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

MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO

Convertitori ad alta efficienza per la ricarica ultra-fast di veicoli elettrici

C. Attaianese, G. Tomasso, M. Di Monaco, U. Abronzini

Report RdS/PAR2015/212

CONVERTITORI AD ALTA EFFICIENZA PER LA RICARICA ULTRA-FAST DI VEICOLI ELETTRICI

C. Attaianese, G. Tomasso, M. Di Monaco, U. Abronzini (Università di Cassino e del Lazio Meridionale)

Settembre 2016

Report Ricerca di Sistema Elettrico

Accordo di Programma Ministero dello Sviluppo Economico - ENEA
Piano Annuale di Realizzazione 2015
Area: Efficienza energetica e risparmio di energia negli usi finali elettrici ed interazione con gli altri vettori energetici
Progetto: Mobilità elettrica sostenibile
Obiettivo: Infrastrutture di ricarica high power/fast charging per veicoli elettrici
Responsabile del Progetto: Antonino Genovese - ENEA

Il presente documento descrive le attività di ricerca svolte all'interno dell'Accordo di collaborazione "*Convertitori ad alta efficienza per la ricarica ultra-fast di veicoli elettrici*".
Responsabile scientifico ENEA: Antonino Genovese , ENEA
Responsabile scientifico Università di Cassino e del Lazio Meridionale: G. Tomasso

Indice

SOMMARIO 5
1 INTRODUZIONE 5
2 INNOVATIVITÀ ED ORIGINALITÀ DELLA RICERCA SVOLTA 6
3 ANALISI DEI SISTEMI DI CONVERSIONE PER RICARICHE *ULTRA-FAST* E SCELTA DELLA TOPOLOGIA 7
4 PROGETTAZIONE DEL SISTEMA DI CONVERSIONE STATICA DELL'ENERGIA ELETTRICA 11
4.1 SISTEMA DI CONTROLLO DEL SISTEMA DI CONVERSIONE PROPOSTO 18
4.1.1 Controllo della potenza attiva e reattiva lato rete 19
4.1.2 Minimizzazione dell'impatto sulla rete in caso di carico squilibrato 27
4.1.3 Bilanciamento delle tensioni dei condensatori dei singoli moduli all'interno della fase i-esima 28
4.1.4 Minimizzazione dell'impatto delle ricariche sulla rete attraverso la gestione del SAS 30
4.1.5 Controllo dei processi di ricarica 31
4.1.6 Compensazioni delle non linearità 32
4.2 ANALISI NUMERICA 32
5 IMPLEMENTAZIONE DEL PROTOTIPO IN SCALA 40
5.1 ANALISI SPERIMENTALE 40
6 CONCLUSIONI 45
7 RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI 46

Indice delle figure

Figura 1. Struttura convenzionale di un sistema di conversione statica dell'energia elettrica per una stazione di ricarica ultra-fast per veicoli elettrici. 7
Figura 2. Soluzioni modulari per sistemi di conversione statica dell'energia multilivello: (a) CHB con collegamento a stella, (b) MMC con collegamento a stella, (c) CHB con collegamento a triangolo. 8
Figura 3. Soluzione per CHB con collegamento a stella e doppio stadio di conversione per i moduli AC/DC. 9
Figura 4. (a) *half-bridge* a due livelli, (b) *full-bridge* a tre livelli, (c) NPC a tre livelli, (d) *dual half-bridge* (DHB), (e) *dual full-bridge* (DFH). 11
Figura 5. Struttura del sistema di conversione proposto. 12
Figura 6. Interfacce per il sistema di accumulo distribuito: (a) soluzione passiva, (b) soluzione attiva. 14
Figura 7. (a) schema completo delle unità di conversione con i relativi elementi passivi che costituiscono un modulo del sistema di conversione proposto, (b) circuito equivalente del DHB riportato al primario del trasformatore. 15
Figura 8. Funzionamento in modalità *buck* di un DHB. 16
Figura 9. Modello e controllo dell'AFE-CHB proposto. 19
Figura 10. Tensione di uscita di un k-*esimo H-bridge* della fase i-*esima* in funzione del suo stato di *switching*. 20
Figura 11. CHB a 7 livelli: (a) stella dei vettori di uscita numerati secondo la (31), (b) numero di ridondanze dei vettori di uscita calcolate secondo la (32). 22
Figura 13. Dettagli della tecnica di modulazione PWM *carrier based* di tipo sinusoidale. 23
Figura 12. Classificazione delle tecniche di modulazione multilivello. 23
Figura 14. (a) schema di controllo per tecniche di modulazione PWM *carrier based* con iniezione di una componente omopolare, (b) dettagli della tecnica di modulazione SVPWM. 24

Figura 15. (a) stella delle tensioni di uscita di un CHB a 7 livelli, (b) dettaglio dei componenti simmetrici di tensione nel piano complesso, (c) dettaglio dei componenti simmetrici nel nuovo sistema di riferimento normalizzato. 25
Figura 16. *Flowchart* della tecnica di modulazione proposta di tipo SVC e con minimizzazione delle perdite di conversione. 26
Figura 17. (a) schema di controllo per la modifica delle modulanti ne caso di carico squilibrato, (b) esempio di spostamento del centro stella del convertitore in condizione di carico squilibrato. 27
Figura 18. Schema per il controllo dei DC bus delle tre fasi del convertitore AFE-CHB, ... 28
Figura 19. Bilanciamento delle tensioni dei condensatori di una fase nel caso di tecnica di modulazione: (a) SVPWM, (b) SVC. 29
Figura 20. CHB 7 livelli: componenti simmetrici di tensione considerando la componente omopolare. 29
Figura 21. *Flowchart* della tecnica di modulazione proposta considerando il bilanciamento delle tensioni sui condensatori. 30
Figura 22. (a) controllo delle tensioni dei DC bus utilizzando i SAS distribuiti, (b) controllo dei processi di ricarica a tensione o corrente costante 31
Figura 23. Principio di funzionamento della tecnica di compensazione delle non linearità. 32
Figura 24. Struttura del simulatore numerico sviluppato in *Matlab*®. 33
Figura 25. Grandezze sul lato AC per le prove a carico equilibrato delle: (a) Prova 1, (b) Prova 2, (c) Prova 3. 35
Figura 26. Grandezze sul lato AC per le prove a carico equilibrato delle: (a) Prova 4, (b) Prova 5, (c) Prova 6. 36
Figura 27. Tensioni dei DC bus delle tre fasi per le prove a carico equilibrato delle: (a) Prova 1, (b) Prova 2, (c) Prova 3, (d) Prova 4, (e) Prova 5, (f) Prova 6. 37
Figura 28. Correnti di uscita dei DHB della fase *a* e loro somma in caso di prove a carico equilibrato per la prova 1 38
Figura 29. Prova con intervento del SAS a supporto della rete: (a) potenze di rete, SAS e della porta di uscita *ultra-fast*, (b) correnti di rete. 38
Figura 30. Prova con carico squilibrato: (a) grandezze lato AC, (b) transitorio delle potenze delle tre porte di ricarica *ultra-fast*. 39
Figura 31. (a) struttura dell'unità base di tipo *H-bridge*, (b) foto dell'unità base di tipo *H-bridge*. 41
Figura 32. Schema elettrico del prototipo in scala con *N*=3. 41
Figura 33. (a) foto dell'unità di controllo, (b) foto del prototipo in scala. 42
Figura 34. Ricarica considerando la rete come unica sorgente: *caso 1 (δ=20°)*: (a) Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div); (b) Ch1: corrente di uscita DHB_1 (1A/div), Ch2: corrente di uscita DHB_2 (1A/div), Ch3: corrente di uscita DHB_2 (1A/div); Ch4: tensione di uscita (5V/div), M1: corrente somma (4A/div). *caso 2 (δ=45°)*: (a) Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div); (b) Ch1: corrente di uscita DHB_1 (2A/div), Ch2: corrente di uscita DHB_2 (2A/div), Ch3: corrente di uscita DHB_2 (2A/div); Ch4: tensione di uscita (5V/div), M1: corrente somma (4A/div). 43
Figura 35. Prove per il controllo del sistema di accumulo integrato: (a) Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch2: corrente del pacco batteria numero 1 (10A/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div). (b) Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch2: corrente del pacco batteria numero 1 (10A/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div). 44
Figura 36. Regolazione dei DC bus in presenza di variazioni di carico: (a) caso di incremento della potenza di uscita: Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch2: tensione del DC bus del modulo 1 (20V/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div). (b) caso di decremento della potenza di uscita: Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch2: tensione del DC bus del modulo 1 (20V/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div). 44
Figura 37. Funzionamento in isola: (a) Ch1: corrente del pacco batteria 1 (5A/div), Ch2: corrente del pacco batteria 2 (5A/div), Ch3: corrente del pacco batteria 3 (5A/div), Ch4 tensione di uscita (9V/div); (b) Ch1: corrente di uscita DHB_1 (1A/div), Ch2: corrente di uscita DHB_2 (1A/div), Ch3: corrente di uscita DHB_2 (1A/div); Ch4: tensione di uscita (5V/div), M1: corrente somma (4A/div). 45

Sommario

In questo report viene proposta una soluzione innovativa di convertitore *"multi-port"* per stazioni di ricarica di veicoli elettrici standard e *ultra-fast*. Tale convertitore consente di disaccoppiare in potenza la stazione o le stazioni di ricarica dei veicoli dalla rete elettrica mediante uno stadio intermedio in cui sono istallati dei sistemi di accumulo energetico. La soluzione proposta è di tipo modulare, e può essere composta o estesa in funzione della disponibilità di potenza in ingresso, dei livelli di tensione della rete elettrica a cui ci si è collegati e della tipologia di ricarica da effettuare. Ad esempio, può essere alimentata una serie di *plug* di ricarica in modalità standard, oppure una *plug* per la ricarica *ultra-fast*. Tale soluzione si presta molto bene anche all'uso multimodale delle infrastrutture di ricarica, sia per auto private che per autobus o furgoni elettrici. La grande flessibilità della soluzione proposta consente una facile integrazione nel sistema anche di un secondo input energetico proveniente, ad esempio, da un impianto di generazione da fonti rinnovabili. Inoltre, la bidirezionalità degli stadi di conversione in uscita permette la facile implementazione della modalità inversa di ricarica "*vehicle to grid*".

