



Agenzia nazionale per le nuove tecnologie, l'energia
e lo sviluppo economico sostenibile



Ministero dello Sviluppo Economico

RICERCA DI SISTEMA ELETTRICO

Progetto di un convertitore c.c./c.c. per stazioni di ricarica in c.c.

Antonio Ometto



UNIVERSITA' DEGLI STUDI
DELL'AQUILA

Report RdS/2012/ 091

PROGETTO DI UN CONVERTITORE C.C./C.C. PER STAZIONI DI RICARICA IN C.C.

Antonio Ometto (Università dell'Aquila, Dipartimento di Ingegneria Elettrica e dell'Informazione)

Settembre 2012

Report Ricerca di Sistema Elettrico

Accordo di Programma Ministero dello Sviluppo Economico - ENEA

Area: Razionalizzazione e risparmio nell'uso dell'energia

Progetto: Nuovi materiali e componenti innovativi per i mezzi di trasporto

Responsabile del Progetto: Giuseppe Barbieri, ENEA

Indice

| | |
|--|-----------|
| Sommario | 4 |
| Introduzione | 5 |
| Convertitori C.C./C.C. | 5 |
| <i>Convertitori non isolati unidirezionali</i> | 5 |
| <i>Convertitori non isolati bidirezionali</i> | 6 |
| <i>Convertitori isolati unidirezionali</i> | 7 |
| <i>Convertitori isolati bidirezionali</i> | 10 |
| Convertitore C.C./C.C. isolato di potenza (40 kW) | 10 |
| Conclusioni | 20 |
| Appendice | 20 |

Sommario

L'attuale tendenza per contenere i costi dei veicoli elettrici per la mobilità urbana è quella di utilizzare batterie di ridotta capacità ed effettuare la ricarica rapida con frequenza elevata. A seconda della lunghezza delle tratte, è sufficiente effettuare la ricarica ai soli capilinea o, eventualmente, in prestabiliti punti del percorso urbano. L'attuazione di tale tecnica dipende sostanzialmente da due fattori: elevata potenza specifica delle batterie in fase di carica e carica batteria in grado di erogare l'elevata potenza richiesta per effettuare la ricarica in brevi intervalli di tempo.

Il presente report riguarda i convertitori c.c./c.c. per la ricarica rapida degli accumulatori di trazione nei veicoli elettrici plug-in. In primo luogo sono presentate diverse topologie di convertitori c.c./c.c. e illustrato brevemente il loro principio di funzionamento. Tali topologie comprendono anche convertitori isolati e convertitori bidirezionali; questi ultimi si rendono necessari quando si vuole attuare la tecnica V2G (vehicle-to-grid), in altre parole quando le batterie dei veicoli elettrici in sosta sono utilizzate per coprire i picchi di carico della rete. L'isolamento galvanico tra ingresso e uscita del convertitore è necessario per motivi di sicurezza in dipendenza del valore della tensione d'ingresso e di come è gestito l'intero sistema per quanto riguarda la sicurezza da possibili contatti indiretti. Nel seguito l'attenzione è focalizzata su un convertitore c.c./c.c. isolato per la carica delle batterie di trazione di un veicolo commerciale leggero puramente elettrico adibito alla mobilità urbana ed è effettuato un dimensionamento dello stesso.

Introduzione

Attualmente i veicoli plug-in hanno generalmente un convertitore c.a./c.c. monofase di qualche kW a bordo del veicolo per effettuare la carica delle batterie di trazione. In generale, però, l'utilizzo di un sistema di carica fisso permette di contenere il peso del veicolo stesso e di aumentare l'efficienza della conversione dell'energia. È, infatti, più economico e più semplice, da un punto di vista tecnologico, ottenere elevati rendimenti con convertitori fissi rispetto a quelli di bordo che devono necessariamente rispettare rigorosi vincoli di peso e d'ingombro. Sulla base di queste considerazioni è stato considerato un sistema di ricarica con convertitori fissi con doppia conversione (fig. 1). Una prima conversione c.a./c.c. è effettuata con un convertitore in grado di assorbire potenza dalla rete con fattore di potenza prossimo all'unità e controllato in modo da ottenere una tensione di uscita costante. La seconda conversione è effettuata con un convertitore c.c./c.c. con tensione d'ingresso costante, controllato in modo da effettuare la carica delle batterie al livello di tensione più idoneo per le batterie stesse; il presente lavoro riguarda questa seconda conversione dell'energia in generale e il dimensionamento di un convertitore per effettuarla.

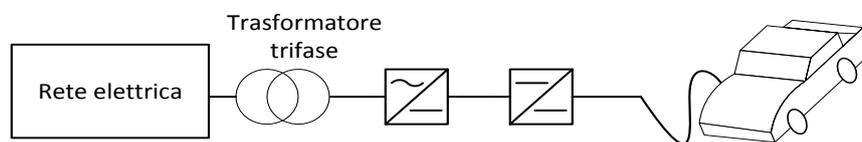


Figura 1. Schema di principio di un sistema con doppia conversione dell'energia per la carica delle batterie di trazione.

Convertitori c.c./c.c.

Convertitori non isolati unidirezionali

I convertitori c.c./c.c. non isolati unidirezionali utilizzano un induttore per trasferire potenza da un livello di tensione a un altro livello di tensione e nella configurazione minima comprendono un interruttore statico S , un diodo D e un induttore L ; le loro configurazioni di base sono essenzialmente tre:

- convertitore di tipo buck (fig. 2);
- convertitore di tipo boost (fig. 3);
- convertitore di tipo buck-boost (fig. 4).

Tutte le configurazioni sono di tipo switching e, opportunamente controllate, sono in grado di variare il rapporto tra la tensione d'ingresso e quella di uscita; ciò avviene tramite la variazione del duty cycle d dell'interruttore statico S , definito come il rapporto tra l'intervallo in cui l'interruttore statico conduce e il periodo di chopperaggio, reciproco della frequenza di commutazione. Le differenze tra le diverse configurazioni dipendono dai livelli della tensione d'ingresso e di uscita con riferimento al verso del flusso di potenza. In particolare il convertitore di tipo buck (o step down) è in grado di trasferire potenza da una sorgente continua di tensione V_1 a un carico alla tensione V_2 minore di V_1 . Il convertitore di tipo boost (o step up), viceversa, è in grado di trasferire potenza da una sorgente continua di tensione V_1 a un carico alla tensione V_2 maggiore di V_1 . Il convertitore di tipo buck-boost, infine, è in grado di espletare entrambe le precedenti funzionalità. Il legame funzionale tra il duty cycle d dell'interruttore statico S e il rapporto V_1/V_2 dipende ovviamente dal tipo di configurazione.

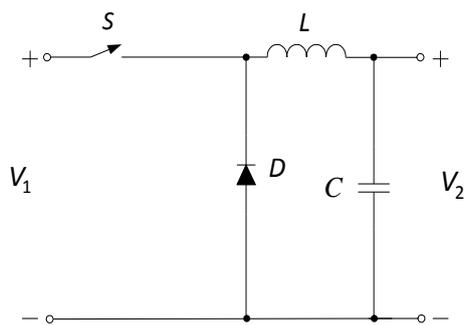


Figura 2. Configurazione buck.

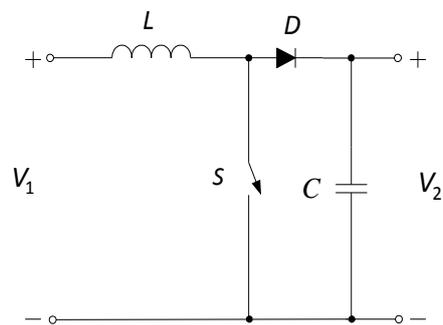


Figura 3. Configurazione boost.

