considerato. Il lavoro svolto ha utilizzato come base di partenza i risultati ottenuti in [1], che includevano il dimensionamento dei componenti/circuiti di potenza del caricabatteria.

Tre sono state le attività nelle quali si è articolato il lavoro di sviluppo del caricabatteria contactless risonante; esse sono

- *la rideterminazione del dimensionamento dei componenti di potenza* del caricabatteria alla luce dell'elaborato prodotto dalla "SAE International J2954 Task Force for Wireless Power Transfer (WPT)" e rilasciato nel novembre 2013, che -al fine di favorire l'interoperabilità dei caricabatteria contactless- ha uniformato la frequenza di risonanza al valore di 85 kHz. Questo valore giace all'interno della banda di frequenze disponibili in sede internazionale, compresa tra 81.38-90 kHz.

- *la progettazione dei sottosistemi* che compongono il caricabatteria, segnatamente a) le due bobine con le relativa struttura di accoppiamento, b) i condensatori che rendono risonante l'accoppiamento, c) l'invertitore ad alta frequenza (AF, pari a 85 kHz) che alimenta la bobina trasmettente, d) gli altri convertitori di potenza: essi sono il raddrizzatore a diodi posto in cascata alla bobina ricevente e il chopper, che posto a valle del raddrizzatore a diodi, controlla la corrente/tensione di ricarica degli accumulatori della city car, e) i circuiti di interfaccia per la trasduzione delle grandezze elettriche del caricabatteria e per il comando dei convertitori controllati (invertitore e chopper) e le loro connessioni con l'unità elettronica di controllo (ECU) del caricabatteria, costruita attorno ad un processore digitale di segnali (DSP), e f) gli algoritmi di controllo e di gestione del caricabatteria. La progettazione dei convertitori che funzionano ad AF (invertitore e raddrizzatore) ha utilizzato dispositivi di potenza a semiconduttore di ultima generazione [i cosiddetti dispositivi Wide Band Gap(WBG)] al fine di massimizzare il rendimento del caricabatteria,

- *la realizzazione prototipale* del caricabatteria, che si è a sua volta articolata nelle seguenti attività: a) misura dei parametri induttivi delle bobine, b) disegno delle schede di interfaccia e di potenza e loro montaggio, c) programmazione degli algoritmi di controllo e di gestione nel DSP, d) assemblaggio al banco del prototipo, e svolgimento di prove sperimentali per verificarne il corretto funzionamento.

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

## 1 Introduzione

Il lavoro è stato condotto all'interno dell'Accordo di Programma ed è consistito nello svolgimento di attività di ricerca aventi per oggetto il progetto e la realizzazione prototipale di un caricabatteria contactless risonante per city car elettrica. Le attività di ricerca si inseriscono nell'ambito del Progetto C.4 "Prodotti e processi per il miglioramento dell'efficienza energetica nell'elettromobilità" e mirano ad aumentare l'efficienza del trasferimento contactless dell'energia elettrica per la ricarica degli accumulatori di un

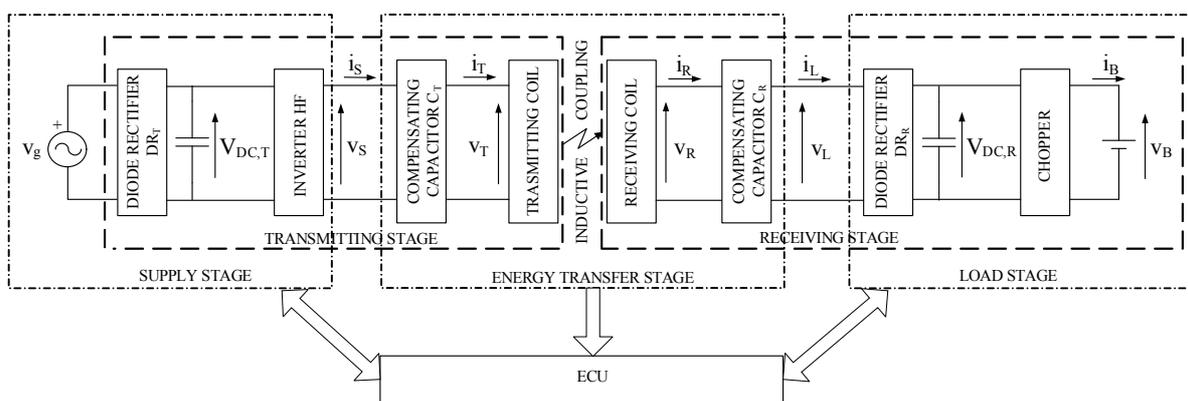
veicolo elettrico. L'obiettivo è raggiunto mediante l'impiego di sistemi contactless con topologia risonante e di dispositivi WBG al carburo di silicio (SiC) nei convertitori statici funzionanti ad AF.

Il lavoro è la naturale prosecuzione delle attività di ricerca svolte in precedenza e documentate in [1]. Esse erano consistite in due fasi: una prima fase di studio comparativo delle topologie induttiva e risonante dei sistemi contactless di trasferimento dell'energia elettrica, e una seconda fase di dimensionamento dei principali circuiti e componenti di potenza (invertitore ad AF, bobine di accoppiamento, condensatori di risonanza) di un caricabatteria contactless risonante alla frequenza di 40 kHz per una city car elettrica. La city car allora considerata è la stessa utilizzata nel presente lavoro ed è equipaggiata con un pacco accumulatori da 48 V, 100 A·h.

Per convenienza si richiamano brevemente nel paragrafo 1.1 i principali schemi e dati di progetto del caricabatteria contactless risonante riportati in [1] dal momento che essi sono rimasti invariati. Nella sezione 2 sono invece riportati le specifiche dei circuiti e dei componenti di potenza del caricabatteria, rideterminati alla frequenza di risonanza di 85 kHz che, nel frattempo, è stata scelta dagli enti preposti come valore standard per i caricabatteria contactless risonanti.

### 1.1 Schemi e dati

Lo schema a blocchi di un caricabatteria contactless risonante è mostrato in Fig.1.1 ed evidenzia i diversi stadi che compongono il caricabatteria. Lo stadio di alimentazione è formato da un raddrizzatore a diodi con uscita capacitiva, dal bus in continua con tensione  $V_{DC,T}$  e dall'invertitore ad AF. Per aumentare il fattore di potenza della corrente assorbita da rete è conveniente far seguire al raddrizzatore un circuito PFC (Power Factor Controller). L'invertitore genera una tensione quasi quadra; tuttavia, essendo il carico risonante, le correnti sono pressoché sinusoidali e di conseguenza solo la componente fondamentale  $\bar{V}_S$  della tensione all'uscita dell'invertitore determina il comportamento circuitale dello schema. Per il controllo dell'ampiezza di  $\bar{V}_S$  è utilizzata la tecnica della cancellazione di tensione (phase-displacement, nella dizione inglese) e non della PWM in quanto l'invertitore opera ad AF. Lo stadio di carico è formato da un altro raddrizzatore a diodi con uscita capacitiva, dal bus in continua con tensione  $V_{DC,R}$  e dal chopper che esegue la ricarica controllata del pacco accumulatori.



**Figura 1.1. Schema a blocchi di un caricabatteria contactless risonante.**

Lo schema elettrico dello stadio di trasferimento dell'energia, assumendo che tensioni e correnti siano sinusoidali, è mostrato in Fig.1.2; dallo schema si riconosce che la topologia risonante scelta per il caricabatteria contactless è di tipo serie sia nello stadio trasmittente che in quello ricevente. Pertanto, con riferimento allo schema di Fig. 1.1, le correnti  $i_S$  ed  $i_T$  sono uguali così come le correnti  $i_R$  ed  $i_L$ . La resistenza  $R_L$  in Fig. 1.2 è rappresentativa del carico della bobina ricevente e quindi varia durante il processo di ricarica degli accumulatori.

La Tab. 1.1 riporta le caratteristiche di interesse del pacco accumulatori per il caso di studio. La Tab. 1.2 riporta i dati per lo stadio di alimentazione. La Tab. 1.3 riporta i dati per il carico  $R_L$ . Il suo valore è ottenuto calcolando la resistenza che il chopper vede ai morsetti del pacco accumulatori, riportandola dapprima a monte del chopper e quindi a monte del raddrizzatore a diodi, e assumendo un valore conservativo del 90% per il rendimento del gruppo raddrizzatore-chopper.

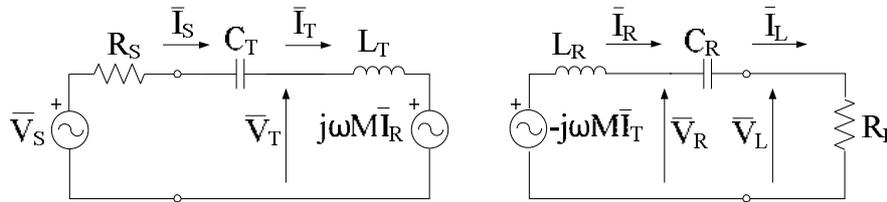


Figura 1.2. Schema elettrico dello stadio di trasferimento dell'energia del caricabatteria contactless risonante.

TAB. 1.1. DATI DEL PACCO ACCUMULATORI		
Parametro	Simbolo	Valore
Tensione nominale	$V_{B,N}$	48 V
Capacità	$C_B$	100 A·h
Tensione minima	$V_{B,m}$	36 V
Tensione massima	$V_{B,M}$	56 V
Corrente di ricarica	$I_B$	10 A
Corrente di fine ricarica	$I_{B,f}$	0.1 A

TAB. 1.2. DATI DELLO STADIO DI ALIMENTAZIONE		
Parametro	Simbolo	Valore
Tensione nominale di rete	$V_{B,N}$	230 $V_{rms}$
Tensione nominale all'ingresso dell'invertitore	$V_{DC,T,N}$	325 V
Componente fondamentale all'uscita dell'invertitore in condizioni nominali (funzionamento in onda quadra)	$V_{S,N}$	292 $V_{rms}$

TAB. 1.3. DATI DELLO STADIO DI CARICO		
Parametro	Simbolo	Valore
Tensione minima in ingresso al chopper	$V_{DC,R,m}$	65 V
Valore minimo di $R_L$	$R_{L,m}$	5.8 $\Omega$
Valore massimo di $R_L$	$R_{L,M}$	580 $\Omega$
Valore di $R_L$ all'inizio del processo di ricarica	$R_{L,cb}$	9 $\Omega$
Massima corrente entrante nello stadio di carico	$I_{L,M}$	10 $A_{rms}$

## 2 Descrizione delle attività svolte e risultati

### 2.1 Rideterminazione del dimensionamento dei componenti di potenza

Il funzionamento a 85 kHz del caricabatteria contactless risonante non modifica il dimensionamento dello stadio di carico riportato in [1] poiché esso dipende dalla massima potenza assorbita dagli accumulatori, pari a 560 W, e dalla tensione massima ai loro morsetti. Modifica invece sostanzialmente il dimensionamento delle bobine e dei condensatori di risonanza e marginalmente le sollecitazioni alle quali i

citati componenti sono sottoposti. Inoltre modifica -aumentandola- l'efficienza del trasferimento di energia con la conseguente riduzione della corrente prelevata da rete. Tuttavia aumenta anche le perdite di commutazione nell'invertitore ad AF e nel raddrizzatore a diodi dello stadio ricevente. Supponendo che i due fenomeni si compensino, resta invariato il dimensionamento dello stadio di alimentazione. Con una stima conservativa del rendimento uscita-ingresso del caricabatteria pari a 80%, la massima potenza che esso assorbe da rete è 700 W.