Oltre al modello, al sistema di controllo e agli algoritmi di modulazione, è stato sviluppato un prototipo in scala del convertitore in grado di alimentare una *plug* di ricarica fino a 10kW partendo da una alimentazione monofase in bassa tensione.

1 Introduzione

Lo sviluppo e l'adozione in larga scala dei veicoli elettrici sono in primo piano nelle attuali politiche dei Governi europei e mondiali. L'elettrificazione dei sistemi di trasporto, sia pubblici che privati, è considerata l'unica soluzione, in un'ottica di sviluppo sostenibile, per far fronte al considerevole aumento di richiesta di mobilità in ambito urbano ed extraurbano.
È riconosciuto che una della più importanti barriere all'adozione della mobilità elettrica è rappresentata dalle lunghe attese per la ricarica delle auto elettriche con basse potenze (ricarica lenta @3-7 kW). Di conseguenza, è necessario sviluppare delle infrastrutture di ricarica ad alta potenza per l'implementazione di ricariche *ultra-fast* in aree dedicate.
Attualmente, rispetto alla capacità energetica tipica di un veicolo elettrico pari a 20-25 kWh, la ricarica rapida è caratterizzata da una potenza superiore ai 40 kW, con tempi di ricarica dell'ordine della decina di minuti. Negli ultimi anni sono state proposte nuove tecnologie di batterie che possono essere ricaricate a *C-rate* sempre maggiori riducendo i tempi di ricarica a "minuti" richiedendo, ovviamente, alte potenze di ricarica. Per l'implementazione di ricariche *ultra-fast* è necessario adottare opportuni sistemi di conversione statica dell'energia e controlli che consentano di ottenere allo stesso tempo alti valori di efficienza e di densità di potenza, nonché una elevata sicurezza e affidabilità di esercizio. Dagli studi effettuati negli ultimi anni è emerso che l'utilizzo di sistemi di accumulo integrati all'infrastruttura di ricarica, se opportunamente gestiti, minimizza l'impatto delle stazioni di ricarica sul sistema elettrico [1-3]. Il loro utilizzo introduce un grado di libertà che può essere sfruttato per disaccoppiare sia in potenza che in energia l'infrastruttura di ricarica dalla rete elettrica. Inoltre, in considerazione dei differenti regimi di carica/scarica, le batterie di trazione si prestano benissimo all'utilizzo in *"second-life"* come batterie stazionarie per le infrastrutture di ricarica.
Per quanto riguarda il tipo di collegamento alla rete elettrica, date le attuali limitazioni in potenza delle rete BT, le stazioni di ricarica *ultra-fast* presuppongono comunque collegamenti diretti alla rete MT. Questo ne limita sicuramente l'ambito di applicabilità e, comunque, aumenta considerevolmente l'invasività delle

istallazioni di ricarica di questa tipologia. Infine, l'utilizzo delle fonti rinnovabili e la loro integrazione nelle infrastrutture di ricarica costituisce un indispensabile presupposto per ottenere un effettivo "impatto zero" della mobilità elettrica. Tuttavia, un loro efficace utilizzo, soprattutto per ricariche ultra-fast, è consentito solo se combinato a sistemi di accumulo energetico mediante opportuni convertitori statici di energia elettrica.
A partire da questi presupposti è stato progettato ed implementato un sistema di conversione dell'energia elettrica basato su convertitori multilivello con unità di accumulo di energia integrato ed isolamento in media frequenza. La struttura del sistema proposto è ti tipo multi-stadio composta da:

- un *Active Front End* (AFE) che interfaccia l'infrastruttura di ricarica alla rete di alimentazione. Esso è costituito da un convertitore modulare multilivello del tipo *cascaded H-bridge* (CHB).
- da unità di conversione DC/DC per interfacciare i sistemi di accumulo integrati ai bus DC dell'AFE-CHB;
- da unità di conversione DC/DC isolate in media frequenza del tipo *dual half-bridge* (DHB).

La topologia adottata è caratterizzata da un elevato grado di modularità e scalabilità, caratteristiche determinanti per l'implementazione di sistemi ad alta potenza per stazioni di ricarica *ultra-fast*. In funzione delle esigenze dell'infrastruttura di ricarica, il sistema è in grado di configurare porte di uscita a ricarica lenta o *ultra-fast*, garantendo alti valori di efficienza e qualità della conversione di energia. Il convertitore proposto, grazie all'utilizzo di soluzioni multilivello, consente di incrementare l'efficienza di conversione rispetto a quella classica a due livelli. Grazie all'isolamento in media frequenza, inoltre, è possibile rimuovere il trasformatore abbassatore a bassa frequenza, necessario per la soluzione standard a due livelli, che determina un incremento degli ingombri e una riduzione dell'efficienza dell'infrastruttura stessa. La topologia scelta per il sistema di conversione è tale da consentire anche una suddivisione del sistema di accumulo stazionario in unità modulari direttamente interfacciate agli *H-bridge* dell'AFE, evitando di gestire un unico pacco batteria ad elevate tensioni caratterizzato da notevoli complicazioni a livello di *Battery Managment System* (BMS).
Le funzioni di controllo alla base del funzionamento del sistema di conversione che sono state sviluppate sono:

- controllo della potenza attiva e reattiva lato rete;
- minimizzazione dell'impatto sulla rete in caso di carico squilibrato;
- bilanciamento delle tensioni dei condensatori dei singoli moduli all'interno della fase i-*esima*;
- minimizzazione dell'impatto delle ricariche sulla rete attraverso la gestione del sistema di accumulo stazionario;
- controllo dei processi di ricarica.

Durante il corso delle attività sono state investigate e sviluppate diverse soluzioni orientate ad ottimizzare il comportamento del convertitore in termini di risposta dinamica, qualità ed efficienza di conversione.
Le unità di conversione dei moduli impiegati per l'implementazione del sistema proposto consentono di implementare dei flussi bidirezionali garantendo alla soluzione proposta la piena compatibilità con il *vehicle to grid* (V2G). In questa modalità, i sistemi di accumulo dei veicoli collegati alle porte di ricarica sono utilizzati per alimentare la rete o accumulare energia nel sistema di accumulo stazionario. Quest'ultimo a sua volta può essere impiegato per partecipare alle regolazioni di rete con forti potenzialità in una logica di *smart grid*. Per testare la validità della soluzione proposta è stato progettato e implementato un prototipo in scala del sistema di conversione proposto.

2 Innovatività ed originalità della ricerca svolta

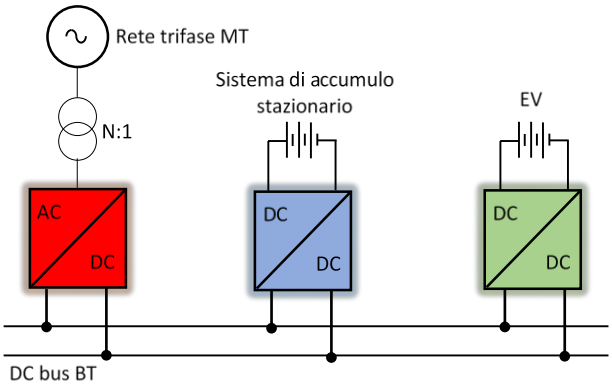


Figura 1. Struttura convenzionale di un sistema di conversione statica dell'energia elettrica per una stazione di ricarica ultra-fast per veicoli elettrici.

Il primo elemento di innovatività del Progetto di Ricerca risiede nella struttura di conversione proposta per l'implementazione di una infrastruttura di ricarica *ultra-fast*. Tale soluzione è attualmente sottoposta ad un'intensa attività di ricerca e sviluppo da parte della Comunità Scientifica. Il gruppo di ricerca dell'Università di Cassino e del Lazio Meridionale, insieme allo staff di ricerca di ENEA, sta collaborando su questo tema anche con l'EPFL di Losanna e, nello specifico, con *l'Industrial Electronics Laboratory*.
Ulteriori elementi di elementi di innovatività ed originalità possono essere identificati nelle diverse tecniche di controllo e di modulazione sviluppate appositamente per il sistema di conversione proposto. In particolare, sono state sviluppate analizzate e confrontate in termini di efficienza e risposta dinamica diverse soluzioni per il controllo delle numerose funzioni, che il convertitore deve garantire. Sono state ideate tecniche di modulazione per lo stadio di ingresso CHB multilivello che consentono di migliorare l'efficienza di conversione sfruttando i numerosi gradi di libertà presenti nella struttura. Infine, sono state sviluppate tecniche di compensazione delle non linearità dei dispositivi delle unità di conversione per migliorare le prestazioni del convertitore in termini di contenuto armonico.

3 Analisi dei sistemi di conversione per ricariche *ultra-fast* e scelta della topologia

I risultati dei diversi studi condotti dalla Comunità Scientifica internazionale sull'impatto che può avere un rapido sviluppo della mobilità elettrica sul sistema di distribuzione dell'energia elettrica evidenziano che, in mancanza di adozione di specifiche soluzioni tecnologiche, sarebbero necessari interventi e investimenti molto rilevanti, nonché di tempi di adeguamento sicuramente non adeguati agli obiettivi sulle emissioni inquinanti fissati dai governi locali e centrali per i prossimi anni. E' importante, pertanto, individuare opportune soluzioni che limitino l'impatto sulla rete elettrica. La generazione distribuita da fonti rinnovabili è sicuramente un elemento fondamentale in questo contesto, anche per limitare l'approvvigionamento energetico da fonti fossili. L'uso dei sistemi di accumulo nelle reti di distribuzione principali è già allo studio da anni per limitare l'aleatorietà delle fonti rinnovabili (eolico e fotovoltaico) rispetto alla generazione *"on-demand"* che garantiscono le centrali tradizionali, soprattutto turbogas.
La mobilità elettrica e le relative infrastrutture di ricarica dovranno, quindi, essere opportunamente integrate in questo contesto. Nello specifico, le stazioni di ricarica *ultra-fast* dovranno essere garantite anche laddove la rete elettrica non consenta un adeguato livello di potenza, oppure dove possano essere istallati impianti di generazione da fonti rinnovabili, anche di piccola taglia.