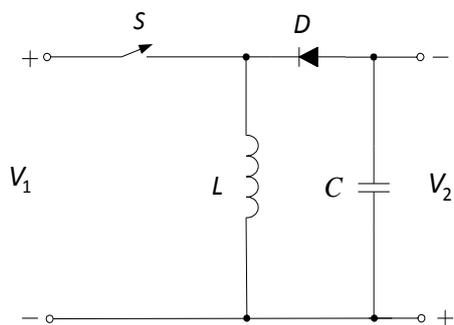


Figura 4. Configurazione buck-boost.

Convertitori non isolati bidirezionali

I convertitori c.c./c.c. non isolati bidirezionali sono ricavati dai precedenti tramite l'utilizzo di un ulteriore interruttore statico S_2 e un ulteriore diodo D_2 . Le configurazioni dei convertitori così ottenuti sono riportate rispettivamente nelle figure 5, 6 e 7. In tutte le configurazioni, con la conduzione di S_1 e D_1 la potenza è positiva, cioè trasferita dal lato 1 al lato 2, con la conduzione di S_2 e D_2 la potenza è negativa. Con riferimento alla configurazione di figura 5, S_1 e D_1 determinano, infatti, un funzionamento buck e S_2 e D_2 un funzionamento boost. Analoghe considerazioni valgono per la configurazione di figura 6 (S_1 e D_1 boost, S_2 e D_2 buck) e per quella di figura 7 (sia S_1 e D_1 sia S_2 e D_2 funzionano come buck-boost).

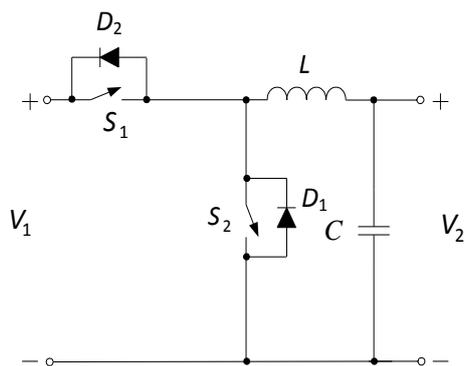


Figura 5. Configurazione bidirezionale $V_1 > V_2$.

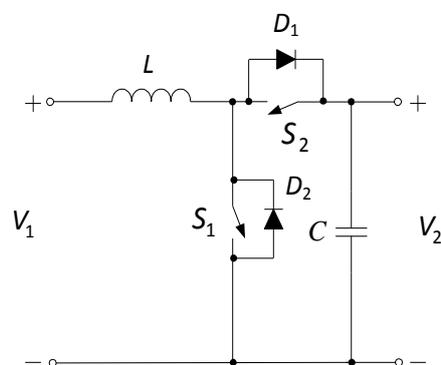


Figura 6. Configurazione bidirezionale $V_2 > V_1$.

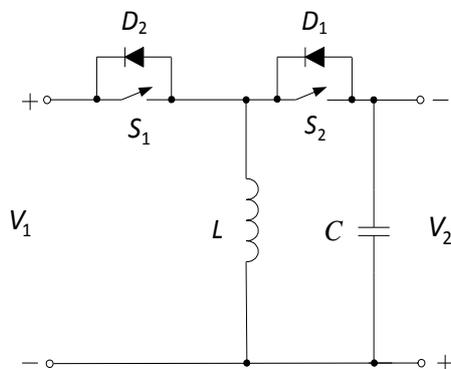


Figura 7. Configurazione bidirezionale $V_1 > V_2$ o $V_1 < V_2$.

Convertitori isolati unidirezionali

I convertitori di base visti sono quelli maggiormente utilizzati per rapporti di trasformazione non molto elevati né troppo piccoli e quando non è necessario l'isolamento galvanico tra ingresso e uscita. Se viene a mancare anche una delle precedenti condizioni, cioè per rapporti di trasformazione molto grandi e molto piccoli o quando necessita l'isolamento tra ingresso e uscita è necessario impiegare i convertitori isolati.

In primo luogo è bene tener presente che l'isolamento tra ingresso e uscita comporta necessariamente l'impiego di un accoppiamento magnetico, cioè un trasformatore, dimensionato per la massima potenza che il convertitore deve gestire. Tale trasformatore, per ovvi motivi d'ingombro e peso, deve funzionare a frequenze molto più elevate di quella industriale. Teoricamente il volume, e quindi il peso del nucleo magnetico decresce all'aumentare della frequenza; nella realtà ciò è vero per frequenze inferiori a qualche centinaio di kHz, oltre le quali le perdite e il relativo calore da smaltire fanno sì che le dimensioni del nucleo

aumentino con la frequenza. La tensione di alimentazione del trasformatore ad alta frequenza è ottenuta tramite un convertitore c.c./c.a. Data la natura dei convertitori in oggetto, a valle del trasformatore deve esserci uno stadio c.a./c.c. ad alta frequenza.

Tali convertitori pertanto, da un punto di vista funzionale, devono necessariamente essere costituiti dai seguenti stadi (fig. 8):

1. convertitore c.c./c.a. ad alta frequenza;
2. trasformatore ad alta frequenza;
3. raddrizzatore ad alta frequenza.

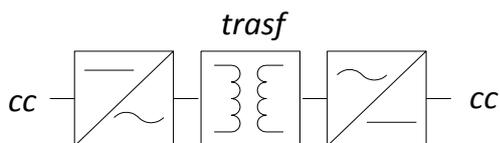


Figura 8. Schema di principio di un convertitore c.c./c.c. isolato.

Da un punto di vista del circuito magnetico si possono definire due tipologie di convertitori isolati:

1. convertitori asimmetrici;
2. convertitori simmetrici.

Nei primi il materiale magnetico lavora in un solo quadrante del piano $H-B$; nei secondi, al contrario, si ha un funzionamento su due quadranti ed è quindi sfruttata tutta la potenzialità del materiale stesso. Si ottiene pertanto una maggior potenza trasmessa al secondario rispetto a quelli asimmetrici, anche se con una maggiore complessità dello schema.

Le principali configurazione asimmetriche sono due:

- convertitore flyback (fig. 9);
- convertitore forward (fig. 10),

mentre quelle dei convertitori simmetrici sono:

- convertitore half-bridge (fig. 11);
- convertitore push-pull (fig. 12);
- convertitore full-bridge (fig. 13).

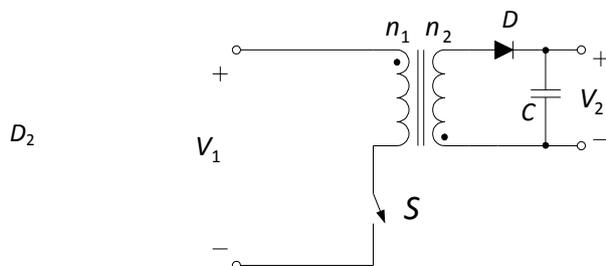


Figura 9. Convertitore flyback.

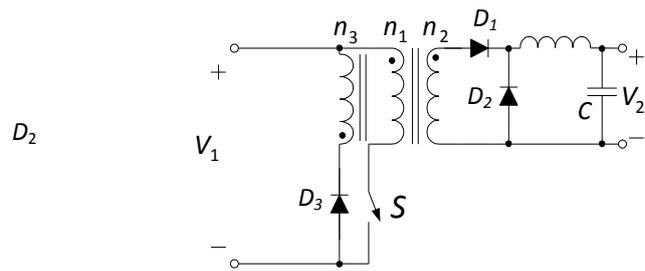


Figura 10. Convertitore forward.