### 2.1.1 Bobine

Per rideterminare il dimensionamento delle bobine (parametri e sollecitazioni) sono state rifatte le analisi dell'accoppiamento induttivo e dello stadio di trasferimento dell'energia, eseguite rispettivamente mediante un programma agli elementi finiti e un programma di simulazione circuitale [2], [3]. Per semplicità si è ipotizzato di utilizzare due bobine uguali. Poiché sono stati ottenuti valori poco diversi per le sollecitazioni di tensione e di corrente delle due bobine, si è deciso di dimensionarle anche in modo uguale, prendendo i valori maggiori. Le nuove specifiche delle due bobine sono riportate in Tab. 2.1.1.1.

L	0.118 mH
M	0.038 mH
K	0.32
$I_L$	14 A <sub>p</sub>
$V_L$	900 V <sub>p</sub>

### 2.1.2 Condensatori di risonanza

La capacità dei condensatori è stata rideterminata in modo che la risonanza con le bobine avvenga alla frequenza di 85 kHz. La corrente che percorre i condensatori è la stessa delle bobine mentre la tensione ai morsetti dei condensatori è di poco inferiore a quella che cade sulle bobine venendo a mancare il termine (di ampiezza molto minore) di tensione indotta. Le nuove specifiche dei condensatori di risonanza sono riportate in Tab. 2.1.2.1.

C	30 nF
$I_C$	14 A <sub>p</sub>
$V_C$	860 V <sub>p</sub>

## 2.2 Progettazione dei sottosistemi

### 2.2.1 Bobine e struttura di accoppiamento

In base alle nuove specifiche per le bobine è stata studiata e progettata la loro configurazione geometrica mediante il programma agli elementi finiti. Lo studio ha mostrato che a) l'avvolgimento a spirale offre i migliori risultati per il coefficiente di accoppiamento tra le due bobine e b) i nuclei magnetici ad I sono i più convenienti. Per il nucleo è stata scelta una ferrite con induzione residua di 0.1 T e permeabilità magnetica relativa maggiore di 1000. La Figura 2.2.1.1 riporta a titolo di esempio l'induzione magnetica calcolata sulla superficie di una bobina a spirale percorsa da 1 A e appoggiata sul nucleo di ferrite.

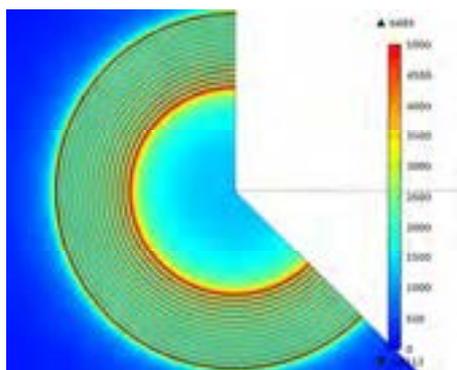


Figura 2.2.1.1. Induzione magnetica sulla superficie di una bobina.

Il progetto ha fornito i dati geometrici e magnetici necessari alla costruzione delle bobine. Le specifiche sono riportate in Tab. 2.2.1.1. Esse sono state fornite all’azienda alla quale è stata commissionata la costruzione delle bobine.

TAB. 2.2.1.1 SPECIFICHE COSTRUTTIVE DELLE BOBINE	
N° spire	15
Passo delle spire	7 mm
Diametro interno della bobina	184 mm
Diametro esterno della bobina	380 mm
Sezione del filo Litz	16 mm <sup>2</sup>
Diametro del disco di ferrite	400 mm
Spessore del disco di ferrite	6 mm
Induzione residua della ferrite	0.1 T
Permeabilità relativa della ferrite	> 1000

### 2.2.2 Condensatori di risonanza

I condensatori di risonanza sono stati realizzati collegando in parallelo-serie più condensatori EPCOS B32652A1153. Ognuno di essi ha una capacità di 15 nF e sostiene una tensione di circa 300 V ad una frequenza di lavoro di 85 kHz. Pertanto il valore richiesto di capacità è stato ottenuto collegando in parallelo 8 stringhe di condensatori ognuna formata da 4 condensatori in serie. La tensione massima è risultata di 1200 V.

### 2.2.3 Invertitore ad AF

L’invertitore ad AF ha lo schema circuitale di Fig. 2.2.3.1. Il ponte ad H è stato realizzato utilizzando due gambe del modulo di potenza trifase CCS050M12CM2, prodotto dalla ditta CREE e mostrato in Fig.2.2.3.2. Il modulo è formato da transistori SiC MOSFET aventi le caratteristiche riportate in Tab. 2.2.3.1. Come si riconosce dalla tabella, i SiC MOSFET hanno una resistenza di conduzione molto bassa che consente di ridurre sensibilmente le perdite nei dispositivi durante la conduzione, incrementando l’efficienza del caricabatteria. Questa caratteristica si aggiunge alla intrinseca proprietà dei dispositivi SiC di commutare in tempi molto brevi, il che consente loro di funzionare ad AF mantenendo contenute le perdite di commutazione.

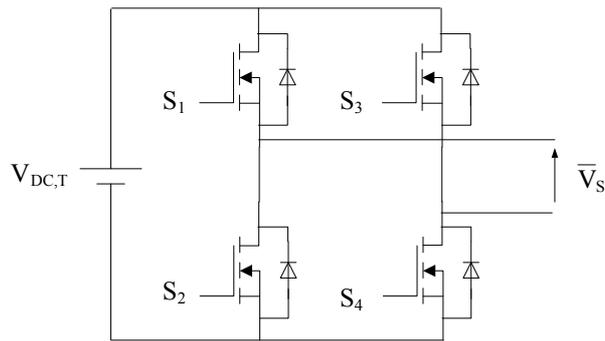


Figura 2.2.3.1. Schema circuitale dell’invertitore ad AF.



Figura 2.2.3.2. Modulo di potenza CREE CCS050M12CM2.

TAB. 2.2.3.1 CARATTERISTICHE DEL MODULO CCS050M12CM2	
Tensione	1200 V
Corrente	50 A
Resistenza di conduzione	25 mΩ

#### 2.2.4 Raddrizzatore a diodi e chopper

I raddrizzatori a diodi dello stadio trasmettente e ricevente ed il chopper dello stadio ricevente sono stati progettati con un approccio tradizionale.

Per il raddrizzatore a diodi dello stadio trasmettente è stato usato il ponte raddrizzatore monofase KBPC606. Il condensatore d’uscita ha una capacità di 4.7 mF e una tensione di targa di 400 V.

Per il raddrizzatore a diodi dello stadio ricevente sono stati utilizzati diodi SiC Schottky (SCS240AE2HR) mentre per il chopper sono stati utilizzati un SiC MOSFET (SCT2120AF) e un diodo di ricircolo SiC Schottky (SCS220AE2). Il condensatore d’uscita del raddrizzatore ha una capacità di 220 μF e una tensione di targa di 160 V.

La Tab. 2.2.4.1 elenca i dispositivi a semiconduttore utilizzati con le loro tensioni e correnti di targa.

TAB. 2.2.4.1. DISPOSITIVI E DATI DI TARGA			
Dispositivo	Tensione	Corrente	Produttore
KBPC606	600 V	6 A <sub>AV</sub>	Vishay
SCT2120AF	650 V	29 A <sub>DC</sub>	Rohm
SCS220AE2	650 V	20 A <sub>DC</sub>	Rohm
SCS240AE2HR	650 V	40 A <sub>DC</sub>	Rohm

### 2.2.5 Schede di interfaccia e di potenza

Il caricabatteria contactless risonante contiene due convertitori controllati: l'invertitore ad AF ed il chopper. Il controllo è eseguito da due ECU disposte nei due stadi e costruite attorno al DSP Texas F282335. I DSP generano i segnali di comando per i due convertitori (e gestiscono le operazioni del caricabatteria, incluse quelle di protezione) in funzione dei valori assunti dalle tensioni  $V_{DC,T}$  e  $V_{DC,R}$  e delle correnti  $i_s$ ,  $i_L$  e  $i_B$  di Fig. 1.1.

L'applicazione dei comandi generati dai DSP ai gate dei transistori dei convertitori e la trasduzione, il condizionamento e l'acquisizione delle tensioni e delle correnti da parte dei DSP hanno richiesto la progettazione e la realizzazione di idonei circuiti elettronici. Vista l'analogia delle operazioni sia di comando sia di elaborazione dei segnali che devono essere svolte nello stadio trasmittente e in quello ricevente, è stata progettata una sola scheda di interfaccia che, realizzata in due esemplari, è stata utilizzata per i due stadi del caricabatteria.

Le schede di potenza per i due stadi hanno invece richiesto una apposita progettazione e realizzazione dal momento che esse usano convertitori di tipo diverso.