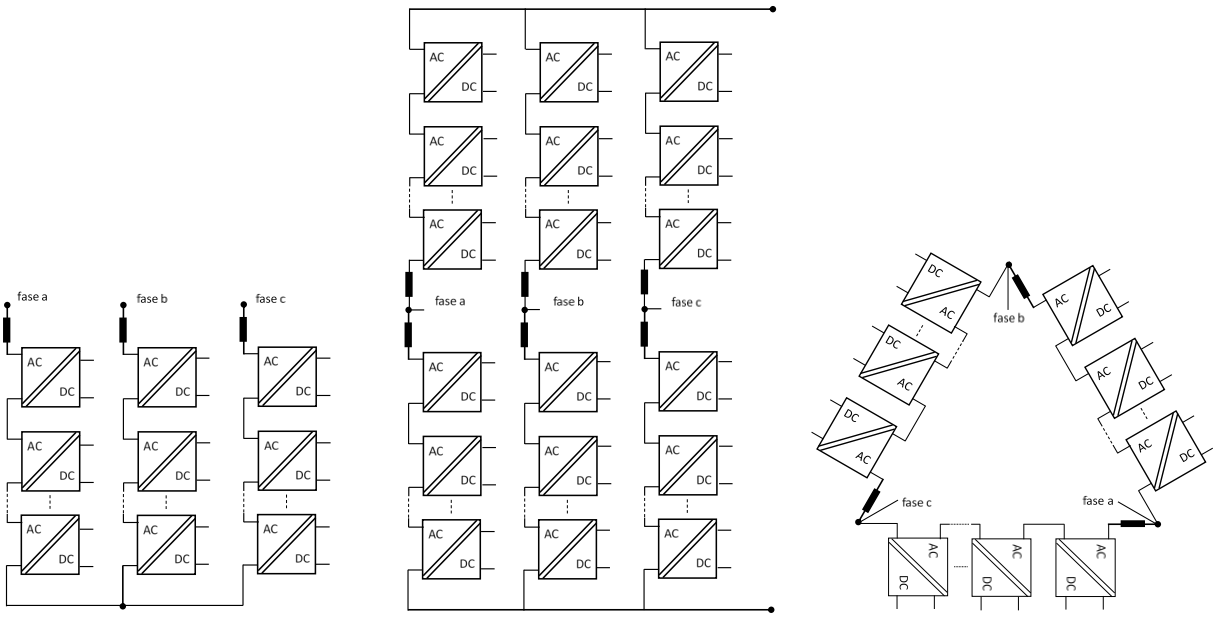


Figura 2. Soluzioni modulari per sistemi di conversione statica dell'energia multilivello: (a) CHB con collegamento a stella, (b) MMC con collegamento a stella, (c) CHB con collegamento a triangolo.

L'Unità di Ricerca dell'Università degli Studi di Cassino e del Lazio Meridionale ha dimostrato, in precedenti studi [1-2], come i sistemi di conversione statica dell'energia multi-sorgente possono essere utilizzati per disaccoppiare sia in potenza che in energia l'infrastruttura di ricarica dalla rete elettrica, consentendo di ricaricare velocemente le auto e contemporaneamente di minimizzare l'impatto su un sistema di distribuzione BT. Nel caso di ricariche *ultra-fast,* caratterizzate da alti valori di potenza di ricarica richiesti, è tuttavia necessario considerare anche un collegamento alla rete di distribuzione in media tensione (MT).
Negli ultimi anni sono state proposte alcune architetture per l'implementazione di sistemi di conversione statica dell'energia elettrica con allaccio in media tensione (MT) per stazioni di ricarica *ultra-fast*. Queste soluzioni prevedono, inoltre, l'utilizzo di sistemi di accumulo integrati per mitigare l'impatto delle ricariche sulla rete di alimentazione. In una logica di *smart grid*, inoltre, i sistemi di accumulo possono essere impiegati per ottimizzare l'integrazione delle fonti rinnovabili nelle reti di distribuzione dell'energia. Infatti, considerando la natura stocastica sia della produzione da fonti rinnovabili che della domanda da parte dei carichi, i sistemi di accumulo stazionari (SAS) rappresentano un valido grado di libertà, che può essere impiegato per il bilanciamento tra la produzione e la domanda.
Le specifiche ed i requisiti che questi sistemi di conversione statica dell'energia elettrica devono rispettare sono:

- il collegamento ad una reta AC in media tensione;
- l'integrazione di un sistema di accumulo per la riduzione dell'impatto dei processi di ricarica sulla rete di alimentazione;
- l'isolamento galvanico tra il lato AC e DC.
- flusso di potenza bidirezionale tra la rete e i sistemi di accumulo integrati nella stazione di ricarica o dei veicoli (*vehicle to grid* V2G) .

L'isolamento galvanico prescritto dalla IEC 61851-23 è un requisito fondamentale per le stazioni di ricariche dei veicoli elettrici ai fini della sicurezza elettrica.
La Figura 1 riporta la configurazione definita in letteratura [4] "convenzionale". L'isolamento galvanico è garantito da un trasformatore abbassatore a bassa frequenza (BF). Il sistema di accumulo di energia stazionario è collegato al DC bus attraverso un'unità di conversione DC/DC e controllato in modo da ridurre

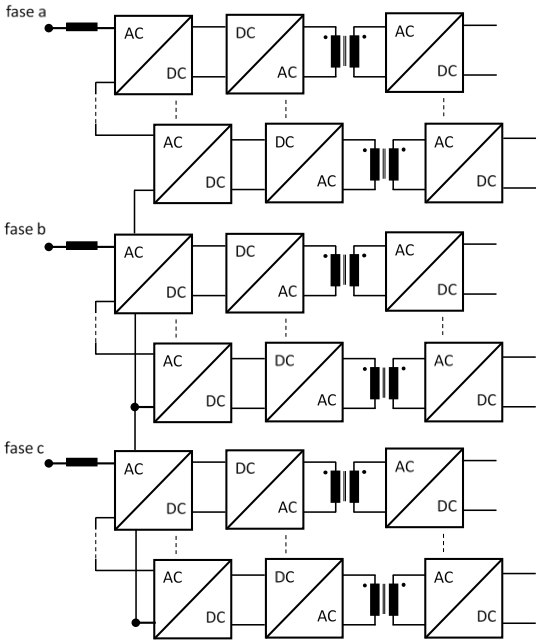


Figura 3. Soluzione per CHB con collegamento a stella e doppio stadio di conversione per i moduli AC/DC.

l'impatto dei processi di ricarica sulla rete di alimentazione. Nel caso di applicazioni a bassa tensione e bassa potenza sono ampiamente utilizzati convertitori AC/DC a tensione impressa a due-livelli o tre-livelli. Tuttavia, per stazioni di ricarica *ultra-fast* queste soluzioni richiederebbero, a causa dell'elevata potenza del sistema, dispositivi di potenza con alte tensioni di bloccaggio (MT) e/o alte correnti, tecnicamente non realizzabili.

Per superare i limiti della soluzione convenzionale sono state proposte nuove architetture basate su *power electronic transformer* (PET) e soluzioni multilivello modulari.

Il termine PET fa riferimento a strutture di conversione caratterizzate da uno stadio di isolamento a media frequenza (MF). La soluzione PET consente di rimuovere il trasformatore a BF che, data l'elevata potenza richiesta per le ricariche *ultra-fast*, risulta costoso ed ingombrante. L'adozione di sistemi di conversione multilivello consente, in funzione del numero dei livelli scelti, di ridurre notevolmente le tensioni di bloccaggio dei dispositivi di potenza, il contenuto armonico e quindi le dimensioni dei filtri, o incrementare l'efficienza di conversione.

Tra le soluzioni multilivello quelle modulari hanno il vantaggio di poter suddividere il sistema di accumulo stazionario tra i diversi moduli, evitando di gestire un unico pacco batteria a tensione elevata, caratterizzato da una notevole complessità a livello del BMS. Inoltre, le strutture modulari sono più scalabili rispetto alle topologie più note come *Neutral Point Clamped* (NPC) o *flying capacitor* (FC), in quanto basate sul collegamento in cascata di numero di moduli uguali. Queste strutture, consentendo di prevedere il *by-pass* dei moduli danneggiati ed evitando lo spegnimento dell'intero sistema di conversione, mostrano delle ottime caratteristiche *fault-tolerant*, ovviamente nel rispetto di alcuni vincoli.

Le soluzioni proposte in letteratura possono essere ricondotte, in base allo schema di collegamento tra i moduli costituenti il convertitore, alle tre principali topologie riportate nelle Figura 2.

Figura 2(a) riporta una connessione a stella delle stringhe di moduli impiegati per ogni singola fase del sistema di conversione. Ogni modulo AC/DC è caratterizzato da un isolamento galvanico in MF e sul lato AC i moduli sono collegati in cascata. In questa soluzione un DC bus in MT non è direttamente disponibile, ma può essere ottenuto collegando in serie le uscite DC dei singoli moduli, se isolati. Mentre, le uscite possono essere collegate in parallelo per ottenere un'unica porta di uscita caratterizzata da BT e alta corrente per l'implementazione di ricariche *ultra-fast*. Per l'implementazione dei moduli AC/DC possono essere impiegate soluzioni a doppio stadio di conversione, come riportato nella Figura 3. In questa soluzione le