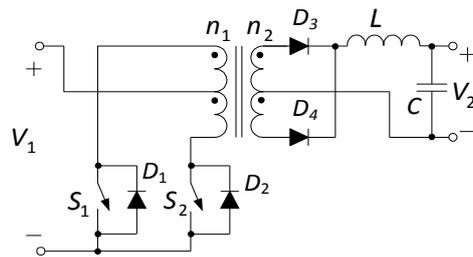


Figura 11. Convertitore push-pull.

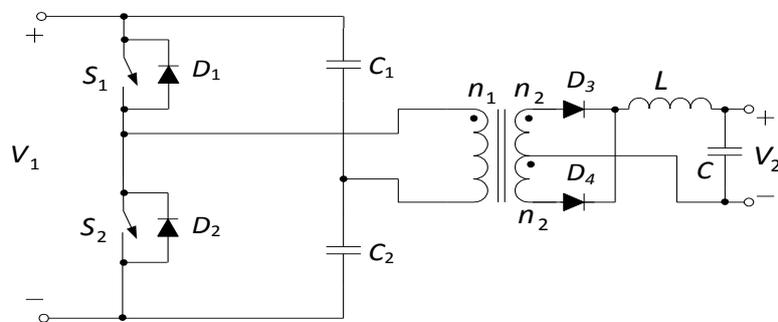


Figura 12. Convertitore half-bridge isolato.

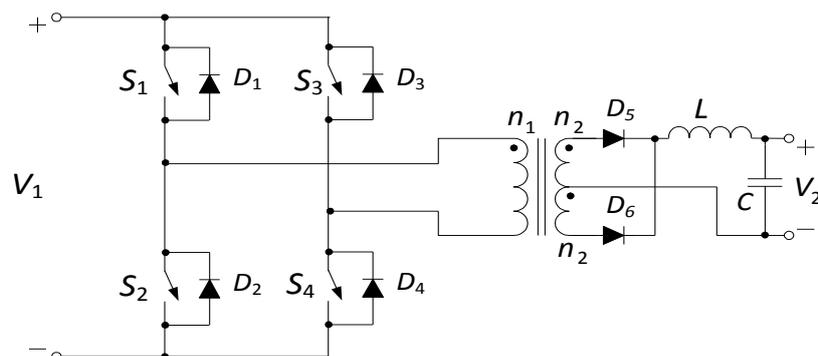


Figura 13. Convertitore full-bridge isolato.

Non è opportuno soffermarsi sul principio di funzionamento di ognuno di essi, sia perché esso è riportato in numerosi testi di elettronica di potenza sia perché alcune topologie hanno dei limiti sulla corrente e sulla potenza che possono gestire. A tal riguardo, non è possibile ottenere un buon funzionamento e un elevato rendimento per potenze superiori a qualche centinaio di watt con i convertitori flyback e forward. Ciò dipende da problemi riguardanti principalmente l'accoppiamento magnetico: induttanze di dispersione e reset del nucleo magnetico. Per tale motivo questi convertitori non sono in pratica utilizzati per potenze superiori a 1 kW. Tra i convertitori simmetrici quello full-bridge è sicuramente preferibile per elevate potenze e/o correnti; a parità di potenza e di tensione è quello che utilizza interruttori statici con grandezze nominali più basse (tensioni e correnti).

Convertitori isolati bidirezionali

Non tutte le configurazioni dei convertitori unidirezionali isolati visti possono essere modificate per realizzare convertitori bidirezionali. Quello più versatile da questo punto di vista è quello che utilizza il full-bridge come invertitore ad alta frequenza. La reversibilità si ottiene utilizzando un secondo full-bridge al secondario del trasformatore al posto del raddrizzatore a diodi (fig. 14). I due ponti impongono due tensioni a onda quadra isofrequenziali sul primario e sul secondario del trasformatore, il cui sfasamento temporale determina il verso della potenza.

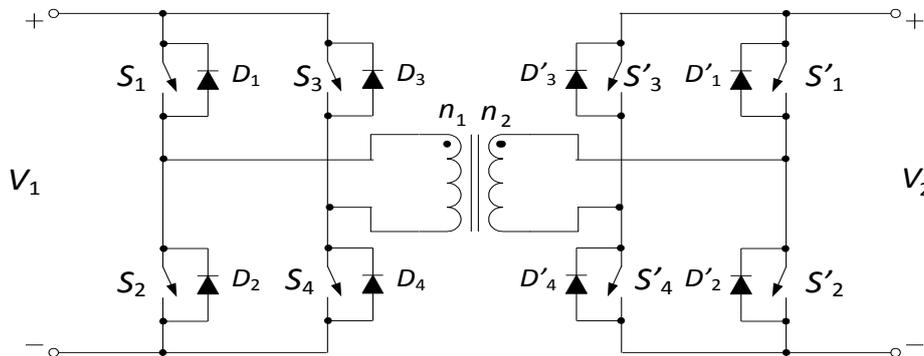


Figura 14. Convertitore full-bridge isolato bidirezionale.

Convertitore c.c./c.c. isolato di potenza (40 kW)

Nel caso in esame il convertitore c.c./c.c., alimentato a 600 V, rappresenta il carico P_2 del bus in c.c. del sistema riportato nella figura 15 e deve caricare le batterie di un veicolo commerciale leggero puramente elettrico prodotto da Fiat SpA ed elettrificato da Micro-vett SpA.

A bordo di tale veicolo è presente un pacco batterie le cui caratteristiche sono di seguito riportate.

| | |
|--------------------------------|-------|
| Tensione nominale: | 263 V |
| Tensione massima: | 300 V |
| Tensione minima di lavoro: | 216 V |
| Corrente di carica (massima): | 120 A |
| Corrente di scarica (massima): | 360 A |

Capacità ($I = 20 \text{ A}$): 120 A·h
Energia immagazzinata: 31.5 kW·h

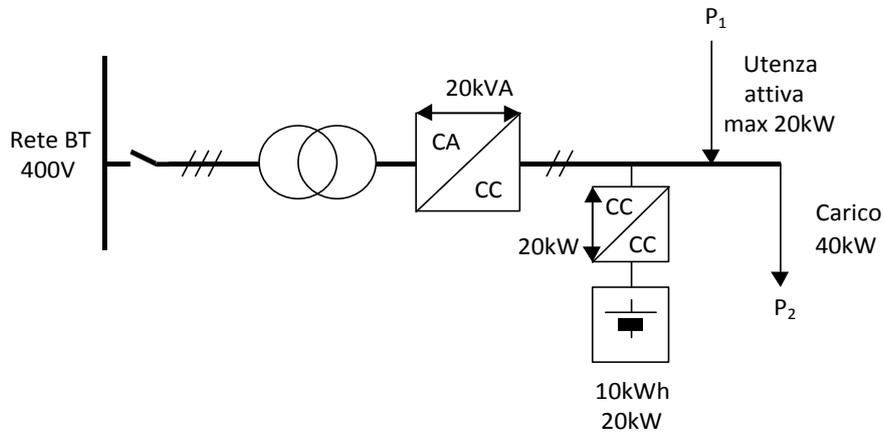


Figura 15. Sistema elettrico utilizzato per alimentare il convertitore c.c./c.c..