#### 2.2.5.1 Elaborazione dei segnali di corrente

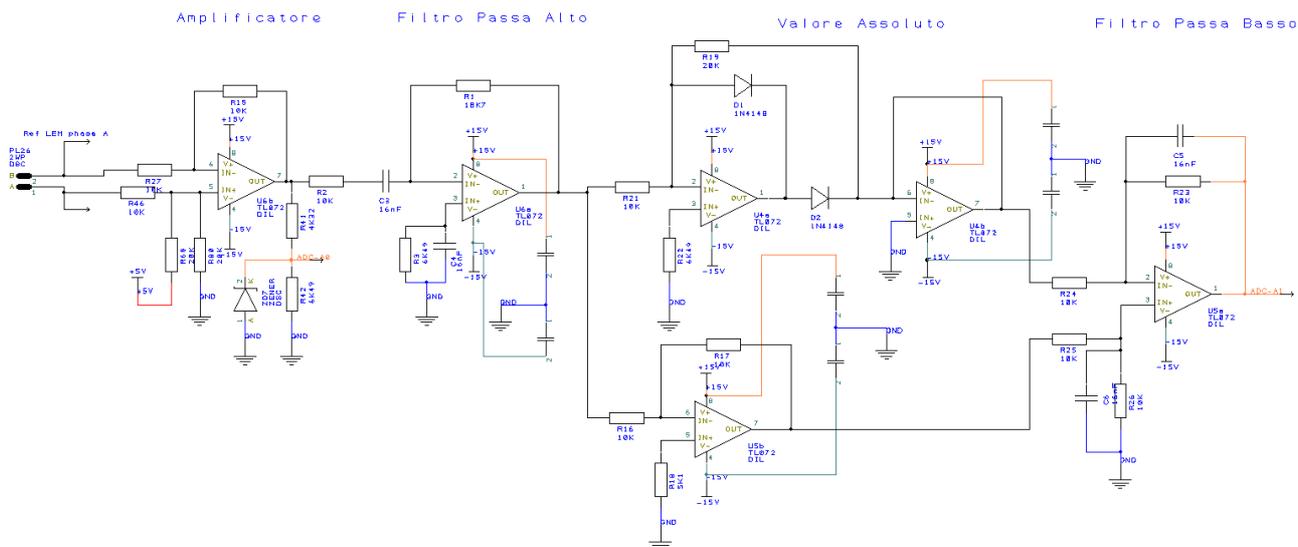
La trasduzione delle correnti  $i_s$  ed  $i_L$  è effettuata mediante sensori ad effetto Hall modello LTSP 25-NP prodotti dalla ditta LEM e mostrati in Fig. 2.2.5.1.1. Essi hanno un fondo scala di 25 A<sub>rms</sub> e una banda passante di 300 kHz. I sensori ad effetto Hall generano in uscita (su una resistenza di valore noto) una corrente proporzionale a quella da misurare cosicché la tensione misurata ai capi della resistenza risulta proporzionale alla corrente da trasdurre.



Figura 2.2.5.1.1. Sensore di corrente LTSP 25-NP.

La frequenza delle correnti  $i_s$  ed  $i_L$  è di 85 kHz mentre la frequenza di esecuzione dell'algoritmo di controllo è minore a causa del valore limitato ottenibile per la banda del sistema di controllo. Di conseguenza si è previsto di eseguire il controllo del valore di picco delle correnti e non quello del loro valore istantaneo.

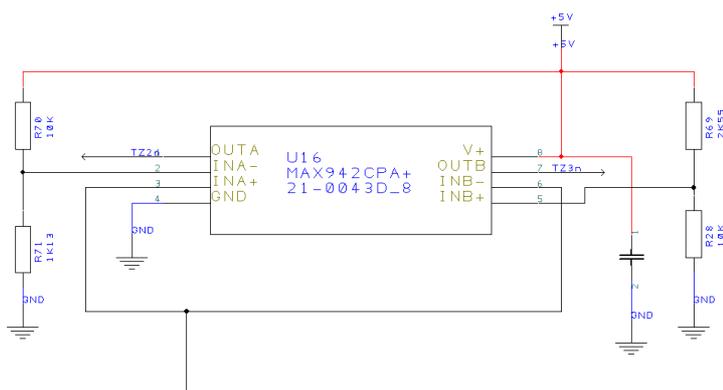
Per determinare il valore di picco delle correnti è stato progettato un circuito analogico che ha per ingresso il segnale di corrente e che fornisce in uscita l'inviluppo del segnale in ingresso. Il circuito, mostrato in Fig. 2.2.5.1.2, è costituito da quattro stadi. Il primo stadio è un amplificatore la cui uscita è proporzionale al segnale di corrente all'ingresso; l'uscita è applicata agli stadi successivi e ai circuiti di protezione da eventuali sovracorrenti. Il secondo stadio è un filtro passa-alto che rimuove possibili componenti continue presenti all'uscita dell'amplificatore. Il terzo stadio fornisce all'uscita il valore assoluto del segnale in ingresso mentre l'ultimo stadio è un filtro passa-basso che estrae il valore di picco del segnale in ingresso. Tale valore è acquisito dal DSP mediante uno dei canali del convertitore analogico digitale (DAC) integrato nel DSP stesso.



**Figura 2.2.5.1.2. Schema elettrico del circuito che fornisce il valore di picco della corrente in ingresso.**

### 2.2.5.2 Circuiti di protezione

Le schede di interfaccia includono un circuito per la protezione da sovracorrenti mostrato in Fig. 2.2.5.2.1. Esso preleva il segnale di corrente presente all'uscita del primo stadio del circuito di Fig. 2.2.5.1.2 e lo invia all'ingresso di due comparatori (integrati all'interno di un unico case). I comparatori confrontano il segnale di corrente con due valori di soglia che corrispondono rispettivamente al valore massimo positivo e minimo negativo che la corrente può assumere. Le uscite dei comparatori sono collegate ad ingressi del DSP preposti ad inibire la generazione dei segnali di comando per i transistori dei convertitori controllati. Qualora il segnale di corrente ecceda una delle due soglie, l'uscita del corrispondente comparatore si porta al valore logico basso e i transistori, non più comandati dal DSP, restano aperti prevenendo il danneggiamento del caricabatteria.



**Figura 2.2.5.2.1 Schema elettrico del circuito per la protezione da sovracorrenti.**

### 2.2.5.3 Rilevatore di non-allineamento (utilizzato solamente nello stadio trasmittente)

La tensione  $v_s$  generata dall'invertitore ad AF ha una forma d'onda quasi quadra mentre la corrente nello stadio trasmittente  $i_s$  è sinusoidale. La scheda di interfaccia dello stadio trasmittente è predisposta per la rilevazione del non-allineamento tra  $v_s$  ed  $i_s$  (intendendo per non-allineamento lo sfasamento tra la componente fondamentale della tensione quasi quadra e la corrente). In condizioni di risonanza il non-allineamento è nullo, ossia componente fondamentale della tensione e corrente devono essere in fase.

Il circuito per la rilevazione del non-allineamento è formato da tre stadi. Il primo stadio è costituito da due comparatori. Un comparatore ha come ingresso un segnale con forma d'onda quadra che è in quadratura rispetto alla tensione che verrebbe generata dall'invertitore ad AF se operasse in onda quadra; il segnale è fornito dal DSP tramite una opportuna configurazione del blocco di generazione dei comandi per i transistori dell'invertitore ad AF. L'altro comparatore ha come il segnale di corrente ottenuto dalla sonda Hall. Pertanto le uscite dei due comparatori sono onde quadre che, nella condizione desiderata di allineamento, sono in quadratura. Il secondo stadio è costituito da una porta logica XOR che ha come ingressi le uscite dei due comparatori. Il terzo stadio è costituito da un filtro passa-basso che estrae il valore medio del segnale all'uscita dallo XOR. Quando le onde quadre all'uscita dei due comparatori sono in quadratura, l'uscita dello XOR ha un duty-cycle del 50% e il filtro passa-basso fornisce un segnale che assume un valore predeterminato in sede di progettazione. Nel caso di non allineamento, il duty-cycle è diverso dal 50% e l'uscita del filtro passa-basso varia rispetto al valore predeterminato di una quantità proporzionale al non-allineamento. L'acquisizione della tensione all'uscita del filtro passa-basso da parte del DSP presente nell'ECU dello stadio trasmettente consente all'algoritmo di controllo di aggiustare la frequenza dell'invertitore ad AF per mantenere la condizione di risonanza anche in presenza di variazioni parametriche.

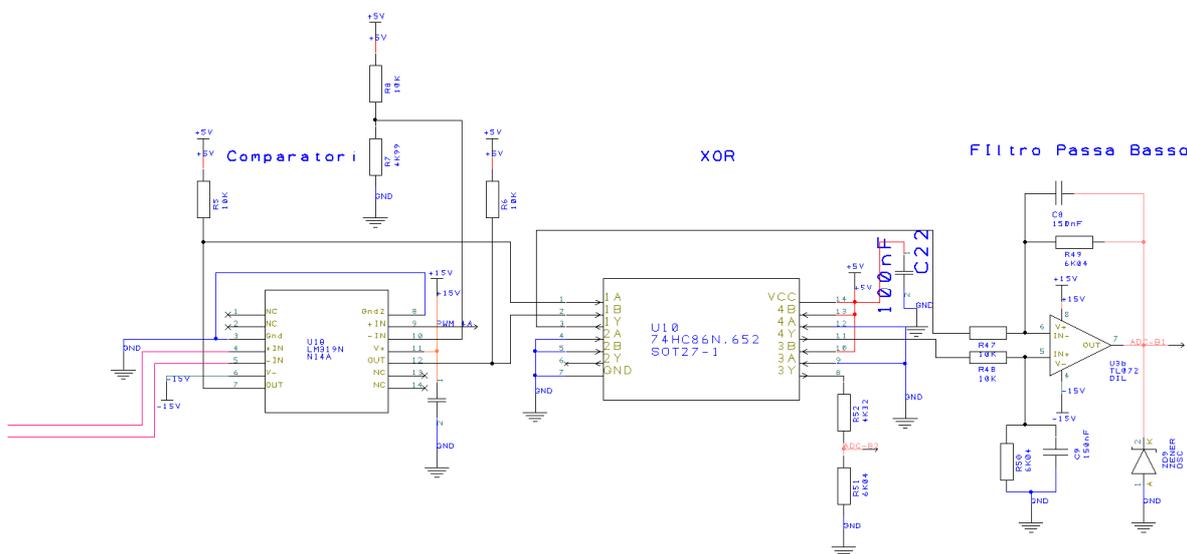
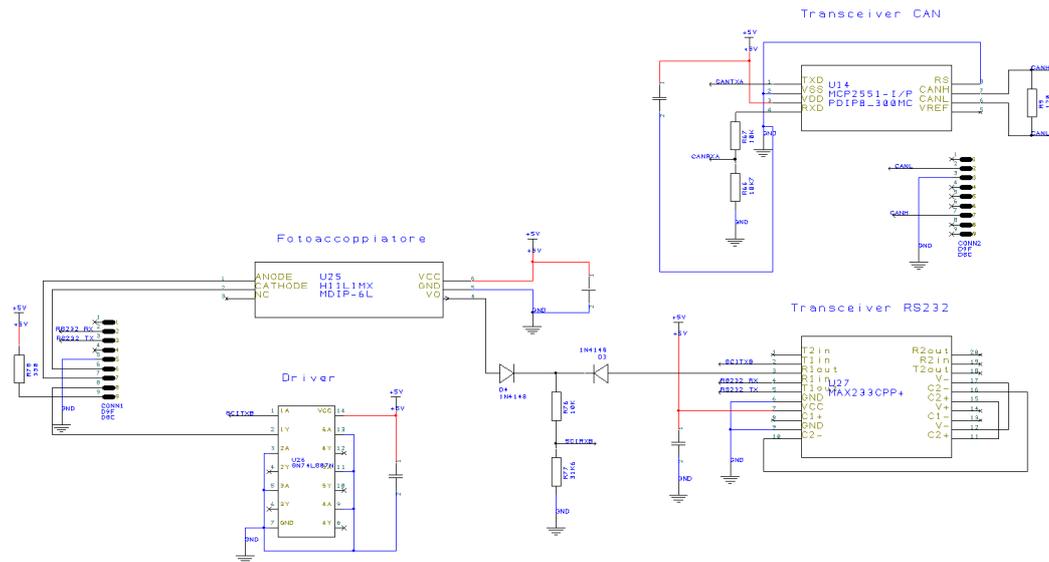