unità di conversione sono costituite da uno stadio AC/DC bipolare non isolato connesso ad uno stadio DC/DC isolato. Per l'implementazione delle unità AC/DC possono essere adottate diverse soluzioni come *half-bridge* a due livelli, *full-bridge* a tre livelli, o moduli NPC a tre livelli (Figura 4 (a), (b), (c)). In generale, qualsiasi topologia di convertitore multilivello può essere impiegata per l'implementazione delle singole unità, tuttavia, la soluzione basata sui *full-bridge* rappresenta la soluzione più affidabile, grazie all'alto grado di standardizzazione e al ridotto numero dei componenti dei moduli. Questa soluzione è nota in letteratura come *cascaded H-bridge converter* (CHB) [4-6]. Per le unità DC/DC bidirezionali isolate le topologie più promettenti sono i Dual Active Bridge (DAB), Figura 4 (d, e), che possono essere distinti in *Dual Half-Bridge* (DHB) e *Dual Full-Bridge* (DFB). Entrambe le tipologie sono adatte per l'implementazione del V2G essendo in grado di gestire un flusso bidirezionale di potenza.
Figura 2(b) riporta una soluzione di convertitore multilivello con collegamento a doppia stella, noto in letteratura come *modular multilevel converter* (MMC o M2C). Questa tipologia di convertitore trova impiego nel campo degli azionamenti in MT, HVDC, compensatori reattivi (STATCOM) o in sistemi con accumulo integrato. In una soluzione a doppio stadio, come per il collegamento a singola stella precedente, possono essere utilizzati dei moduli AC/DC *half-bridge* unipolari e dei DAB isolati per i DC/DC. Anche se questa soluzione a differenza della precedente fornisce direttamente un DC bus a MT, richiede dei picchi di potenza per i singoli moduli più alti del 33% per lo stesso valor medio di potenza processato dal singolo modulo [7]. Il sistema di accumulo stazionario può essere suddiviso tra i moduli anche nel caso degli MMC.
Figura 2(c) riporta una configurazione a triangolo per la connessione in serie dei moduli AC/DC isolati. Come nel collegamento a singola stella ogni modulo è sottoposto ad una tensione bipolare sul lato AC, quindi è necessario l'impiego di moduli di ingresso di tipo bipolare. Di conseguenza le soluzioni che possono essere utilizzate per l'implementazione a doppio stadio di conversione sono le stesse del collegamento a singola stella. Nel collegamento a triangolo ogni connessione in serie dei moduli è sottoposta ad una tensione maggiore di un fattore pari a √3, che determina un aumento del numero di moduli da collegare a parità di tensione di bloccaggio dei dispositivi di potenza. Sulla base dell'analisi svolta, la soluzione più adatta per l'implementazione del sistema di conversione per una stazione di ricarica *ultra-fast* risulta essere quella a singola stella CHB. La struttura dell'intero sistema di conversione è riportata in Figura 5. E' possibile notare che il sistema di conversione statica dell'energia elettrica proposto è costituito da uno stadio di ingresso multilivello modulare. Ogni modulo AC/DC è interfacciato ad un sistema di accumulo stazionario (SAS) ed ad un DHB isolato in uscita. La versatilità e la modularità della soluzione proposta è tale da avere diverse porte di uscita per la ricarica di veicoli. Nel dettaglio, collegando in modo opportuno le uscite dei DHB possono essere distinti tre casi:

1. ogni porta di uscita dei DHB è utilizzata per la ricarica lenta di veicoli elettrici ($P_{L1\#a}$… $P_{Ln\#a;}$ $P_{L1\#b}$… $P_{Ln\#b;}$ $P_{L1\#c}$… $P_{Ln\#c}$);
2. le porte di uscita all'interno delle tre fasi possono essere collegate in parallelo in modo da ottenere tre porte di ricarica *ultra-fast* caratterizzate da basse tensioni e alte correnti ($P_{uf1,}$ P_{uf2} e P_{uf3});
3. le porte *ultra-fast* possono essere a loro volta collegate in parallelo per disporre di una porta (P_{uf4}) con potenza di ricarica ancora maggiore.

Particolare attenzione deve essere rivolta alla scelta del sistema di interfacciamento del sistema di accumulo distribuito ai DC bus dei moduli del convertitore. Con riferimento allo stadio di ingresso CHB, la corrente di uscita di ogni modulo è caratterizzata da una armonica del secondo ordine dovuta alla natura pulsante della potenza processata da ogni singola fase del sistema. Definendo $u_k^{\,i}$ e $i_k^{\,i}$ la tensione e la corrente del k-*esimo* modulo della i-*esima* fase:

$$\begin{aligned} u_k^i &= \hat{u}_k^i \cos(\omega t) \\ u_k^i &= \hat{u}_k^i \cos(\omega t + \varphi) \end{aligned} \qquad 1.$$

La potenza istantanea del k-*esimo* modulo è pari a:

$$p_k^i = u_k^i i_k^i = \frac{1}{2}\hat{u}_k^i \hat{i}_k^i \cos\varphi + \frac{1}{2}\hat{u}_k^i \hat{i}_k^i \cos(2\omega t + \varphi) \qquad 2.$$

Il primo termine rappresenta la potenza media che può essere utilizzata per caricare o scaricare il pacco batteria. Il secondo termine è oscillante e non può contribuire per il controllo dello *State of Charge* (SOC) del pacco batteria. Tuttavia, la componente a bassa frequenza determina alcuni inconvenienti come l'incremento delle perdite interne del pacco e un cambiamento periodico del comportamento delle batterie. Inoltre, anche se non ancora scientificamente provato, questa componente potrebbe avere un effetto negativo sulla vita utile del pacco. Per risolvere queste problematiche possono essere utilizzate interfacce passive o attive, come riportato in Figura 6. Come è possibile notare, il modulo H-bridge del CHB è modellato come un generatore di corrente I_{sm} e le batterie come un generatore di tensione (U_{bo}) con in serie una resistenza (R_{bat}); C_{sm} *e* R_{sm} rappresentano rispettivamente il condensatore del DC bus del modulo e la sua resistenza parassita equivalente serie. Nel caso della soluzione passiva (Figura 6 (a)) è inserito un filtro risonante (L_{res}, C_{res} *e* R_{res}) accordato alla frequenza della seconda armonica a monte di un filtro passa basso (L_f *e* R_f), utilizzato per le altre armoniche legate alla frequenza di *switching* del modulo. Per la soluzione attiva (Figura 6 (b)) è inserito un DC/DC bidirezionale non isolato, utilizzato per controllare la corrente di carica scarica del pacco batteria. È possibile interfacciare ai DC bus dei singoli moduli, mediante opportune unità di conversione, ulteriori input energetici, come generatori fotovoltaici, conservando l'alto grado di modularità e flessibilità della soluzione proposta.

4 Progettazione del sistema di conversione statica dell'energia elettrica

Verrà affrontato ora il problema del dimensionamento dei moduli di potenza e degli elementi passivi del sistema di conversione per stazioni di ricarica *ultra fast* di veicoli elettrici proposto in Figura 5.
Dato un sistema trifase con tensione nominale V_{LL}, il valore di picco della tensione di fase che deve essere considerato nel dimensionamento dello stadio AFE-CHB è dato dalla seguente relazione:

$$\hat{v}_{f,\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} k_{ov} k_r V_{LL} \qquad 3.$$

dove k_{ov} rappresenta un fattore di sicurezza per l'eventuale sovratensione della rete e k_r un margine di

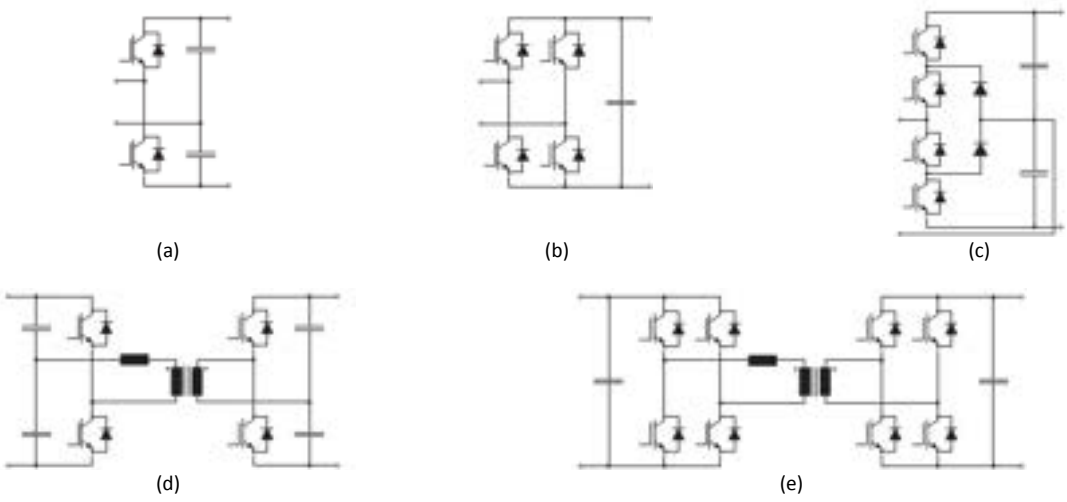


Figura 4. (a) *half-bridge* a due livelli, (b) *full-bridge* a tre livelli, (c) NPC a tre livelli, (d) *dual half-bridge* (DHB), (e) *dual full-bridge* (DFH).

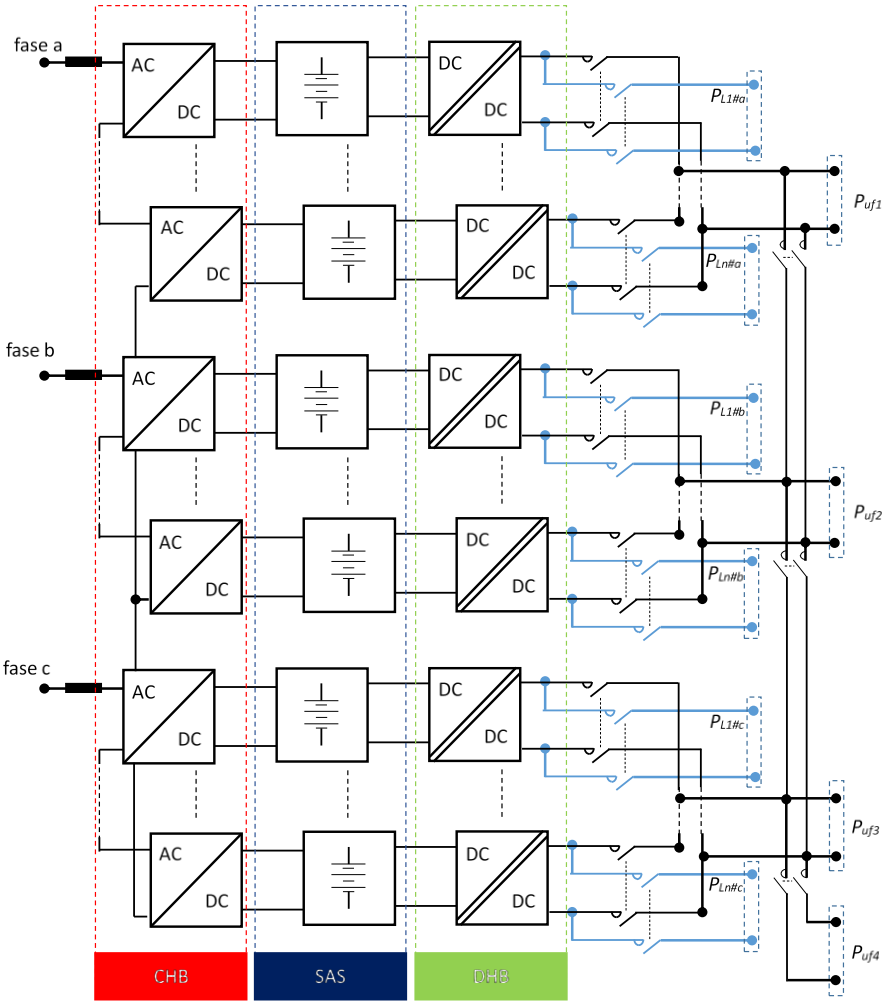


Figura 5. Struttura del sistema di conversione proposto.