Si vuole alimentare il pacco batterie per trazione leggera con tensione variabile in modo da procedere a diverse modalità di ricarica, a seconda del livello di carica delle batterie stesse: a corrente costante con batteria pressoché scarica, a tensione costante, con batteria prossima alla piena carica.

Il convertitore deve essere in grado di alimentare un pacco batterie che ha una tensione minima di circa 210 V e una tensione a piena carica di circa 300 V. Ipotizzando una corrente di carica di 120A per l'intero ciclo di carica, a tali valori di tensione corrispondono rispettivamente circa 25KW e 36KW di potenza erogata dal convertitore.

Data l'elevata potenza da gestire è stata scelta la configurazione Full-Bridge isolata, essendo quella che permette un più efficiente sfruttamento dei semiconduttori, del materiale magnetico del trasformatore e uno stress relativamente limitato dei semiconduttori.

Un limite alquanto restrittivo alla scelta di una delle molte soluzioni, anche tra loro relativamente differenti, si è rivelato essere quello della frequenza di commutazione dei dispositivi, tenuta relativamente bassa per rispettare le limitate capacità di calcolo del microcontrollore a disposizione per il controllo del convertitore. Tale frequenza, 10KHz, ha reso praticamente superflua l'adozione di tecniche particolari di commutazione dei dispositivi a semiconduttore, quali quelle che implicano una risonanza o una quasi-risonanza. A basse frequenze di commutazione, infatti, i vantaggi apportati da tecniche più sofisticate sarebbero decisamente limitati, a fronte di una maggiore complicazione circuitale, dell'introduzione di ulteriori fonti di perdite e della possibilità di introdurre instabilità e difficoltà di controllo.

È stato riscontrato che con frequenze di commutazione di qualche decina chilohertz è difficilmente raggiungibile il livello di potenza richiesto a causa della limitata potenza gestibile con i nuclei magnetici disponibili in commercio. Per non aumentare la frequenza di commutazione è stato deciso di utilizzare più convertitori (4) di potenza minore in parallelo, ognuno dei quali prevede il circuito del ponte ad H, un trasformatore con nucleo in ferrite e avvolgimento secondario a presa centrale. Al secondario del trasformatore è presente infine un raddrizzatore a due diodi che fornisce tensione raddrizzata a un filtro composto da un induttore per ogni convertitore e da un solo condensatore (fig. 16).

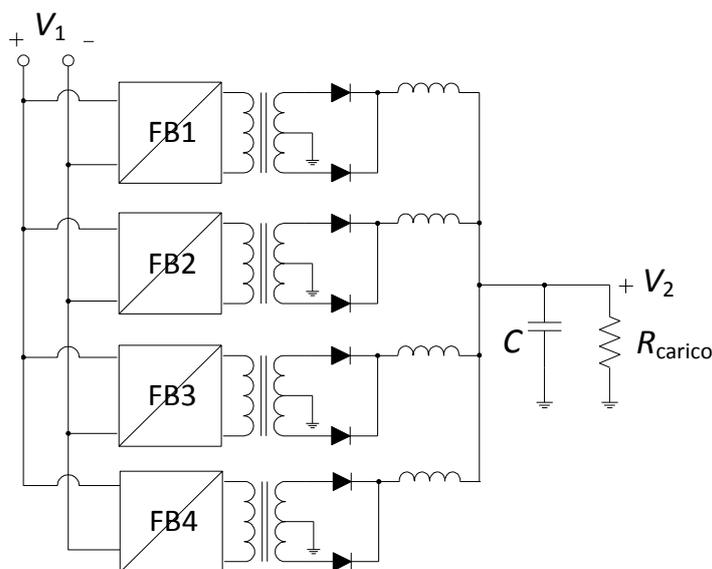


Figura 16. Sistema complessivo del caricabatteria isolato.

L'utilizzo di più convertitori permette non solo di ridurre la loro potenza a circa un quarto dell'intera potenza richiesta dal pacco batterie, ma anche di adottare la tecnica dell'interlacciamento (interleaving) in modo tale da avere un ripple della tensione di uscita di frequenza pari a 80 kHz, otto volte più elevata di quella di commutazione.

Tale tecnica, oltre ad ampliare di molto la scelta dei dispositivi a semiconduttore, a fronte di una complicazione circuitale e di controllo, permette un abbattimento del ripple di tensione e corrente sul carico; senza ricorrere a questa tecnica, inoltre, dimensioni e costi dei dispositivi di filtraggio, induttanze e condensatore di uscita, sarebbero notevolmente superiori.

Il trasformatore scelto è di tipo planare, con avvolgimenti in rame laminare e nucleo in ferrite, che permette di limitare fortemente il fenomeno dell'effetto pelle, diminuendo dimensioni e peso sia del materiale magnetico sia del rame.

In particolare l'azienda Himag, con sede nel Regno Unito, ha disponibile a catalogo una gamma di trasformatori planari di varia potenza, fino al modello Size1200, che permette un trasferimento di potenza dal primario al secondario fino a 50KW con frequenze di commutazione particolarmente elevate.

Considerato però che la Himag non fornisce datasheet liberamente accessibili dei suoi prodotti, si è preferito adottare questi trasformatori e farli funzionare con frequenze di commutazione basse; la massima potenza trasferibile all'uscita diminuisce ma si ritiene di poter comunque riuscire a trasferire almeno un quarto della potenza massima di targa, commutando a 10KHz.

È stato scelto di tenere il duty-cycle più alto possibile, essendo il massimo teorico pari a 0,5 per un'architettura a ponte ad H. Ovviamente, per tenere conto di tempi non nulli di accensione e spegnimento dei dispositivi a semiconduttore, si è imposto un duty-cycle massimo di 0,45 che, alla frequenza di 10KHz, permette un tempo di sicurezza di almeno 5 μ s, ampiamente sufficiente per l'esaurimento completo della coda di corrente tipica degli switch adottati, in questo caso degli IGBT; l'intervallo di tempo tipico per un ciclo di accensione e spegnimento di un IGBT di elevata potenza è di poco superiore a 500 ns, per la maggior parte concentrati tra il tempo di ritardo di spegnimento e il tempo di discesa della corrente attraverso l'emettitore del dispositivo. Si è utilizzato tale accorgimento per evitare quanto più possibile l'eventualità che un IGBT del ramo inferiore possa andare in conduzione mentre ancora esiste una anche debole coda di corrente conseguente allo spegnimento di un IGBT dello stesso ramo superiore: questa eventualità instaurerebbe un corto circuito praticamente franco, limitato dalla sola resistenza interna dei dispositivi e dalle resistenze e induttanze di connessione, che porterebbe a un aumento assai repentino della corrente fino a distruzione immediata dei dispositivi.

Come dispositivi di commutazione sono stati scelti gli IGBT in quanto permettono un'elevata velocità di commutazione, paragonabile a quella dei MosFET di potenza, pur avendo una maggior attitudine a regolare il flusso di correnti di grande entità ed elevate tensioni.

Inoltre un IGBT è meno costoso di un MosFET di potenza equivalente, anche se questi ultimi sono più adatti a essere posti in array di dispositivi in parallelo, senza bisogno di alcun tipo di snubber e quindi senza introdurre ulteriori perdite.

Si è optato per l'uso del trasformatore anche al fine di assicurare isolamento galvanico tra il bus dell'alimentazione e la linea di alimentazione della batteria; tale accorgimento è stato dettato dalla necessità di fornire sicurezza elettrica intrinseca in caso di guasto e per evitare che la tensione del bus in corrente continua (600 V) possa interessare il veicolo.