Figura 2.2.5.3.1. Schema elettrico del circuito per la rilevazione del non-allineamento tra tensione e corrente.

### 2.2.5.4 Circuiti di comunicazione

Per il corretto funzionamento dell'algoritmo di controllo è necessario che gli stadi trasmettente e ricevente si scambino informazioni riguardanti il proprio stato e i valori trasdotti di tensione e corrente, essendo le informazioni codificate in binario secondo lo standard RS232. La comunicazione deve avvenire mantenendo l'isolamento galvanico tra i due stadi. Per questo scopo è stato progettato un circuito di comunicazione che utilizza due fotoaccoppiatori per il trasferimento bidirezionale dei dati. Al fine di facilitare la predisposizione dei parametri di controllo e gestione, le schede di interfaccia sono equipaggiate anche con due transceiver, uno RS232 e l'altro CAN, che rendono possibile lo scambio dati con un PC o con un bus di campo industriale.



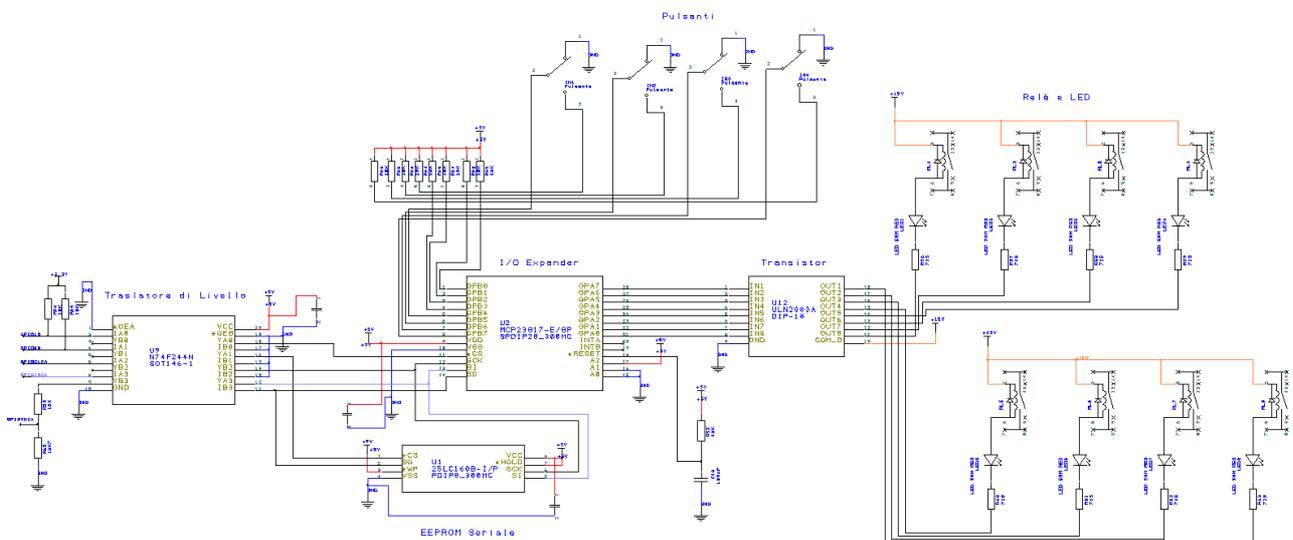
**Figura 2.2.5.4.1. Schema elettrico del circuito per la comunicazione RS232 e CAN.**

### 2.2.5.5 Circuiti di interfaccia utente

Al fine di consentire all'utente di controllare il funzionamento del caricabatteria e di fornire all'utente indicazioni sullo stato operativo del caricabatteria è stato progettato un circuito di interfaccia utente formato da quattro pulsanti per inviare comandi alle schede di interfaccia, quattro ingressi/uscite digitali di uso generale e otto uscite digitali, con LED di segnalazione, per pilotare altrettanti relè.

Il circuito di interfaccia utente è basato sull'I/O expander MCP28S17 prodotto dalla Microchip. Esso possiede 16 ingressi/uscite digitali la cui funzione e il cui valore logico vengono programmati o acquisiti dal DSP mediante l'invio di specifici messaggi alla porta Serial Peripheral Interface (SPI). L'I/O expander è collegato alla porta SPI mediante un traslatore di livello che adatta la tensione di uscita della porta (3.3 V) a quella richiesta per il funzionamento del I/O expander (5 V). Le uscite dell'I/O expander che pilotano i relè sono collegate ognuna alla base di un transistor che opera da amplificatore.

Alla porta SPI, tramite il traslatore di livello, è collegata anche una EEPROM seriale che è utilizzata per la memorizzazione e il ripristino dei parametri di funzionamento del caricabatteria.



**Figura 2.2.5.5.1. Schema elettrico del circuito per l'interfaccia utente.**

### 2.2.6 Algoritmi di controllo e di gestione

Sono stati sviluppati due diversi algoritmi di controllo e di gestione, uno per lo stadio trasmittente e l'altro per lo stadio ricevente. Entrambi gestiscono l'interfaccia utente e la comunicazione seriale con modalità praticamente identiche ma si differenziano nell'algoritmo di controllo delle schede di potenza.

All'accensione del sistema sono inizializzate le periferiche del DSP coinvolte nel funzionamento del caricabatteria. In particolare sono impostate le modalità di generazione dei segnali di comando dei transistori, viene inizializzato l'ADC e sono impostate le modalità di comunicazione delle porte RS232 e SPI; tramite quest'ultima porta viene inizializzato anche lo I/O expander. Successivamente vengono determinati e compensati gli offset degli ADC e viene instaurata la comunicazione bidirezionale. Solo dopo aver completato le operazioni di inizializzazione, è possibile, agendo su un pulsante dell'interfaccia utente, abilitare l'algoritmo di controllo che comanda i transistori dell'invertitore ad AF e del chopper. Qualora, durante l'inizializzazione, siano rilevati dei malfunzionamenti, l'abilitazione dei comandi per i transistori viene inibita e l'accensione di uno o più LED dell'interfaccia utente segnala la presenza e la tipologia del problema.

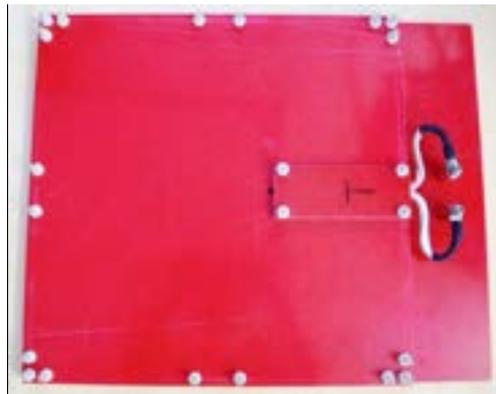
Nello stadio trasmittente l'algoritmo di controllo acquisisce la tensione  $V_{DC,R}$  del bus in continua che alimenta il chopper e genera i comandi per i transistori dell'invertitore ad AF in modo da regolare la tensione  $V_{DC,R}$  al valore prefissato di 65 V. In una prima fase di sviluppo dell'algoritmo di controllo, ipotizzando che la corrente erogata al caricabatteria agisca come un disturbo su  $V_{DC,R}$  e che tale disturbo vari lentamente durante il processo di ricarica, si è assunto che il caricabatteria operi in condizioni di regime quasi stazionario. Di conseguenza l'anello di controllo della tensione  $V_{DC,R}$  è stato progettato con una dinamica molto lenta, il che ha consentito di omettere l'implementazione del controllo delle correnti negli stadi trasmittente e ricevente. Peraltro la scheda di interfaccia include già i circuiti di elaborazione delle correnti e quindi, oltre alle operazioni di protezione, il DSP è predisposto per eseguire anche il controllo delle correnti. L'uscita del regolatore di tensione fornisce il riferimento per l'ampiezza della componente fondamentale della tensione generata dall'invertitore ad AF. Da questo riferimento e in funzione della tensione  $V_{DC,T}$  del bus in continua che alimenta l'invertitore, il DSP calcola la tempistica della cancellazione di fase per il comando dei transistori dell'invertitore ad AF.

L'algoritmo di controllo dello stadio ricevente ha lo scopo di caricare il pacco accumulatori con le consuete modalità: dapprima a corrente costante e quindi a tensione costante. L'algoritmo è formato da due anelli di controllo innestati uno nell'altro. L'anello di controllo esterno si avvale di un regolatore che elabora l'errore di tensione -dato dalla differenza tra la massima tensione di ricarica  $V_{B,M}$  e la tensione attuale ai morsetti del pacco accumulatori- per generare il riferimento di corrente per la ricarica del pacco accumulatori. Tale riferimento, limitato al valore di specifica  $I_B$ , costituisce l'ingresso dell'anello di controllo interno che genera i comandi per il transistore del chopper. Nella prima fase del processo di ricarica, il regolatore esterno entra in saturazione e la ricarica è effettuata con corrente costante pari a  $I_B$ . Quando l'errore di tensione diventa piccolo, ossia quando la tensione del pacco accumulatori è circa uguale a  $V_{B,M}$ , inizia la seconda fase del processo di ricarica durante la quale la tensione ai morsetti del pacco accumulatori è tenuta costante. In corrispondenza il riferimento di corrente si riduce fino a quando, raggiunto il valore minimo  $I_{B,m}$ , il processo di ricarica termina.