riserva per l'unità di controllo. La tensione di uscita dell'a-*esima* fase dell'AFE-CHB, costituita da stringa di *N* moduli, è pari alla somma delle tensioni di uscita dei singoli moduli:

$$v^{i}_{AFE-CHB} = \sum_{k=1}^{N} u_k{}^{i} \qquad 4.$$

Definendo V_{DC} il valore della tensione nominale del DC bus dei singoli moduli e considerando una modulazione PWM sinusoidale unipolare con indice di modulazione *m* (§ 4.1.1), la tensione di picco ottenibile in uscita dallo stadio AC/DC è pari a:

$$\hat{v}^{i}_{AFE-CHB} = NmV_{DC} \qquad 5.$$

Dalle equazioni (4) e (5) è possibile quindi ottenere la relazione per il dimensionamento del numero minimo di moduli da connettere in serie per una fase del AFE-CHB:

$$N = \frac{\hat{v}_{f,\max}}{mV_{DC}} \qquad 6.$$

Il valore massimo di corrente per il dimensionamento dei dispositivi di potenza può essere ottenuto dalla seguente relazione:

$$\hat{i}_k^i = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S_{AFE-CHB}}{k_{uv} V_{LL}} \qquad 7.$$

dove k_{ov} è il fattore di sicurezza per l'eventuale sotto tensione della rete e $S_{AFE-CHB}$ è la potenza apparente del convertitore.
Nella Figura 7 è riportato lo schema completo di tutte le unità di conversione con i relativi elementi passivi che costituiscono un modulo del sistema di conversione proposto. È stato scelto di interfacciare le batterie del sistema di accumulo stazionario al DC bus del modulo attraverso un convertitore DC/DC bidirezionale. Questa soluzione rispetto a quella passiva con filtro risonante ha lo svantaggio di incrementare la complessità dell'hardware e del controllo del sistema, ma possiede il vantaggio di ridurre il numero degli elementi passivi e di introdurre dei gradi di libertà nel controllo dei DC bus, che possono essere utilizzati per l'ottimizzazione del funzionamento del sistema. Per determinare il valore di capacità dei condensatori del k-*esimo* modulo è necessario calcolare la variazione di energia (ΔE_c^k) legata al *ripple* di tensione:

$$\Delta E_k = \frac{1}{2} C_k \left[\left(V_c^{\max} \right)^2 - \left(V_c^{\min} \right)^2 \right] \qquad 8.$$

dove $V_c^{\max}$ e $V_c^{\min}$ rappresentano il valore minimo e massimo della tensione sul condensatore del modulo. Definendo k_v e la tensione media $\overline{V}$ come:

$$k_v = \frac{V_c^{\max} - V_c^{\min}}{V_c^{\max} + V_c^{\min}}$$

$$\overline{V} = \frac{V_c^{\max} + V_c^{\min}}{2} \qquad 9.$$

Il valore della capacità può essere così espresso:

$$C_k = \frac{\Delta E_k}{2 k_v \overline{V}_c^2} \qquad 10.$$

Ipotizzando un corretta equilibratura delle tensioni dei diversi condensatori dei moduli all'interno della fase i-*esima*, è possibile calcolare la variazione di energia considerando l'intera potenza della fase, data dal prodotto della tensione per la corrente (sfasata di un angolo φ):

$$p^i = u^i i^i = \frac{1}{2} \hat{u}^i \hat{i}^i \cos\varphi + \frac{1}{2} \hat{u}^i \hat{i}^i \cos(2\omega t + \varphi) \qquad 11.$$

Il termine costante è la potenza attiva trasferita al convertitore DC/DC del pacco batteria per la regolazione del suo SOC, mentre il secondo termine rappresenta la potenza pulsante al doppio della frequenza di rete. Quindi integrando quest'ultimo si ottiene la variazione di energia della i-*esima* fase:

(a) (b)

Figura 6. Interfacce per il sistema di accumulo distribuito: (a) soluzione passiva, (b) soluzione attiva.

$$E^i = \frac{1}{2}\hat{u}^i \hat{i}^i \int \cos(2\omega t + \varphi)dt = E_0^i + \frac{\hat{u}^i \hat{i}^i}{4\omega} sen(2\omega t + \varphi) \quad 12.$$

da cui:

$$\Delta E^i = \frac{\hat{u}^i \hat{i}^i}{2\omega} \quad 13.$$

La variazione di energia a livello del singolo modulo è pari a:

$$\Delta E_k = \frac{\Delta E^i}{N} \quad 14.$$

Sostituendo l'espressione della variazione di energia relativa al k-*esimo* modulo nella (10) si ottiene l'equazione per il dimensionamento del condensatore del modulo:

$$C_k = \frac{\hat{u}^i \hat{i}^i}{4Nk_v \omega \overline{V}_c^2} \quad 15.$$

Il convertitore bidirezionale DC/DC che interfaccia il pacco batteria al DC bus del modulo è caratterizzato da due modalità operative:

- abbassatore (*buck*): la potenza fluisce dal DC bus al pacco batteria consentendo la sua ricarica;
- elevatore (*boost*): la potenza fluisce dal pacco batteria al DC bus determinando la scarica del sistema di accumulo.

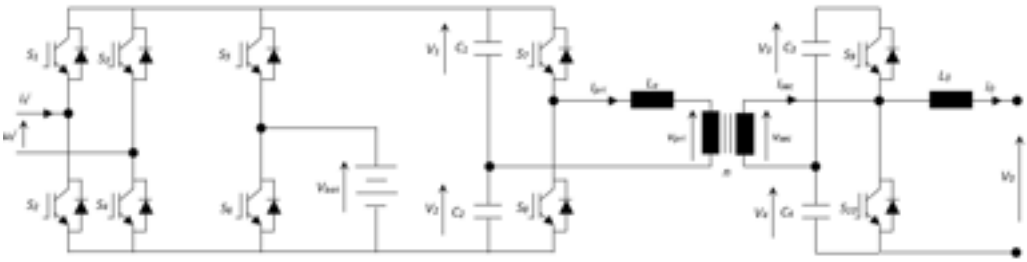
Attraverso la seguente equazione può essere dimensionato il valore dell'induttanza dell'induttore L_b per il convertitore nel funzionamento da abbassatore, tale da garantire il funzionamento in conduzione continua [8]:

$$L_b = \frac{(1-D)V_{bat}}{\Delta I_{bat} f_{s_bat}} \qquad 16.$$

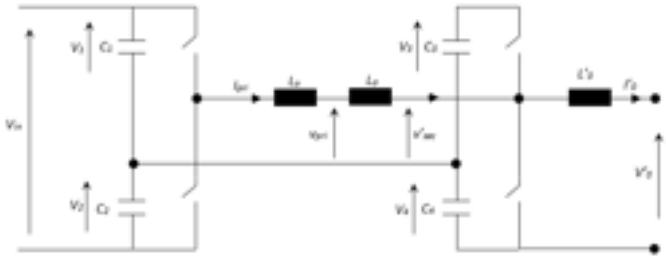
dove ΔI_{bat} è il *ripple* di corrente desiderato e D ed f_{s_bat} sono rispettivamente il *duty cycle* e la frequenza di *switching* del convertitore.

Il valore di induttanza determinato con la (16) garantisce il funzionamento del convertitore in conduzione continua anche per la modalità *boost*, in cui il valore di induttanza necessario è minore secondo il fattore *D.*

Con riferimento allo schema dei moduli di Figura 7 (a), in uscita è stata adottata una soluzione basata su DHB con isolamento in media frequenza. Essa è costituita da due *half-bridge* accoppiati attraverso un trasformatore in MF. Il primo *half-brige* interfacciato al DC bus si comporta come un convertitore a tensione impressa. Il secondo data la presenza di una induttanza di uscita (L_o) collegata in serie al pacco batteria del veicolo è assimilabile ad un convertitore a corrente impressa. Il circuito equivalente del DHB riportato al primario del trasformatore è riportato nella Figura 7 (b). Il trasformatore in MT è stato sostituito con la sua induttanza di dispersione L_σ. Il trasferimento di potenza attiva in questa tipologia di convertire avviene attraverso l'induttanza addizionale (L_a) e la L_σ attraverso un opportuno sfasamento della tensione al secondario del trasformatore rispetto a quella del primario di angolo δ, come riportato nella Figura 8. Il convertitore consente di invertire il flusso di potenza tra le due sorgenti DC a cui è collegato



(a)



(b)

Figura 7. (a) schema completo delle unità di conversione con i relativi elementi passivi che costituiscono un modulo del sistema di conversione proposto, (b) circuito equivalente del DHB riportato al primario del trasformatore.

cambiando il segno dello sfasamento δ tra il primario ed il secondario. Considerando le forme d'onda della

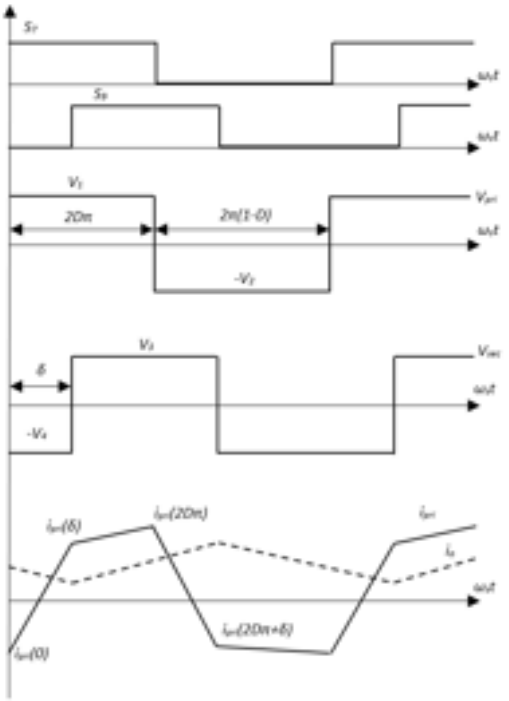


Figura 8. Funzionamento in modalità *buck* di un DHB.