L'azienda produttrice dei trasformatori assicura un isolamento elettrico tra avvolgimento primario e nucleo fino a 2,5KV e tra avvolgimento secondario e nucleo fino a 2,5KV; l'isolamento garantito tra avvolgimento primario e secondario è di almeno 4KV.

Nella figura 17 è mostrato lo schema di principio del sistema; si nota la presenza di quattro convertitori gemelli, opportunamente comandati, che forniscono ognuno il proprio contributo all'alimentazione della batteria.

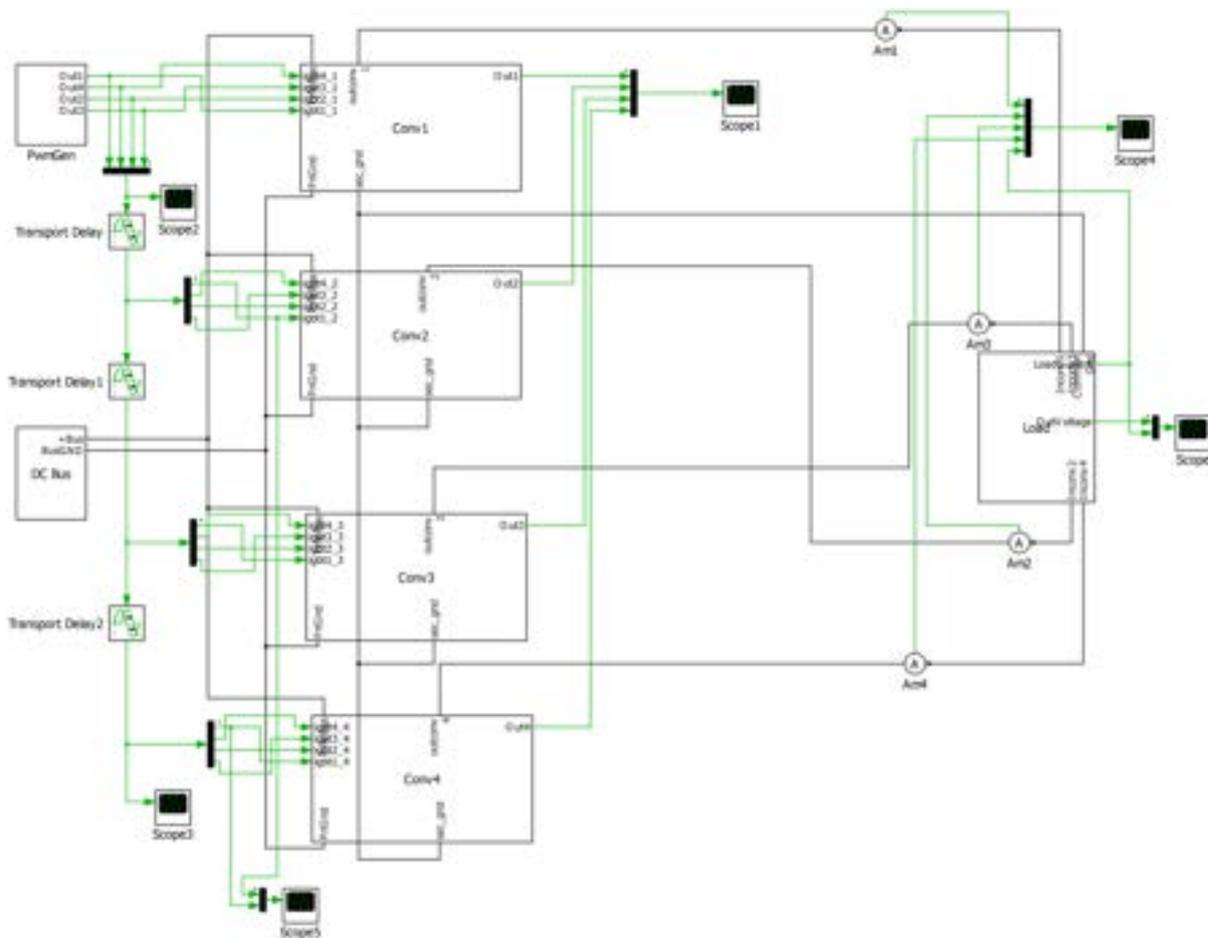


Figura 17. Schema di principio del sistema.

L'interleaving si basa sul principio che ognuno dei convertitori viene pilotato con segnali sfasati.

Avendo scelto la frequenza di commutazione di $f = 10 \text{ KHz}$, il periodo del ciclo di ogni convertitore è di $T=100 \mu\text{s}$ e, dovendo allocare i segnali di quattro convertitori in una metà di questo intervallo di tempo (si consideri il fatto che il convertitore è di tipo simmetrico, cioè genera due semionde nel periodo T), i segnali di accensione di ogni convertitore elementare sono stati ritardati di un ottavo di periodo ($T/8$), corrispondente a $12,5 \mu\text{s}$.

I convertitori sono assolutamente identici tra loro e, a parte piccole differenze dovute alla deriva delle caratteristiche dei dispositivi attivi e passivi, possono in prima approssimazione essere considerati funzionalmente uguali.

Per l'analisi del sistema è stato utilizzato il software di simulazione PLECS in quanto consente facilmente la simulazione di circuiti elettrici ed elettronici di potenza con tempi di simulazione molto ridotti. È provvisto di varie librerie nelle quali sono presenti numerosi tipi di componenti, di cui non si ha necessità di definire le equazioni che ne regolano il funzionamento.

Il bus in continua che fornisce alimentazione a 600 V regolata è stato modellato con una semplice sorgente di tensione in continua con in serie una resistenza da 10 mΩ, un'induttanza da 100 nH e una capacità di 1000uF (fig. 18), in modo da modellare tutto il sistema di alimentazione del convertitore stesso.

Il blocco deputato a generare i segnali di accensione dei semiconduttori è, in questa prima revisione, un semplice generatore di onda quadra (fig. 19) che, con opportuni sfasamenti dei segnali, riesce a riprodurre comunque le diverse condizioni di pilotaggio dei convertitori sia con carico parziale sia con carico massimo. Il dimensionamento preliminare del convertitore e dei parametri del controllo è stato fatto con un foglio di calcolo (tab. I).

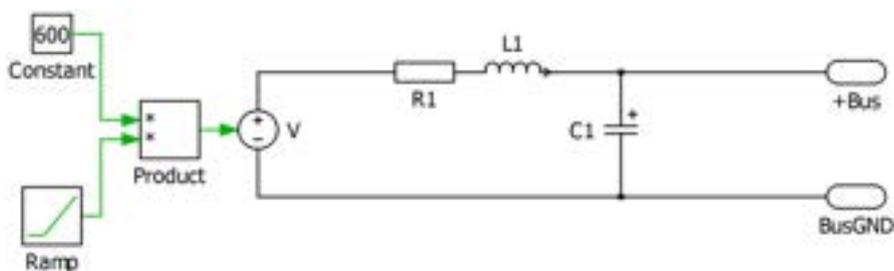


Figura 18. Bus di alimentazione.