## 2.3 Realizzazione prototipale

### 2.3.1 Misura dei parametri delle bobine

Come anticipato nel paragrafo 2.2.1, le bobine sono state costruite da un'azienda sulla base delle specifiche fornite. Esse sono state racchiuse tra due piatti di contenimento. Le foto di una bobina con e senza un piatto di contenimento sono mostrate in Fig. 2.3.1.1 e 2, rispettivamente.



**Figura 2.3.1.1. Foto di una bobina con piatto di copertura.**



**Figura 2.3.1.2. Foto di una bobina senza piatto di copertura.**

I parametri induttivi delle due bobine sono stati misurati per diverse posizioni reciproche utilizzando il seguente strumento: LCR meter, ditta inSTECK, modello LCR-819. Poiché lo strumento non dispone di una frequenza di test di 85 kHz, le misure sono state eseguite a due frequenze, una minore (66 kHz) e l'altra maggiore (100 kHz) di 85 kHz.

Ponendo le due bobine ad una distanza di 15 cm, l'induttanza e la mutua induttanza sono risultate uguali a 0.123 mH e 0.031 mH, rispettivamente, ad entrambe le frequenze di misura mentre il fattore di merito è risultato uguale a 119 a 66 kHz e a 90 a 100 kHz. Come si può osservare, i valori misurati sono in linea con le specifiche di progetto.

I parametri induttivi misurati variando la distanza verticale delle bobine (in condizioni di allineamento) e la distanza orizzontale (disallineamento) con le bobine poste ad una distanza di 15 cm sono riportati in tabella 2.3.3.1. Si noti la variazione, peraltro modesta, anche dell'induttanza dovuta alla presenza dei nuclei di ferrite che rendono la riluttanza delle bobine funzione della posizione reciproca.

TAB 2.3.3.1 PARAMETRI INDUTTIVI DELLE BOBINE		
Distanza verticale (cm)	Induttanza (mH)	Mutua induttanza (mH)
9	0.151	0.047
15	0.123	0.031
22	0.116	0.014
Distanza orizzontale (cm)		
0	0.123	0.031
10	0.119	0.027
22	0.118	0.012

2.3.2 Disegno dei circuiti di potenza e di segnale e loro montaggio

Dopo aver progettato gli schemi elettrici delle schede di interfaccia e di potenza si è proseguito con il disegno dei circuiti stampati e quindi con la loro costruzione. Le figure 2.3.2.1-3 mostrano la disposizione delle piste e dei componenti sulla scheda di interfaccia, sulla scheda di potenza dello stadio trasmittente e sulla scheda di potenza dello stadio ricevente.

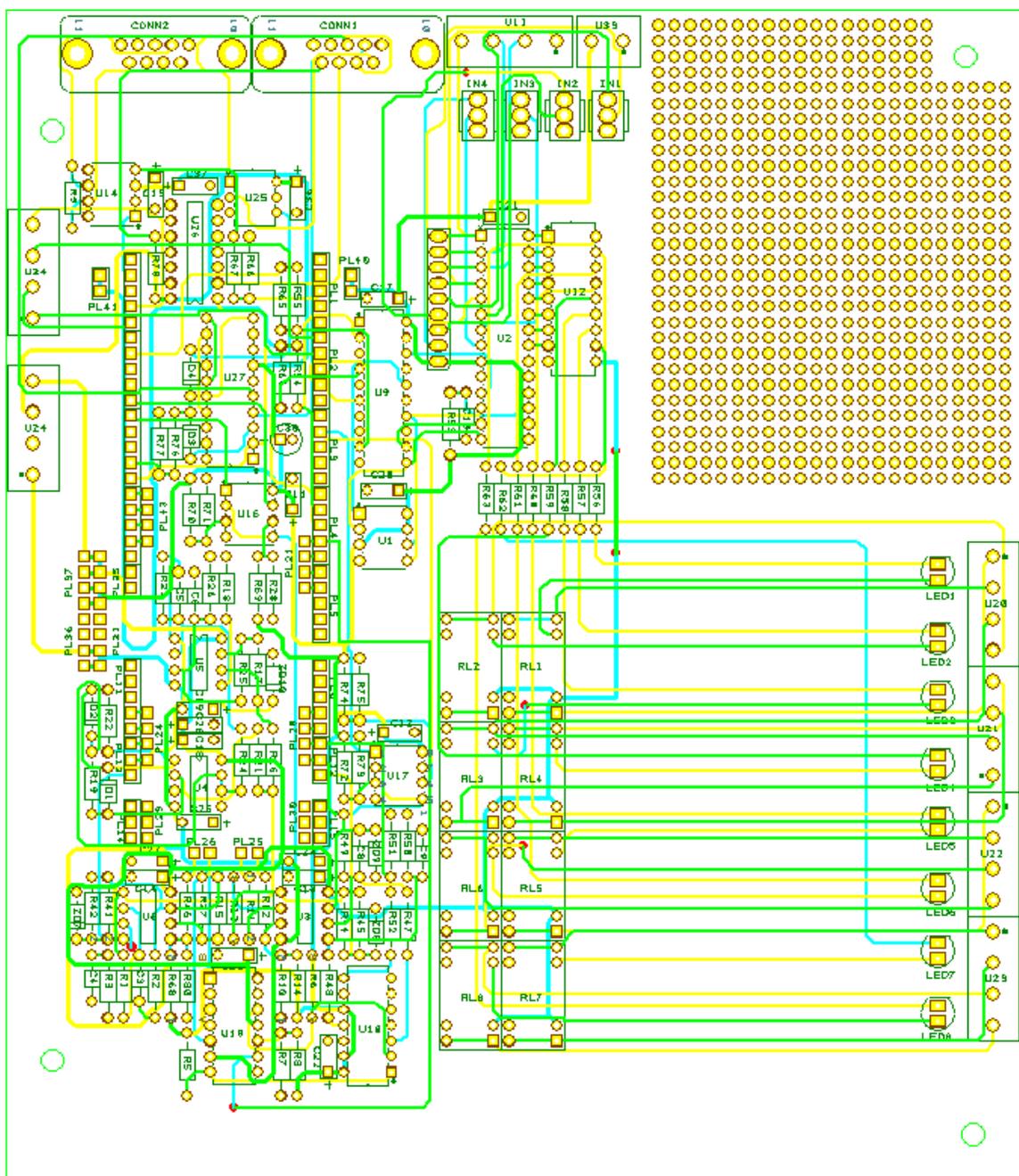


Figura 2.3.2.1. Circuito stampato della scheda di interfaccia (non è visualizzato il piano di massa).