Figura 8, relative alla modalità *buck* in cui la potenza è trasferita dal DC bus al carico, le tensioni ai capi dei condensatori possono essere espresse in funzione del *duty cycle* D nel seguente modo:

$$\begin{cases} V_1 = (1-D)V_{in} \\ V_2 = DVin \\ V_3^{'} = \dfrac{(1-D)}{D} V_o^{'} \\ V_4^{'} = V_o^{'} \end{cases} \qquad 17.$$

con n pari al rapporto di trasformazione del trasformatore e $V_0^{'}=nV_0$. L'andamento della corrente al primario del trasformatore può essere così espressa nel tempo:

$$\begin{cases} i_{pri}(\omega_s t) = i_{pri}(0) + \dfrac{V_1 + V_4^{'}}{\omega_s (L_a + L_\sigma)}(\omega_s t), & 0 \le \omega_s t < \delta \\ i_{pri}(\omega_s t) = i_{pri}(\delta) + \dfrac{V_1 - V_3^{'}}{\omega_s (L_a + L_\sigma)}(\omega_s t - \delta), & \delta \le \omega_s t < 2D\pi \\ i_{pri}(\omega_s t) = i_{pri}(2D\pi) + \dfrac{V_2 + V_3^{'}}{\omega_s (L_a + L_\sigma)}(\omega_s t - 2D\pi), & 2D\pi \le \omega_s t < 2D\pi + \delta \\ i_{pri}(\omega_s t) = i_{pri}(2D\pi + \delta) + \dfrac{-V_2 + V_4^{'}}{\omega_s (L_a + L_\sigma)}(\omega_s t - (2D\pi + \delta)), & 2D\pi + \delta \le \omega_s t < 2\pi \end{cases} \qquad 18.$$

dove ω_s è la pulsazione della frequenza di *switching*. Imponendo l'uguaglianza a zero del valor medio della corrente del trasformatore e considerando la (17) è possibile ottenere attraverso alcuni passaggi matematici i valori della corrente al primario negli istanti di commutazione:

$$\begin{cases} i_1 = k\left\{\pi D(D-1) + \frac{V_0'}{V_{in}}\pi\left(1-D-\frac{\delta}{\pi}\right)\right\} \\ i_2 = k\left\{(D-1)(\pi D-\delta) + \frac{V_0'}{V_{in}}\pi(1-D)\right\} \\ i_3 = k\left\{\pi D(1-D) + \frac{V_0'}{V_{in}}(D-1)\left(\pi-\frac{\delta}{D}\right)\right\} \\ i_4 = k\left\{\pi D\left(1-D-\frac{\delta}{\pi}\right) + \frac{V_0'}{V_{in}}\pi(1-D)\right\} \end{cases} \quad 19.$$

con k=V_{in}/(ω_s/(L_a+ L_σ)). Il valor medio della potenza attiva di uscita può essere calcolata, considerando i vincoli 0<*D*<1 e δ<min {2πD, 2(1-D) π}, nel seguente modo:

$$P_o = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_{prim} i_{prim} d(\omega_s t) = \frac{V_{in} n V_0 \delta}{4\pi\omega_s (L_a + L_\sigma)}\left[4\pi(1-D) - \frac{\delta}{D}\right] \quad 20.$$

Attraverso la (20) fissata la potenza di uscita del modulo e il valore di *D* e δ e possibile determinare il valore delle somma delle induttanze L_a e L_σ. È conveniente utilizzare un valore di *D* pari al 50% in modo da minimizzare il valore efficace della corrente del trasformatore [9]. Inoltre, il funzionamento con *D*=50% migliora anche le prestazioni della tecnica di controllo *interleaving* utilizzata per controllare i DHB collegati in parallelo per l'implementazione delle porte *ultra-fast* (§ 4.1.5).
Per quanto riguarda lo sfasamento, fissata la potenza nominale, più piccolo è il suo valore minore sarà lo stress in termini di corrente sui dispositivi ed il valore di induttanza necessario [10], con notevoli benefici in termini di efficienza. Riducendo il valore di induttanza si riduce di fatto il valore di potenza reattiva necessario per il funzionamento del convertitore.
Il valore della L_o è ottenibile, fissato il *ripple* della corrente di uscita ΔI_o, attraverso la seguente relazione:

$$L_o = \frac{2\pi(1-D)V_0}{\omega_s \Delta I_o} \quad 21.$$

Sulla basa delle equazioni presentate in questo paragrafo, sono stati dimensionati i componenti attivi e passivi del sistema di conversione statica dell'energia proposto. Nella Tabella 1 sono riportati i risultati del dimensionamento.

Tabella 1 – Parametri del sistema di conversione statica dell'energia elettrica proposto.

Grandezza	Valore	Descrizione
V_{LL}	15 kV	Tensione nominale di rete
f	50 Hz	Frequenza di rete
$S_{AFE\text{-}CHB}$	210 kVA	Potenza apparente nominale
k_{ov}	1.1	Fattore di sovratensione della tensione di rete
k_r	1.1	Margine di riserve per l'unità di controllo
Vdc	800 V	Tensione dei DC bus
N	24	Numero di celle per fase AFE-CHB (considerato dimensionamento N+1 [6])
k_{uv}	0.9	Fattore di sotto tensione della tensione di rete

$\hat{i}_k^i$	12.7 A	Valore massimo della corrente dei moduli del CHB
k_V	0.01	Fattore di ripple della tensione dei DC bus
C_k	0.75 mF	Capacità del condensatore del k-*esimo* modulo
V_{bat}	360 V	Tensione nominale di un modulo SAS
I_{bat}	10 A	Corrente nominale di un modulo SAS
ΔI_{bat}	10 %	Ripple della corrente di un modulo SAS
f_{s_bat}	20 kHz	Frequenza di switching dei convertitore DC/DC del SAS
L_b	9 mH	Induttanza dei convertitore DC/DC del SAS
$P_{o,n}$	3.5 kW	Potenza nominale del k-esimo DHB
δ_n	π/4	Sfasamento nominale del k-esimo DHB
f_s	10 kHz	Frequenza di switching del k-esimo DHB
L_a+L_σ	428 µH	Induttanza per il trasferimento potenza del k-esimo DHB
V_o	400 V	Tensione nominale delle porte di ricarica
L_o	4.5 mH	Induttanza di uscita del k-esimo DHB

4.1 Sistema di controllo del sistema di conversione proposto

Il sistema di controllo per il convertitore proposto deve essere in grado di svolgere le seguenti funzioni:

- Controllo della potenza attiva e reattiva lato rete;

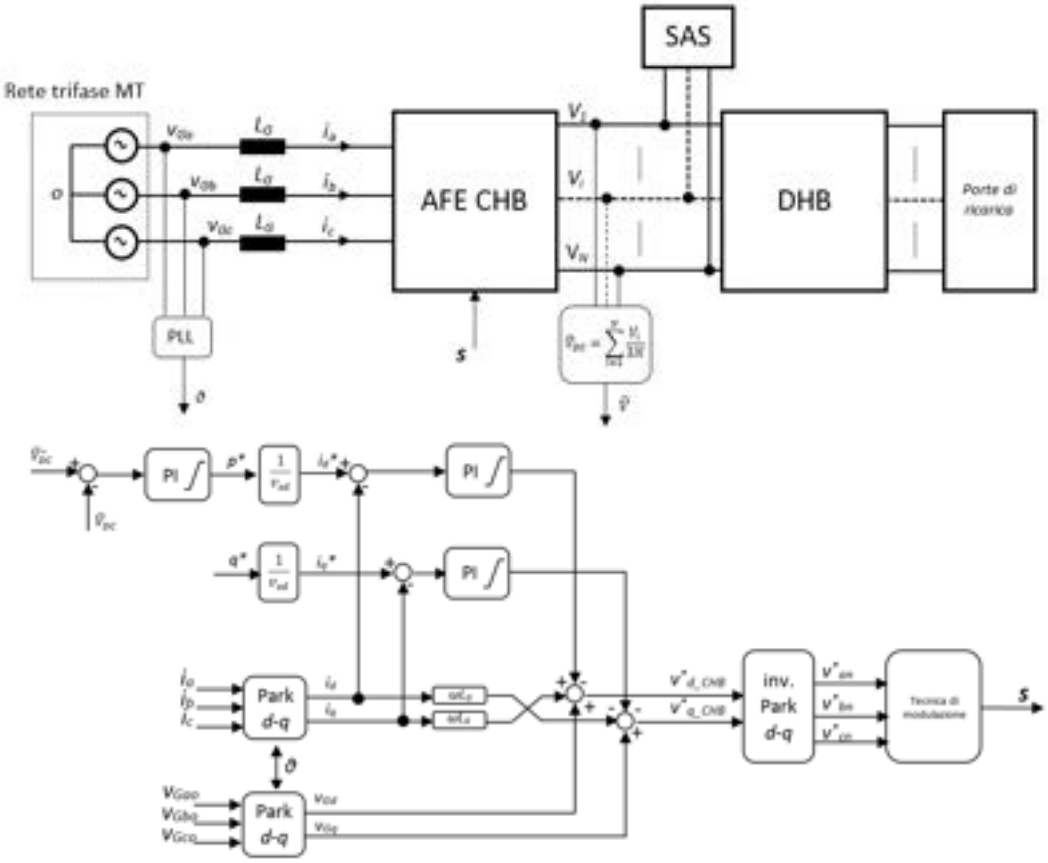


Figura 9. Modello e controllo dell'AFE-CHB proposto.