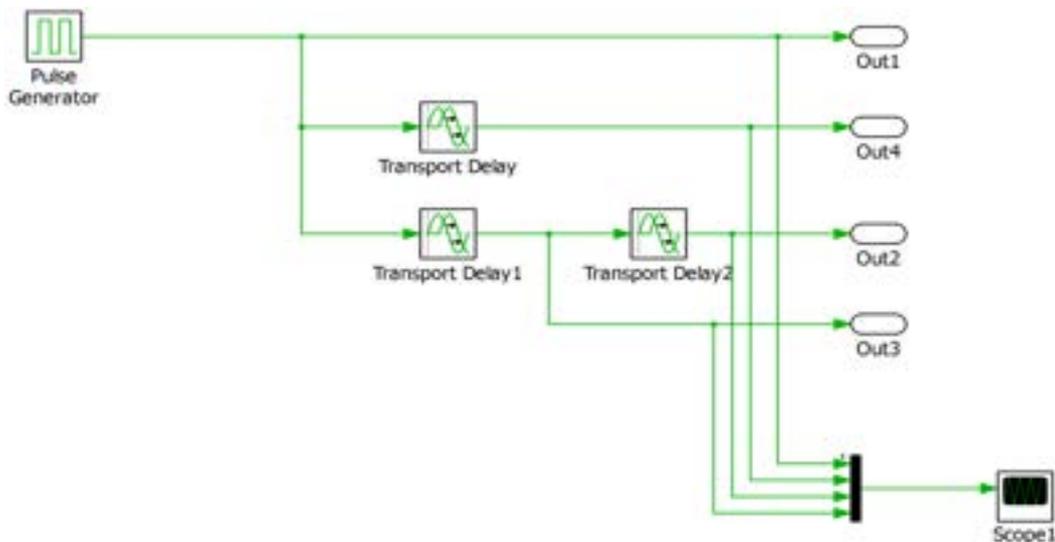


Figura 19. Generatore di segnali utilizzato per il pilotaggio degli IGBT.

Tabella I – Calcoli preliminari per il dimensionamento di componenti e tempi di comando dei semiconduttori.

| Calcolo preliminare per convertitore DC-DC PWM full-bridge | grandezza | valore | unità |
|---|-----------|--------------------------|-------|
| frequenza di commutazione | fsw | 1,00E+04 | |
| il convertitore opererà con corrente sul carico costante e pari a | Iout1 | 120 A | |
| Tutti gli switch opereranno con duty cycle più alto possibile | Dsw | 0,45 | |
| Si assume tensione del bus DC costante e pari a | Vin | 600 V | |
| Tensione massima sul carico | Vomax | 300 V | |
| Tensione minima sul carico | Vomin | 210 V | |
| Resistenza di carico equivalente a tensione d'uscita minima | Rlmin | 1,75 Ω | |
| Resistenza di carico equivalente a tensione d'uscita massima | Rlmax | 2,5 Ω | |
| Si impone un ripple di corrente al massimo pari a | Iripple | 4 % | |
| Potenza d'uscita minima | Pout1min | 25200 W | |
| Potenza d'uscita massima | Pout1max | 36000 W | |
| Valore minimo della funzione di trasferimento della tensione | Mvdcmmin | 0,35 | |
| Valore massimo della funzione di trasferimento della tensione | Mvdcmmax | 0,5 | |
| efficienza del convertitore | η | 0,85 | |
| rapporto di trasformazione | n | 1,53 approssimato a | 1,5 |
| Valore minimo del duty cycle | Dmin | 0,31 | |
| Valore massimo del duty cycle | Dmax | 0,44 | |
| per un ripple di corrente massimo del 5% l'induttanza di carico è | Lload | 4,18E-004 approssimato a | 330uH |
| ripple di tensione | Vripple | 16,8 V | |
| Massima corrente al primario | I1max1 | 86,4 | |
| Massima corrente di magnetizzazione | I1m1max | 8,64 | |
| Induttanza magnetizzante è | Lmmin1 | 2,14E-003 | |
| Stress sui dispositivi di commutazione | | | |
| Tensione massima inversa sugli switches | Vsmax1 | 600 V | |
| Corrente massima sugli switches | Ismax1 | 84,37 A | |
| Tensione massima inversa sui diodi al secondario | Vdmax1 | 800 V | |
| corrente massima sui diodi | Idmax1 | 129,6 A | |

Supposizioni, in verità anche piuttosto conservative, sono state fatte per quanto riguarda il rendimento del convertitore, il ripple di corrente e di tensione in uscita, partendo però dal presupposto di utilizzare un solo convertitore atto a gestire tutta la potenza, quindi senza sfruttare la tecnica dell'interleaving. Tali supposizioni sono man mano decadute, lasciando posto a un dimensionamento di base plausibile. Sono stati inoltre aggiunti dei componenti passivi in modo da modellizzare i parametri parassiti, quali resistenze di connessione, induttanze dei collegamenti e, soprattutto, è stato utilizzato un modello completo del trasformatore. La figura 20 mostra lo schema di uno dei convertitori elementari in cui sono evidenziate le connessioni di potenza, d'ingresso dal bus in continua e in uscita verso il carico, le connessioni per i segnali di comando, direttamente pilotanti i gate dei dispositivi a semiconduttore.

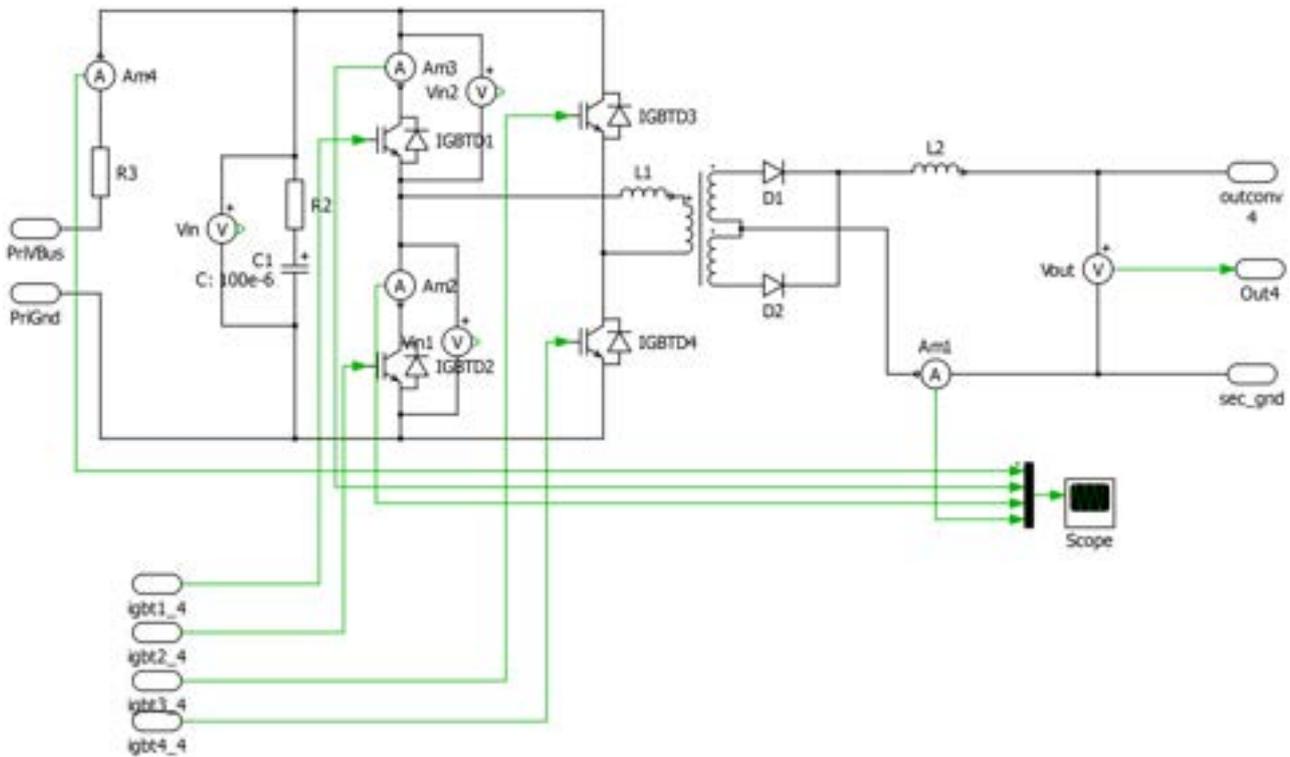


Figura 20. Schema di uno dei quattro convertitori elementari

Nella figura 21 vengono illustrate le temporizzazioni dei segnali di comando del primo convertitore nel caso di tensione di uscita massima, con un duty cycle di 0,45. I gate degli altri convertitori sono sfasati rispettivamente di 12,5, 25 e 37,5µs. Nella figura 22 sono riportati gli stessi segnali di comando per un valore di tensione di uscita minore.