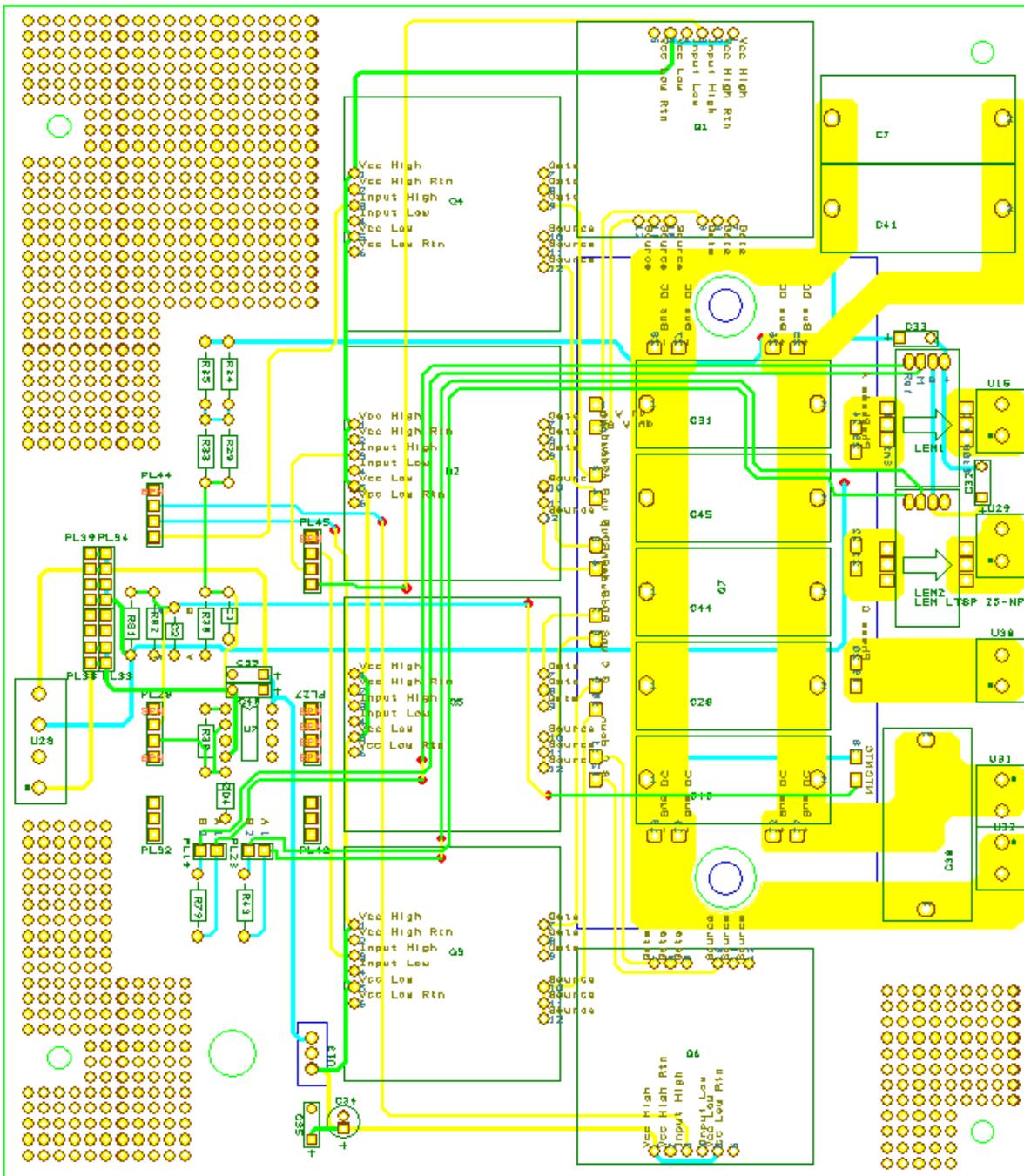
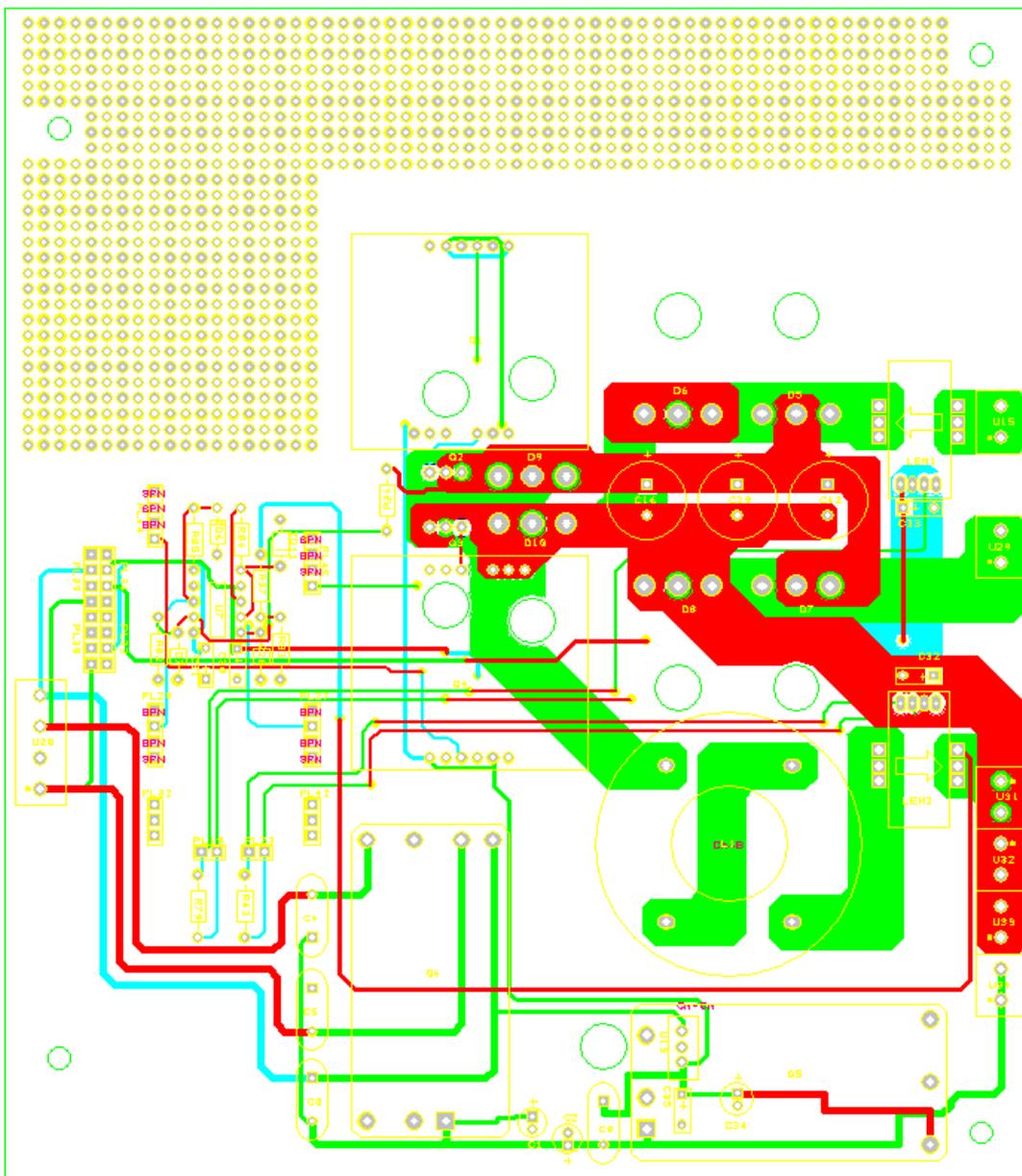
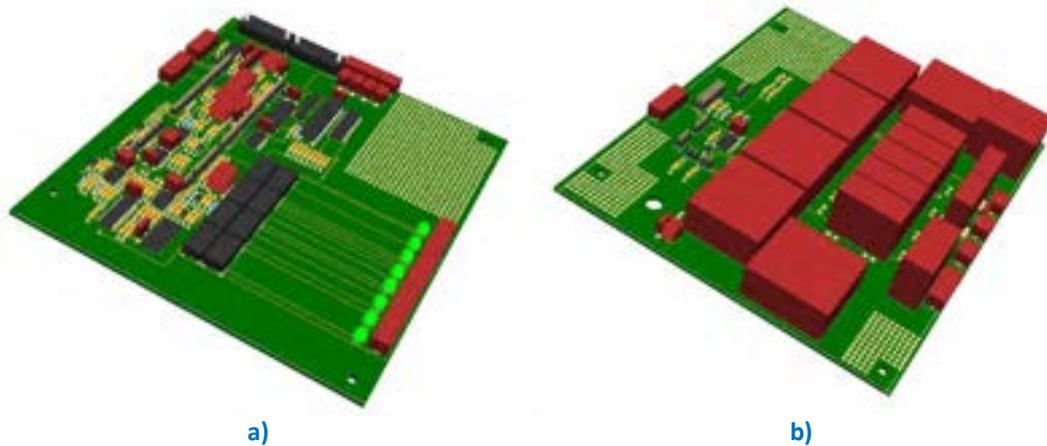


Figura 2.3.2.2. Circuito stampato della scheda di potenza dello stadio trasmittente (non è visualizzato il piano di massa).



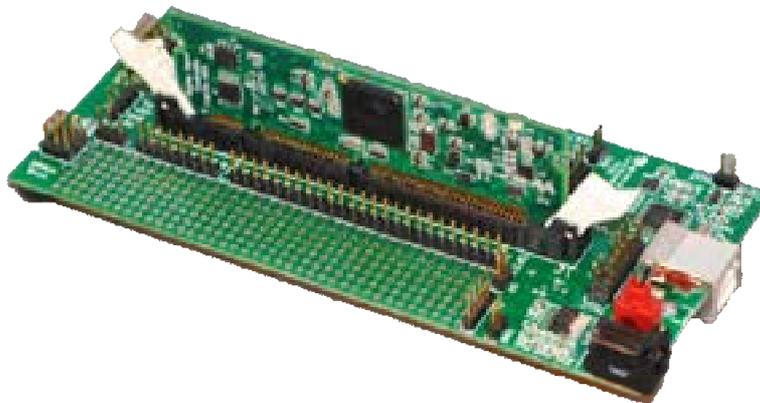
**Figura 2.3.2.3. Circuito stampato della scheda di potenza dello stadio trasmittente (non è visualizzato il piano di massa).**

A titolo di esempio, in Fig. 2.3.2.4 si riporta una rappresentazione tridimensionale della scheda di interfaccia (a sinistra) e della scheda di potenza (a destra) dello stadio trasmittente. Le due schede, così come quelle dello stadio ricevente, sono state concepite in modo da essere impilate l'una sull'altra con connettori verticali per mezzo dei quali sono scambiati i segnali elettrici necessari al funzionamento degli stadi trasmittente e ricevente.

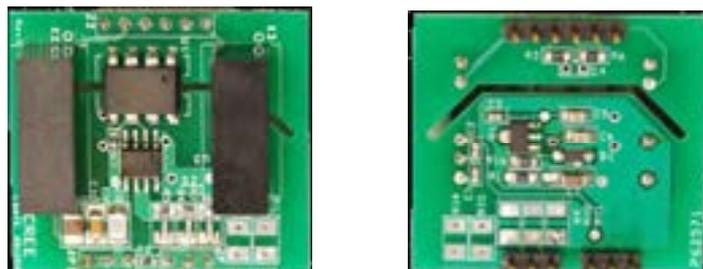


**Figura 2.3.2.4** Rappresentazione tridimensionale a) della scheda di interfaccia e b) della scheda di potenza dello stadio trasmittente.

La scheda di interfaccia è predisposta per la connessione con la scheda di sviluppo del DSP utilizzato (Texas F282335). La scheda di sviluppo è mostrata in Fig.2.3.2.5.  
 Le schede di potenza sono predisposte per il montaggio dei moduli di pilotaggio dei transistori SiC MOSFET. I moduli, mostrati in Fig. 2.3.2.6, sono prodotti dalla ditta CREE. Essi hanno la funzione di amplificare in tensione e corrente i segnali di comando generati dal DSP e di applicarli al gate dei transistori mantenendo al contempo l'isolamento galvanico tra lo stadio di ingresso, che opera con il medesimo riferimento di tensione della scheda di interfaccia, e lo stadio di uscita, che invece ha come riferimento di tensione il terminale di source del transistor SiC MOSFET pilotato.



**Figura 2.3.2.5.** Scheda di sviluppo del DSP.



**Figura 2.3.2.6.** Modulo di pilotaggio dei SiC MOSFET.

### 2.3.3 Programmazione del DSP

Per l'implementazione degli algoritmi di gestione e di controllo è stato usato l'ambiente di sviluppo Code Composer Studio (CCS) v5 della ditta Texas Instruments. Nell'ambiente CCS è possibile scrivere il codice per il DSP nel linguaggio C ed eseguire le operazioni di compilazione e linking. Il debugging del codice può essere effettuato sia con il simulatore software che fa parte del CCS sia sulla scheda di sviluppo del DSP che si interfaccia al CCS mediante un cavo USB.

Le routine relative alla implementazione dell'interfaccia utente, non avendo specifiche stringenti dal punto di vista del tempo di esecuzione, sono programmate per essere eseguite in maniera asincrona rispetto all'algoritmo di controllo e hanno un periodo di acquisizione degli ingressi e di aggiornamento delle uscite di circa 1 ms.