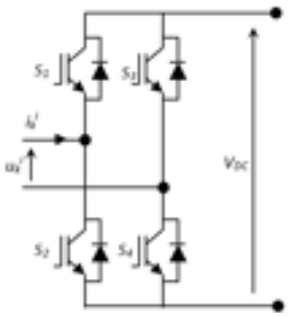
- Minimizzazione dell'impatto sulla rete in caso di carico squilibrato;
- Bilanciamento delle tensioni dei condensatori dei singoli moduli all'interno della fase i-*esima*;
- Minimizzazione dell'impatto delle ricariche sulla rete attraverso la gestione del SAS;
- Controllo dei processi di ricarica;
- Compensazione delle non linearità.

Di seguito sono riportati i dettagli delle funzioni di controllo.

4.1.1 Controllo della potenza attiva e reattiva lato rete

Con riferimento alla Figura 9, il modello del convertitore può essere così espresso [6]:

$$\begin{bmatrix} v_{Gao} \\ v_{Gbo} \\ v_{Gco} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} - L_G \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad 22.$$



u_k'	S_1	S_3	S_k'
$-V_{DC}$	0	1	-1
0	1	1	0
0	0	0	0
V_{DC}	1	0	1

Figura 10. Tensione di uscita di un k-*esimo H-bridge* della fase i-*esima* in funzione del suo stato di *switching*.

Dove v_{Gio}, v_{in}, i_i con $i=\{a, b, c\}$ sono rispettivamente le tensioni di rete, le tensioni dell'AFE riferite al suo centro stella n e le correnti di rete. Applicando la trasformata di Park alla (22), si ottiene il nuovo sistema di equazioni nel piano d-q:

$$\begin{bmatrix} v_{Gd}-v_d \\ v_{Gq}-v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_G\dfrac{d}{dt} & -\omega L_G \\ \omega L_G & L_G\dfrac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \qquad 23.$$

dove v_{Gd} e v_{Gq} sono le componenti di asse diretto e di quadratura della tensioni di rete, v_d e v_q della tensioni dell'AFE, i_d e i_q delle correnti di rete e ω la pulsazione di rete.
Le potenze istantanee attiva e reattiva possono essere espresse in funzione delle componenti d-q nel seguente modo:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Gd} & v_q \\ -v_{Gq} & v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \qquad 24.$$

Nel caso di sistema trifase simmetrico, essendo la v_{Gq} nulla, la (24) può essere semplificata nel seguente modo:

$$\begin{aligned} p &= v_{Gd}\, i_d \\ q &= v_{Gd}\, i_q \end{aligned} \qquad 25.$$

Lo schema adottato per il controllo delle potenze attiva e reattiva è riportato in Figura 9. Il riferimento di potenza attiva (p^*) è ottenuto da un *loop* esterno per il controllo della tensione media dei DC bus ($\overline{V}_{DC}$) basato su un proporzionale-integrale (PI). A partire dai riferimenti di potenza attiva e reattiva (q^*) sono ottenuti i riferimenti di corrente di asse diretto (i_d^*) e di quadratura (i_q^*) attraverso l'equazione (25). Le tensioni di riferimento dell'AFE ($v^*_{d_CHB}$, $v^*_{q_CHB}$) sono ottenute da due regolatori PI. Le uscite dei regolatori sono inoltre compensate da alcuni termini necessari per il *decoupling* tra i due assi:

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Gd} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_G \\ \omega L_G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - K_p \begin{bmatrix} i_d^*-i_d \\ i_q^*-i_q \end{bmatrix} - K_I \int \begin{bmatrix} i_d^*-i_d \\ i_q^*-i_q \end{bmatrix} dt \qquad 26.$$

I fattori di disaccoppiamento consento di migliorare notevolmente le prestazioni dinamiche del controllo.
Le tensioni di riferimento (v^*_{an}, v^*_{bn}, v^*_{cn}) dell'AFE-CHB sono ottenute attraverso l'antitrasformata di PARK. Sono state proposte in letteratura [11-13] diverse tecniche per la sintesi delle tensioni di uscita all'AFE. In questo progetto di Ricerca sono state considerate tecniche di modulazione multilivello di tipo PWM e a minima distanza, note come *Space Vector Control* (SVC). In questo paragrafo è ipotizzato che il valore di tensione dei DC bus dei singoli *H-bridge* siano costanti e pari al valore nominale, per semplificare l'analisi delle tecniche. Nei paragrafi seguenti questa ipotesi sarà rimossa e saranno introdotte opportune modifiche alle tecniche di modulazione volte a stabilizzare le tensioni ai capi dei condensatori dei DC bus. Prima di procedere nell'analisi delle tecniche di modulazione è opportuno analizzare il comportamento di CHB in termini di componente simmetrico delle tensioni di uscita definito come:

$$\boldsymbol{v} = \frac{2}{3}\left\{ v_{an} + v_{bn} e^{j\frac{2}{3}\pi} + v_{cn} e^{j\frac{4}{3}\pi} \right\} \qquad 27.$$

Ogni k-*esimo H-bridge* è costituito da due celle di commutazione {S_1-S_2} e {S_3-S_4}. Una cella di commutazione è composta da due dispositivi di potenza che devono essere pilotati in modo complementare al fine di evitare un cortocircuito del DC bus. La tensione di uscita di un k-*esimo H-bridge* della fase i-*esima* può assumere tre valori {-V_{DC}, 0, +V_{DC}} secondo la tabella di *switching* di Figura 10. E' possibile notare la ridondanza per la sintesi della tensione nulla in uscita, infatti, tale valore di tensione può essere ottenuto con due diversi stati di *switching*. Nella Figura 10 è introdotta la grandezza S_k^i correlata allo stato di *switching* del k-*esimo H-bridge* della i-*esima* fase e che può assumere tre valori {-1, 0, 1} in funzione del livello della tensione di uscita. Dato che la tensione della fase i-*esima* è data dalla somma delle tensioni di uscita degli *N H-bridge* collegati in cascata (eq. (4)), il numero di valori (livelli) che la tensione di fase di un CHB può assumere è pari a:

$$n_l = 2N + 1 \qquad 28.$$

Inoltre, possono essere definite delle grandezze rappresentative dello stato di *switching* della fase i-*esima* nel seguente modo:

$$T_i = \sum_{k=1}^{N} S_k^i \quad con\ i = a,b,c \qquad 29.$$

Il numero totale degli stati di switching (n_s) per un CHB trifase con n_l è pari a n_l^3. Date le ridondanze, sia a livello della singola fase (*joint-phase*) che tra le fasi (*per-phase*), non tutti gli stadi producono vettori di spazio distinti poiché un componente simmetrico può essere sintetizzato con diversi stati di *switching.* In particolare, il numero $n_{\boldsymbol{v}}$ di componenti simmetrici distinti sintetizzabili in uscita di un CHB trifase è dato dalla seguente relazione:

$$n_{\boldsymbol{v}} = 3n_{livelli}(n-1) + 1 \qquad 30.$$

I vettori possono essere numerati sulla base della seguente espressione:

$$N_{\boldsymbol{v}} = n_l^2 T_a + n_l T_b + T_c \qquad 31.$$

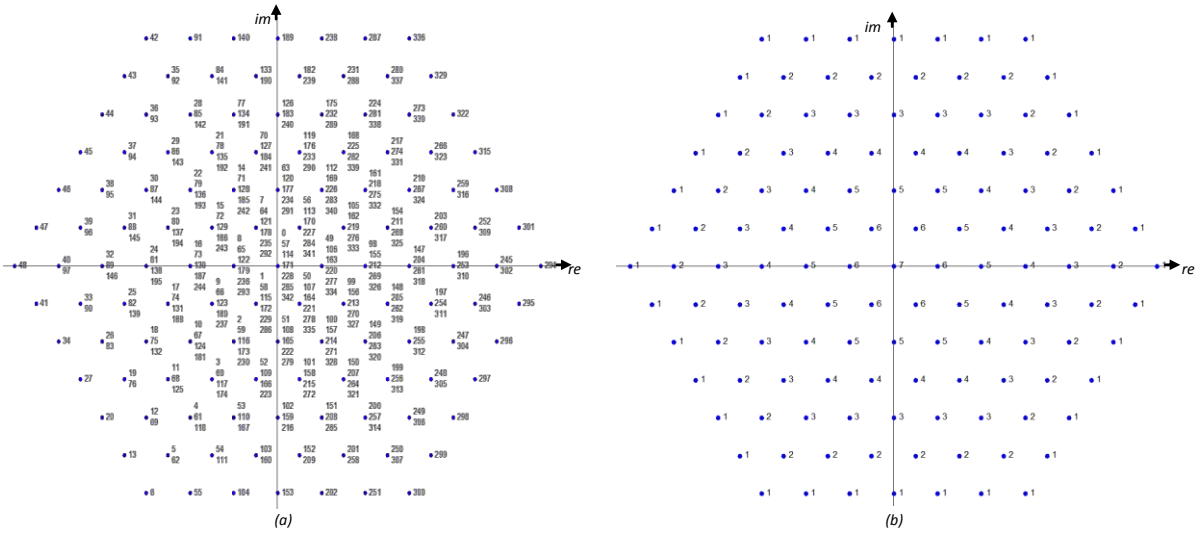


Figura 11. CHB a 7 livelli: (a) stella dei vettori di uscita numerati secondo la (31), (b) numero di ridondanze dei vettori di uscita calcolate secondo la (32).

Il numero degli stati di ridondanza per un generico vettore di uscita può essere ottenuto attraverso la seguente equazione:

$$n_r = n_l - (T_{\max} - T_{\min}) \qquad 32.$$

dove $T_{max}=max\{T_a, T_b, T_c\}$ e $T_{min}=\min\{ T_a, T_b, T_c \}$.