È stato simulato il funzionamento del sistema nelle condizioni estreme: alla massima potenza e alla minima tensione della batteria con corrente di circa 120 A, situazione in cui è massimo il ripple delle correnti.

Nel caso di massima potenza erogata, i livelli di tensione e corrente di uscita sono riportati nella figura 23; la rampa iniziale è un artificio introdotto per evitare le elevate correnti iniziali dovute al condensatore di uscita scarico.

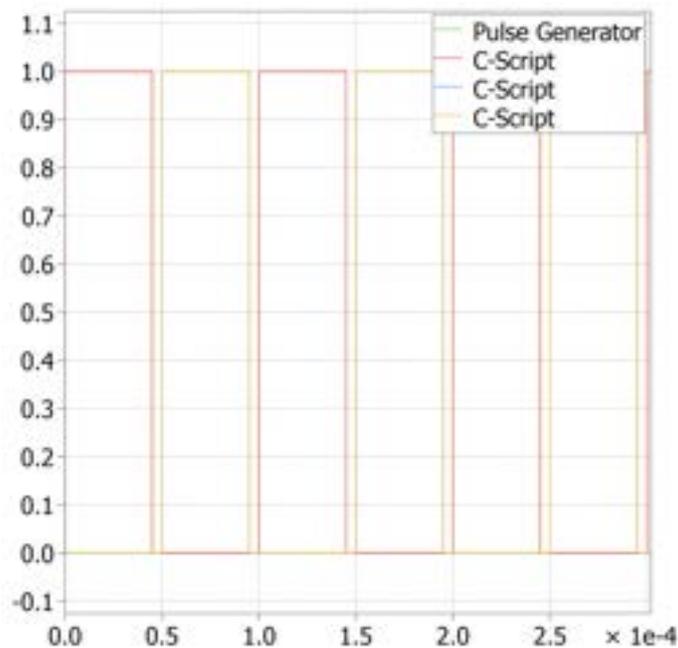


Figura 21. Timing dei gate degli IGBT del primo convertitore.

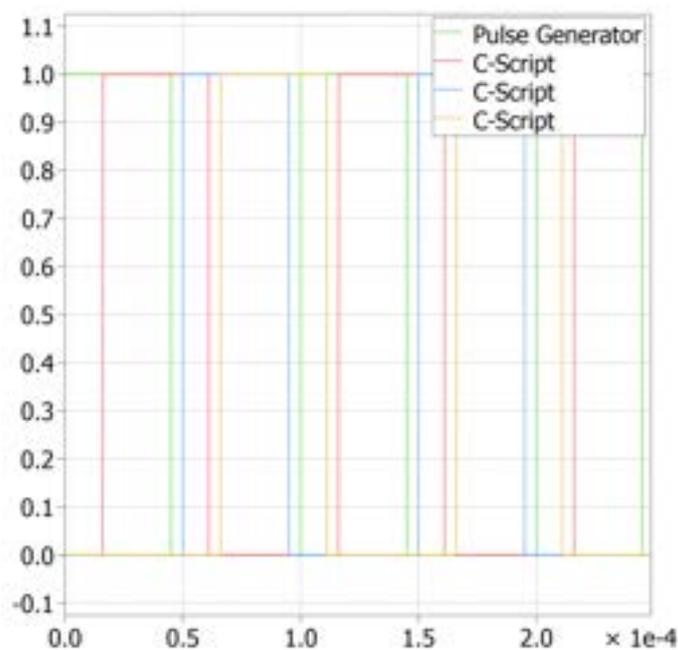


Figura 22. Il duty-cycle di ogni segnale di gate è sempre 0,45 ma uno sfasamento è stato introdotto tra le accensioni dei dispositivi per ottenere anche valori nulli della tensione di uscita del ponte.

Nella realtà i picchi elevati di corrente allo start-up dovranno essere limitati ricorrendo a una tecnica di soft-start, alimentando gradualmente il carico con tensioni sempre crescenti, monitorando sempre il valore di picco sui semiconduttori più sollecitati e realizzando, pertanto, un controllo a retroazione sulla corrente di picco. Al termine dello start-up interviene il controllo della corrente media, dato che a regime non sono più possibili dei picchi di corrente così elevati. Poiché il controllo del convertitore sarà realizzato tramite un microcontrollore, tale avvio “dolce” può realizzarsi in modo abbastanza diretto con una semplice routine.

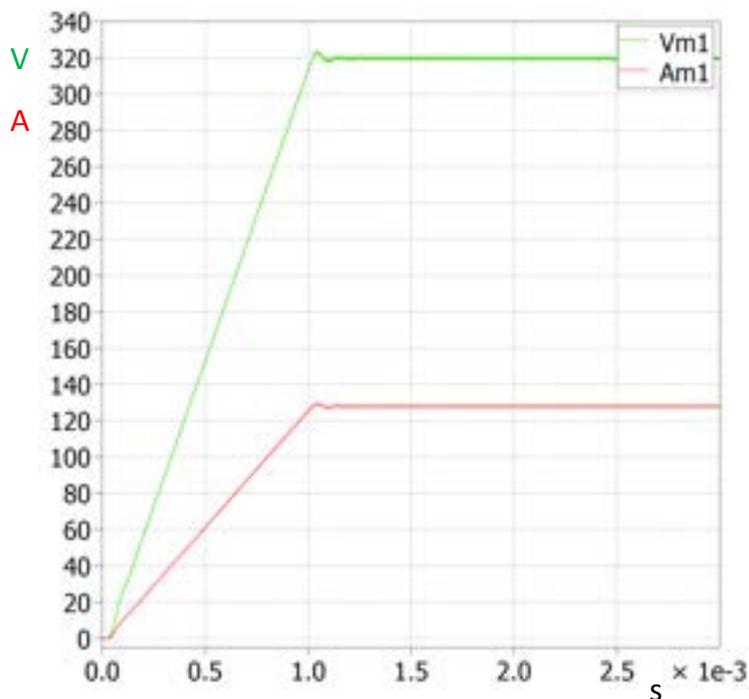


Figura 23– Tensione e corrente di uscita alla massima potenza.

Dal grafico delle correnti di uscita dei singoli convertitori in rapporto alla corrente totale sul carico, riportato in figura 24, si nota l’efficacia della tecnica dell’interleaving; a regime permanente il valore del ripple della corrente di carico è in pratica trascurabile nonostante quello delle correnti dei singoli convertitori sia di 15-20 A picco-picco. Tale effetto dipende ovviamente anche dalla presenza del condensatore di uscita. Se i convertitori fossero sincroni, si avrebbe un ripple di corrente quattro volte più elevato a una frequenza quattro volte più bassa e, a parità di filtro LC (100µH e 10µF), il ripple di corrente sul carico sarebbe molto più elevato.