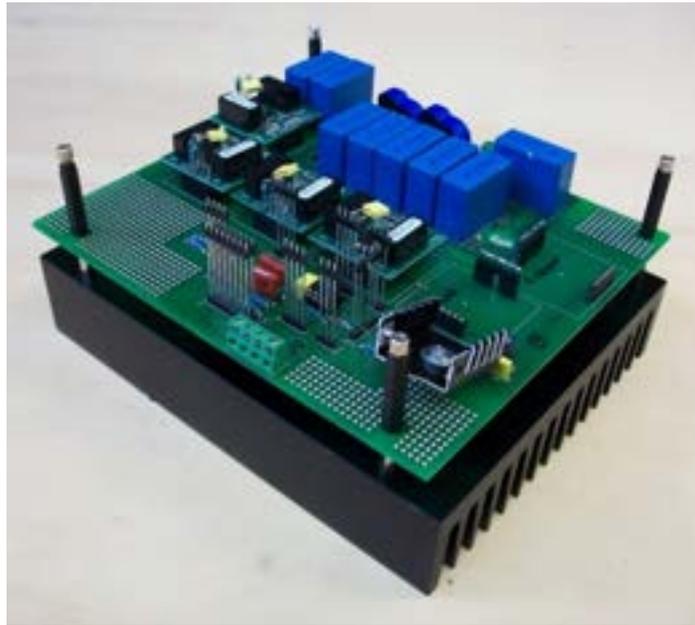
Gli algoritmi di controllo sono implementati nelle routine di servizio dell'interrupt di fine conversione dell'ADC. L'inizio della conversione è dettato da un timer che opera alla frequenza 21.25 kHz. Essa coincide con la frequenza di esecuzione dell'algoritmo di controllo ed è pari ad un quarto della frequenza di funzionamento dell'invertitore ad AF. La frequenza di aggiornamento dei dati scambiati via seriale non può essere elevata come quella del timer a causa della limitata velocità di trasmissione della porta seriale ed è stata fissata a circa 5.3 kHz, valore che -considerata la dinamica del processo di ricarica- risulta congruo con la tempistica richiesta per l'aggiornamento dati.

Nelle prime fasi di test delle schede di interfaccia il firmware di controllo era riscritto nella memoria RAM del DSP tramite il PC ad ogni accensione della scheda stessa. Una volta raggiunta una versione stabile del firmware, esso è stato invece programmato nella memoria FLASH del DSP in modo da rendere il funzionamento del sistema indipendente dalla connessione con il PC.

### 2.3.4 Assemblaggio del prototipo e svolgimento di prove sperimentali

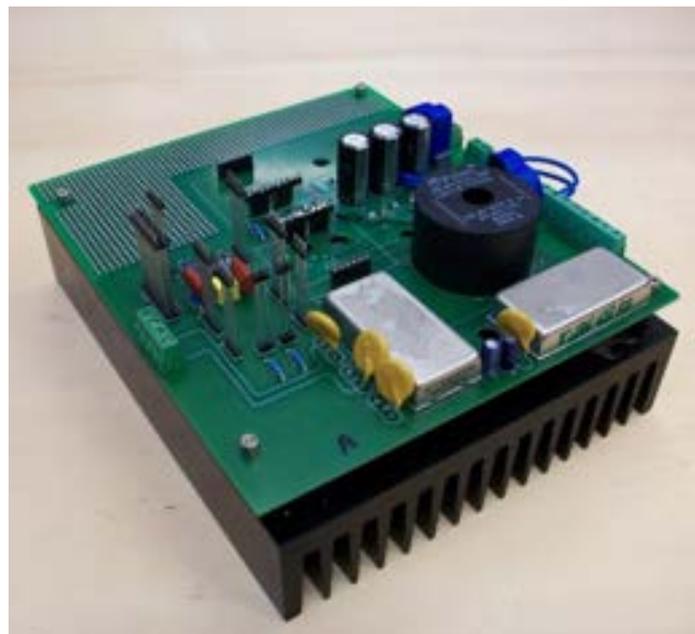
La realizzazione dei circuiti stampati è stata affidata ad una ditta esterna mentre il montaggio di tutti i componenti elettronici è stato effettuato in laboratorio. Le schede di potenza sono state montate su radiatori che, oltre a dissipare il calore prodotto dai convertitori, hanno anche una funzione di supporto delle schede.

Nella Fig. 2.3.4.1 è mostrata la scheda di potenza dello stadio trasmittente equipaggiata con i moduli di pilotaggio dei quattro transistori SiC MOSFET. Gate e source dei rimanenti due SiC MOSFET del modulo di potenza sono cortocircuitati per evitare commutazioni indesiderate. In primo piano nella figura sono visibili i connettori verticali per il collegamento con la scheda di interfaccia mentre sul lato più lontano della scheda sono montati i condensatori di colore blu che sostengono la tensione  $V_{DC,T}$  del bus in continua presente sulla scheda. Sotto i condensatori, sul lato opposto del circuito stampato e a diretto contatto con il radiatore, è montato il modulo di potenza. Dietro i condensatori si intravedono i sensori della corrente  $i_s$  (di fatto ne bastava uno; il secondo è stato installato per eventuali futuri sviluppi).



**Figura 2.3.4.1. Scheda di potenza della stadio trasmittente.**

Nella Fig. 2.3.4.2 è mostrata la scheda di potenza dello stadio ricevente. In primo piano, sul lato destro, sono visibili i convertitori DC/DC di piccola potenza che adattano la tensione  $V_{DC,R}$  del bus in continua al valore richiesto per alimentare la circuiteria di segnale della scheda di potenza e, tramite i connettori verticali, la scheda di interfaccia. I diodi SiC Schottky e il SiC MOSFET che costituiscono rispettivamente il raddrizzatore e il chopper sono montati sotto il circuito stampato a contatto con il radiatore. La tensione  $V_{DC,R}$  è sostenuta dai tre condensatori di colore nero mentre il cilindro nero davanti a loro è l'induttore di filtro posto all'uscita del chopper. Dietro ai condensatori e all'induttore di filtro si vedono le sommità dei due sensori di corrente che trasducono  $i_L$  e  $i_B$ .



**Figura 2.3.4.2. Scheda di potenza della stadio ricevente.**

Nella Fig. 2.3.4.3 è mostrata la scheda di interfaccia. Sul lato più lontano della scheda sono disposti i LED e i morsetti che danno accesso ai terminali dei relè dell'interfaccia utente. I quattro pulsanti dell'interfaccia utente e le prese per il cavo RS232 e per il bus CAN sono collocati sul lato sinistro della scheda.

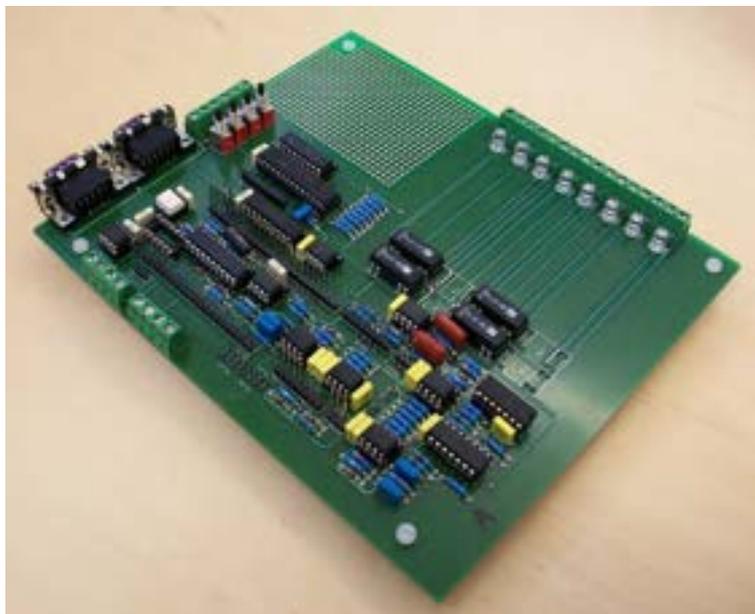


Figura 2.3.4.3. Scheda di interfaccia.

La scheda di sviluppo del DSP è montata sulla scheda di interfaccia, ottenendo il layout complessivo dello stadio. I due stadi trasmittente e ricevente hanno un layout simile. Quello dello stadio trasmittente è mostrato in Fig. 2.3.4.4.

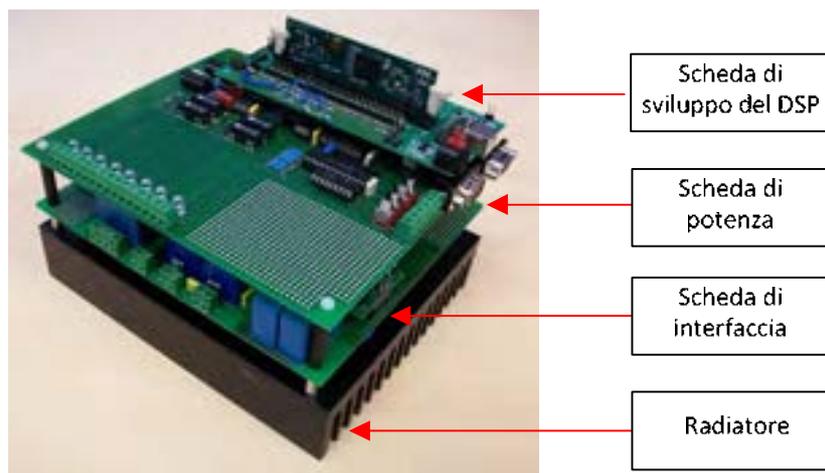
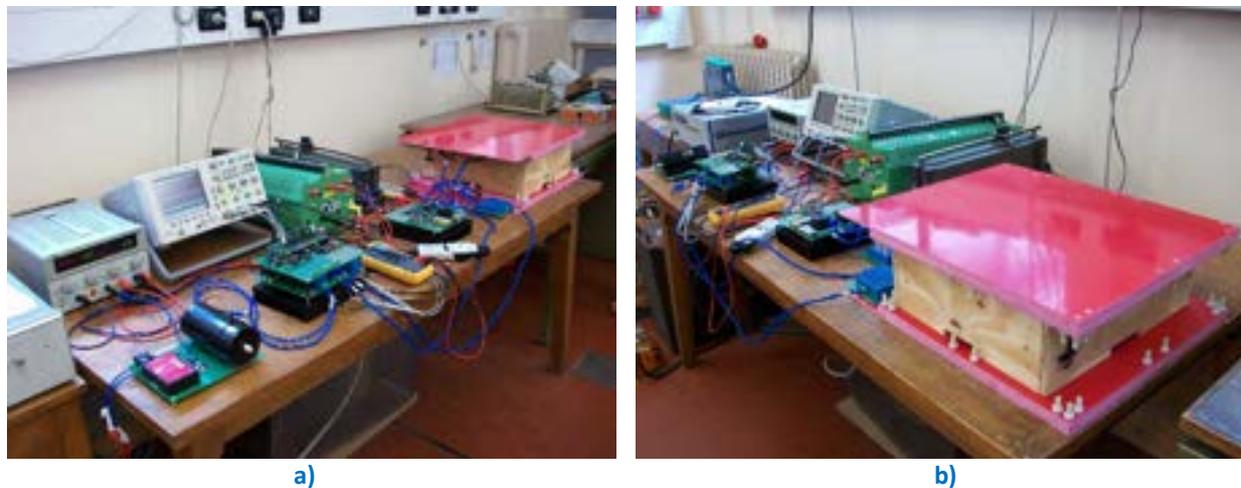


Figura 2.3.4.4. Layout dello stadio trasmittente.

Infine è stato allestito un banco prova per sottoporre il caricabatteria ad alcuni test sperimentali. In questa prima fase di test, seguendo le usuali procedure cautelative di sperimentazione, il caricabatteria è stato alimentato tramite un variac e le schede di interfaccia sono state alimentate mediante alimentatori stabilizzati regolabili e limitati in corrente. Come carico è stato impiegato un reostato con il quale si sono

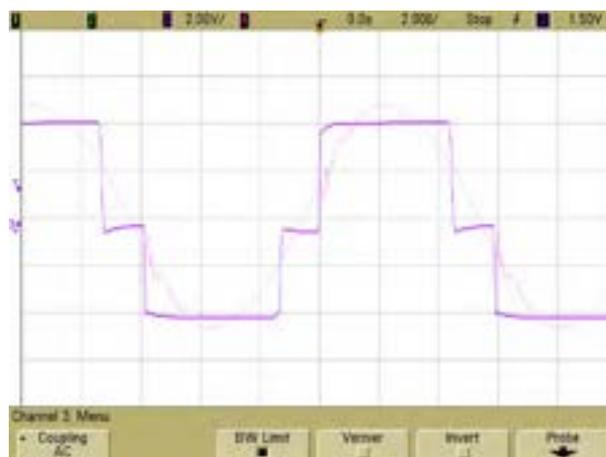
riprodotte le condizioni elettriche che si ottengono durante il processo di ricarica del pacco accumulatori. Il banco di prova, visto da due lati, è mostrato nelle Figg. 2.3.4.5 a) e b).



**Figure 2.3.4.5 a), b). Banco prova.**

A titolo di esempio si riportano i risultati sperimentali ottenuti quando il pacco accumulatori è ricaricato con la corrente nominale e la tensione ai suoi morsetti è pari a quella massima. In queste condizioni di ricarica, il pacco accumulatori assorbe la massima potenza.

La Fig. 2.3.4.6 mostra gli andamenti della tensione generata dall'invertitore ad AF e della corrente che percorre la bobina trasmittente. Come si riconosce dai tracciati, la tensione varia tra -80V e + 80V mentre l'ampiezza della corrente è di 6 A. Inoltre si riconosce che la corrente è praticamente in fase con l'armonica fondamentale della tensione generata dall'invertitore.

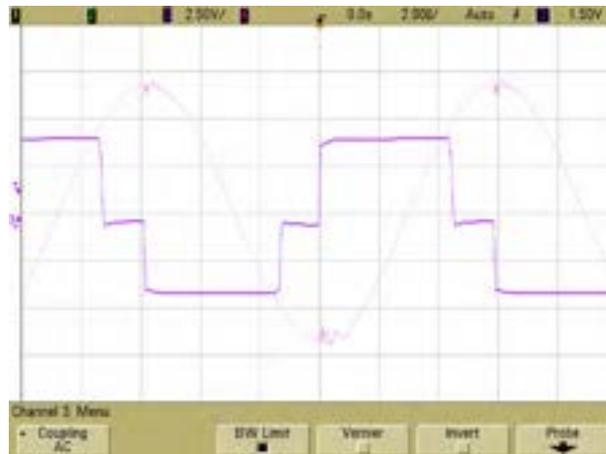


**Figura 2.3.4.6. Tensione generata dall'invertitore ad AF e corrente nella bobina trasmittente.**

L'andamento della corrispondente corrente nella bobina ricevente è mostrato in Fig. 2.3.4.7, insieme con l'andamento della tensione generata dall'invertitore ad AF. Si riconosce che la corrente ha un'ampiezza di circa 13 A ed è praticamente in quadratura con la componente fondamentale della tensione generata dall'invertitore.

I risultati sperimentali confermano innanzitutto quanto previsto dalla teoria sul funzionamento dell'accoppiamento magnetico risonante in relazione all'allineamento delle correnti rispetto alla

componente fondamentale della tensione generata dall'invertitore ad AF. Inoltre essi convalidano appieno i dati di progetto. In particolare, a) la tensione generata dall'invertitore ad AF ha una forma d'onda quasi quadra, b) le correnti che circolano nelle bobine hanno una forma d'onda pressoché sinusoidale e la loro ampiezza è pari al valore di specifica.



**Figura 2.3.4.7. Tensione generata dall'invertitore ad AF e corrente nella bobina ricevente.**

### 3 Conclusioni

Il lavoro documentato nel presente documento è consistito nello svolgimento di attività di ricerca aventi per oggetto il progetto e la realizzazione prototipale di un caricabatteria contactless risonante per city car elettrica.

Le attività di progetto sono avvenute in due fasi: nella prima fase si è rideterminato il dimensionamento di componenti di potenza del caricabatteria, segnatamente delle bobine di accoppiamento e dei condensatori di risonanza, rispetto a quanto descritto in [1] per tener conto della decisione presa dagli enti preposti di fissare a 85 kHz la frequenza di lavoro dei caricabatteria contactless risonante. Nella seconda fase si sono progettati tutti i componenti e i dispositivi del caricabatteria wireless risonante. In particolare sono state determinate a) le specifiche costruttive e magnetiche per le bobine di accoppiamento; esse sono state quindi inviate ad un'azienda incaricata della loro costruzione, b) le sollecitazioni elettriche per tutti i componenti e i dispositivi di potenza; esse sono state utilizzate per la scelta dei componenti. Nella seconda fase sono stati progettati i circuiti di interfaccia e di potenza e gli algoritmi di controllo e di gestione del caricabatteria contactless.

Le attività di realizzazione sono avvenute in quattro fasi: nella prima fase sono stati misurati i parametri induttivi delle bobine di accoppiamento, trovando un preciso riscontro con i dati di progetto. Nella seconda fase si è eseguito il disegno delle schede di interfaccia e di potenza e sono stati montati i componenti. Nella terza fase sono stati implementati nel DSP gli algoritmi di controllo e di gestione del caricabatteria. Nella quarta fase, dopo aver assemblato il prototipo al banco, sono state eseguite prove sperimentali che hanno confermato gli andamenti attesi sia delle tensioni che delle correnti che si instaurano nei circuiti durante il funzionamento del caricabatteria. Hanno altresì confermato la validità delle scelte progettuali effettuate per i componenti di potenza (valori e sollecitazioni elettriche) per i circuiti di interfaccia e per gli algoritmi di controllo del caricabatteria wireless risonante.

Ulteriori sviluppi della ricerca potrebbero essere finalizzati all'esame di topologie alternative di risonanza, allo studio di configurazioni ad hoc per l'invertitore ad AF, all'analisi del comportamento del caricabatteria in condizioni non stazionarie, alla sintesi di idonei algoritmi di controllo, ecc. Si noti come gli ulteriori sviluppi sono molteplici dal momento che la ricerca nel settore è appena iniziata e pertanto non esistono standard progettuali che definiscano le soluzioni ottimali in termini di efficienza nel trasferimento di energia, di topologie/configurazioni circuitale, di dimensionamento dei componenti di potenza e di robustezza degli algoritmi di controllo di un caricabatteria wireless risonante, eventualmente calibrate sulla specifica applicazione.

## 4 Riferimenti bibliografici

1. G.Buja, M.Bertoluzzo, "Studio di fattibilità per un impianto di ricarica contactless", ENEA, Report RDS/2013/182, pp.1-24.
2. M.Bertoluzzo, M.K.Naik, G.Buja, "Preliminary investigation on contactless energy transfer for electric vehicle battery recharging", Proc. of 7<sup>th</sup> International Conference on Industrial and Information Systems, 6-9 Aug. 2012, IEEE, Chennai, 2012, no. 225, pp. 1-6.
3. M.Bertoluzzo, G.Buja, K.N.Mude, "Characteristic Evaluation of Wireless Battery Chargers for Electric Vehicles", Proc. of IEEE Electromotion, vol. 20, 2013, pp. 103-108.

## 5 Abbreviazioni ed acronimi

AF	Alta Frequenza
$V_C$	Ampiezza della corrente nei condensatori di risonanza
$i_L$	Corrente nel carico
$i_R$	Corrente nella bobina ricevente
$i_S$	Corrente fornita dallo stadio di alimentazione
$i_T$	Corrente nella bobina trasmittente
k	Coefficiente di accoppiamento
$L_R$	Induttanza della bobina ricevente
$L_T$	Induttanza della bobina trasmittente
M	Mutua induttanza
RD	Raddrizzatore a diodi
$R_L$	Resistenza rappresentativa dello stadio di carico
$R_R$	Resistenza della bobina ricevente
$R_S$	Resistenza interna dello stadio di alimentazione
$R_T$	Resistenza della bobina trasmittente
$V_C$	Ampiezza della tensione sui condensatori di risonanza
$V_G$	Tensione di rete
$V_L$	Tensione sul carico
$V_R$	Tensione sulla bobina ricevente
$V_S$	Componente fondamentale della tensione all'uscita dello stadio di alimentazione
$V_T$	Tensione sulla bobina trasmittente
$\omega$	Pulsazione di funzionamento (risonanza)

### 5.1 *Pedici*

G	Rete
L	Stadio di carico
m	Valore minimo
M	Valore massimo
N	Valore nominale
p	Valore di picco
R	Stadio ricevitore
rms	Valore efficace
S	Stadio di alimentazione
T	Stadio trasmittitore

## 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 sugli azionamenti elettrici, sui sistemi di propulsione elettrica e sui protocolli di comunicazione. Riguardo gli azionamenti elettrici, ha sviluppato schemi per il controllo dei motori asincroni e dei motori brushless DC a magneti permanenti. Riguardo i sistemi di propulsione elettrica, ha progettato 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 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 "Vehicular Technologies" di IEEE-IES, membro senior del comitato amministrativo di IEEE-IES 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".