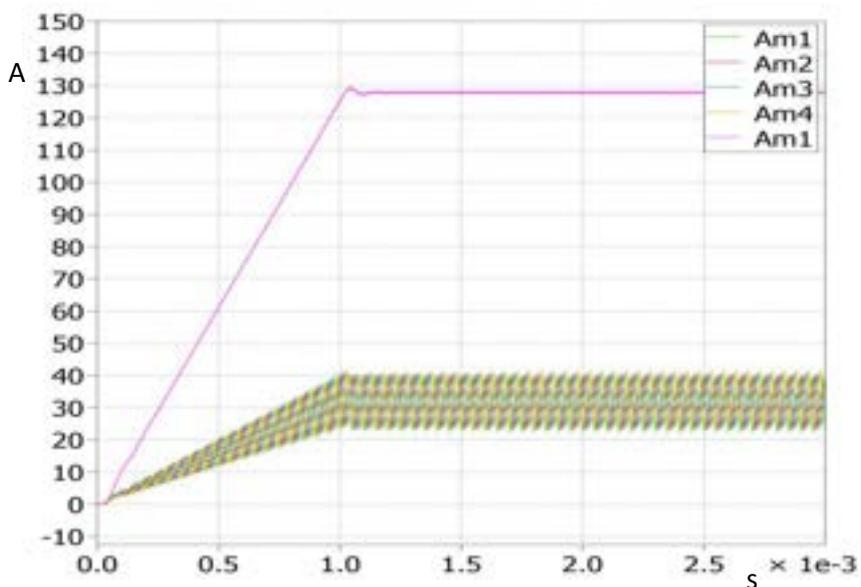


Figura 24. In viola la corrente sul carico e negli altri colori le correnti in uscita da ogni convertitore.

Nel caso di ricarica di batterie pressoché scariche la tensione iniziale è di circa 210 V e le relative grandezze sul carico assumono l'andamento di figura 25. Anche in questo caso, pur essendo di circa 40 A il valore picco-picco del ripple di corrente dei singoli convertitori, il valore del ripple della corrente di carico è trascurabile (fig. 26).

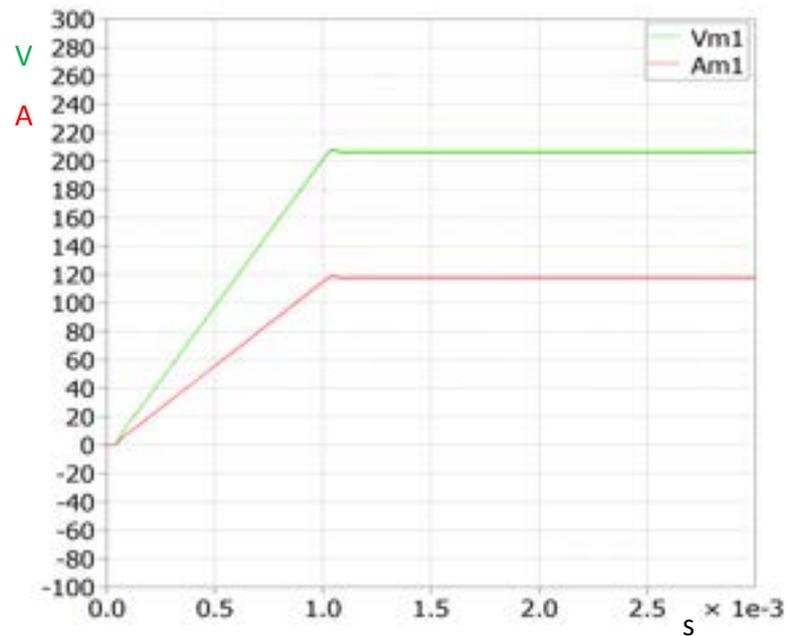


Figura 25. Tensione e corrente di uscita alla minima tensione di batteria.

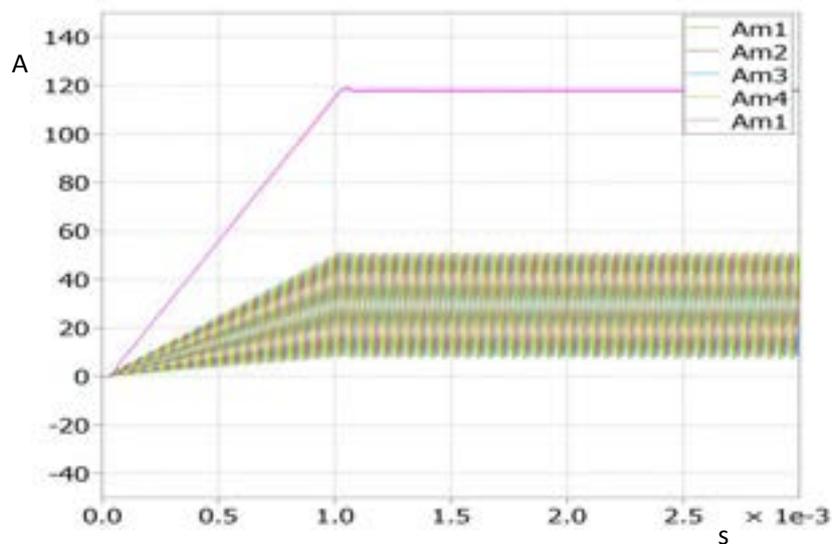


Figura 26. In viola la corrente sul carico e negli altri colori le correnti in uscita da ogni convertitore (minima tensione di batteria).

Conclusioni

Il presente lavoro riguarda il problema della carica rapida delle batterie di trazione di veicoli elettrici adibiti alla mobilità urbana tramite convertitori fissi, alimentati in corrente continua. Dopo una breve analisi delle diverse configurazioni di convertitori c.c./c.c., unidirezionali e bidirezionali, isolati e non isolati, simmetrici e asimmetrici, è stata individuata una configurazione considerando la potenza di dimensionamento e la sicurezza in dipendenza del valore della tensione di ingresso e di come è gestito l'intero sistema per quanto riguarda la sicurezza da possibili contatti indiretti. Tale configurazione è stata dimensionata e simulata e i risultati numerici confermano la fattibilità del sistema scelto. I risultati ottenuti permettono, inoltre, di effettuare la scelta dei singoli componenti da utilizzare per il progetto e la realizzazione del sistema stesso. Ulteriori sviluppi possono prevedere l'ottimizzazione dell'efficienza del sistema, in modo particolare per quanto riguarda le perdite per commutazione degli interruttori statici. Ciò potrebbe permettere di aumentare la potenza specifica del convertitore con conseguente abbattimento dei costi.

Appendice

Antonio Ometto si è laureato in Ingegneria Elettrotecnica presso l'Università dell'Aquila ed è Professore Associato presso il Dipartimento di Ingegneria Industriale e dell'Informazione e di Economia dell'Università dell'Aquila. La sua attività scientifica riguarda le seguenti linee di ricerca:

- perdite nelle macchine elettriche;
- comportamento delle macchine elettriche in presenza di guasti;
- convertitori statici a elevato fattore di potenza (PFC);
- convertitori statici per azionamenti elettrici;
- comportamento dei motori asincroni in presenza di armoniche e di sub-armoniche della tensione di alimentazione;
- modellistica e controllo di motori lineari;
- applicazioni automotive delle celle a combustibile.