Nel caso del CHB proposto con N=24 i possibili vettori distinti sono 7057 su 117.649 stati di *switching* possibili. Per facilitare la comprensione delle tecniche di modulazione da un punto di vista grafico sarà fatto riferimento ad un CHB con N=3 nel resto di questo paragrafo. In Figura 11(a) è riportata la stella dei vettori di uscita del CHB numerati secondo la (31) (127 vettori distinti su 343 stati possibili di *switching*). La Figura 11(b) mostra il numero di ridondanze possibili per ogni vettore di uscita ottenuto secondo la (32).
Come riportato in Figura 13, le tecniche di modulazione di tipo multilivello possono essere classificate in tecniche ad alta, media e bassa frequenza di commutazione. Tra quelle ad alta frequenza, le PWM *carrier based* sono quelle più utilizzate nel caso dei CHB, data la facilità di implementazione. In queste tecniche, i segnali di *switching* delle celle di commutazione del k-*esimo H-bridge* della *i-esima* fase sono ottenuti dal confronto tra un segnale modulante, alla frequenza della tensione di uscita, e due portanti sfasate di π (Figura 12). Nel caso in cui la forma della modulante è di tipo sinusoidale si parla di *SPWM* (*sinusoidal* PWM). Il rapporto tra l'ampiezza del segnale modulante e di quello portante è definito indice di modulazione m:

$$m = \frac{\hat{v}_{\mathrm{mod}}}{\hat{v}_p} \qquad 33.$$

Mentre, il rapporto tra la frequenza della portante, che determina la frequenza di *switching* del convertitore, e quella della modulante è definito indice di frequenza (i_f):

$$i_f = \frac{f_p}{f_{\mathrm{mod}}} \qquad 34.$$

L'utilizzo di due portanti sfasate di π consente di ottenere una tensione di uscita u_k^i di tipo unipolare caratterizzata da un migliore contenuto armonico rispetto ad una di tipo bipolare [14]. Prendendo a riferimento per ogni modulo *H-bridge* una sola portante, essendo l'altra sempre sfasata di π, nel caso di N

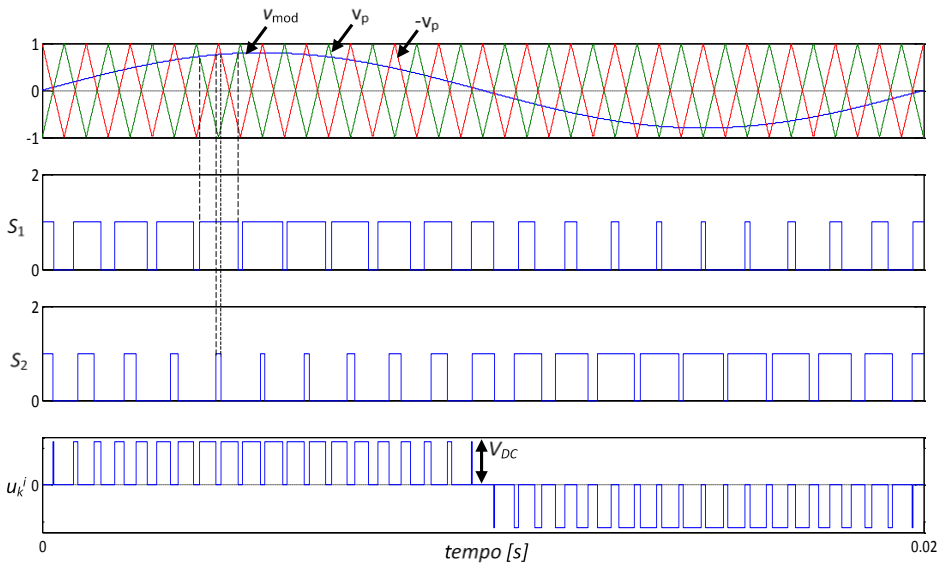


Figura 12. Dettagli della tecnica di modulazione PWM *carrier based* di tipo sinusoidale.

H-bridge collegati in cascata il numero di portanti è pari a *N*. In generale le portanti potrebbero essere sfasate in fase (*phase shifted*) o in livello (*level shifted*) (Figura 13). Nel caso dei CHB la soluzione ottimale dal punto di vista del contenuto armonico della tensione di uscita è la *phase shifted* in cui le *N* portanti sono sfasate di un angolo pari a π/N. Per un CHB trifase sono necessarie, inoltre, tre modulanti sfasate di $2\pi/3$.
Le prestazioni delle tecniche PWM *carried based* possono essere migliorate se viene iniettata una componente omopolare v_0 (*Zero Sequence Signal* (ZSS)), come mostrato in Figura 14, per la modifica delle modulanti. La componente omopolare non influenza il contenuto armonico delle correnti di rete poiché dipende solamente dalla tensioni concatenate in un sistema trifase simmetrico senza neutro. Sulla base della forma delle componente omopolare possono essere conseguite diverse ottimizzazioni. Nel caso in cui la v_o è posta pari a:

$$v_0 = \frac{max\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\} + min\{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}}{2} \qquad 35.$$

I segnali di *switching* ottenuti dal confronto con le portanti sono equivalenti a quelli ottenibili da una *Space*

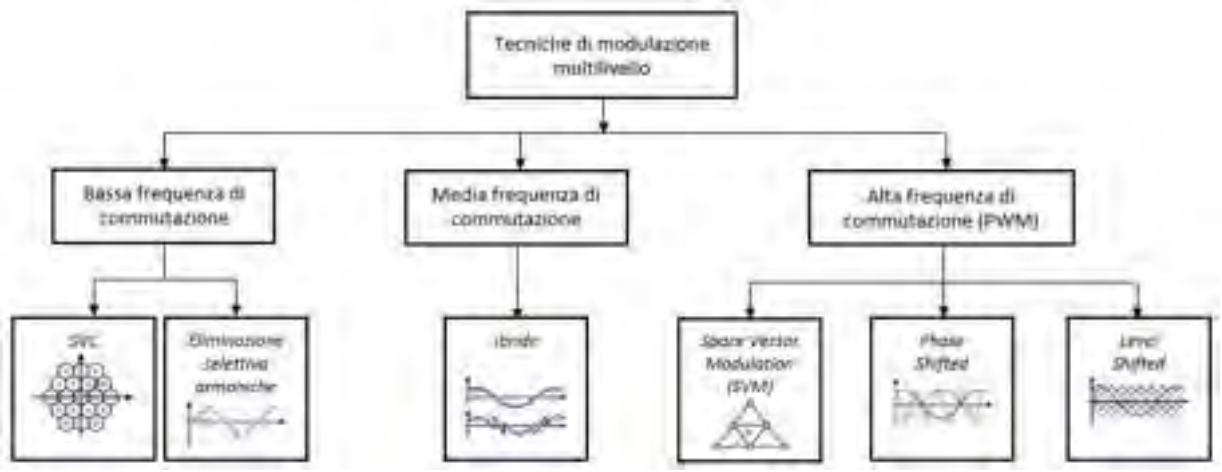
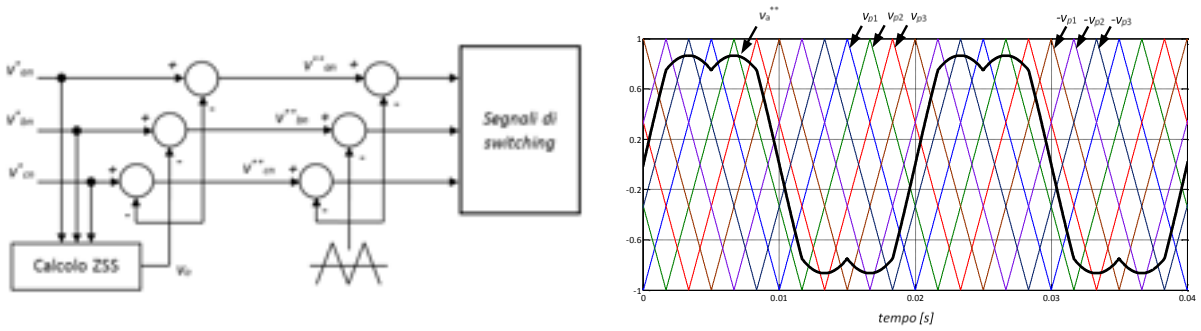


Figura 13. Classificazione delle tecniche di modulazione multilivello.



(a) (b)

Figura 14. (a) schema di controllo per tecniche di modulazione PWM *carrier based* con iniezione di una componente omopolare, (b) dettagli della tecnica di modulazione SVPWM.

Vector Modulation (SVM) e quindi questa tecnica è nota anche come SVPWM (*Space Vector* PWM).
Quando il numero di livelli è elevato è conveniente utilizzare delle tecniche di modulazione a bassa frequenza di commutazione come le SVC. In questa tecnica non è necessario modulare i segnali di *switching* dei dispositivi di potenza grazie all'alta densità di vettori di spazio disponibili in uscita dal convertitore. L'idea di base è quella di approssimare il vettore di tensione di riferimento con il vettore più vicino sintetizzabile dal convertitore (Figura 15 (a)), riuscendo ad ottenere una notevole riduzione della frequenza di *switching*. L'errore di approssimazione sarà poi compensato dall'anello di controllo più esterni Figura 9. In [15] è presentato un algoritmo per la selezione del vettore più vicino basato su una normalizzazione dei vettori di uscita lungo l'asse reale ed immaginario. La parte reale v_{re} ed immaginaria v_{im} e la componente omopolare v_o dei vettori di uscita del convertitore possono essere ricavate dalla tensioni di fase secondo le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} v_{re} &= \frac{1}{3}\left(2v_{an} - v_{bn} - v_{cn}\right) \\ v_{im} &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(v_{bn} - v_{bn}\right) \\ v_o &= \frac{1}{3}\left(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}\right) \end{aligned} \qquad 36.$$

Per questa tecnica viene considerata una componente omopolare nulla e quindi essendo per ipotesi il sistema simmetrico ed equilibrato la v_o di riferimento è considerata pari a zero. Le v_{re} e v_{im}, come mostrato nella (Figura 15 (b)), sono multipli interi rispettivamente delle quantità $V_{DC}/3$ e $V_{DC}/\sqrt{3}$. Quindi, normalizzando le componenti per questi fattori:

$$\begin{aligned} v'_{re} &= \frac{3v_{re}}{V_{DC}} \\ v'_{im} &= \frac{\sqrt{3}v_{im}}{V_{DC}} \end{aligned} \qquad 37.$$

è possibile riferire i vettori nel piano normalizzato (*re', im'*) (Figura 15 (c)). In questo piano, attraverso la funzione di arrotondamento *ceil*, applicata alla parte reale ed immaginaria normalizzate del vettore di riferimento, è possibile determinare gli indici n_{re} e n_{im} che identificano il quadrante (giallo in Figura 15 (c)) dove ricade $\boldsymbol{v}^*$ e delimitato dai due vettori $\boldsymbol{v}_L$ e $\boldsymbol{v}_h$:

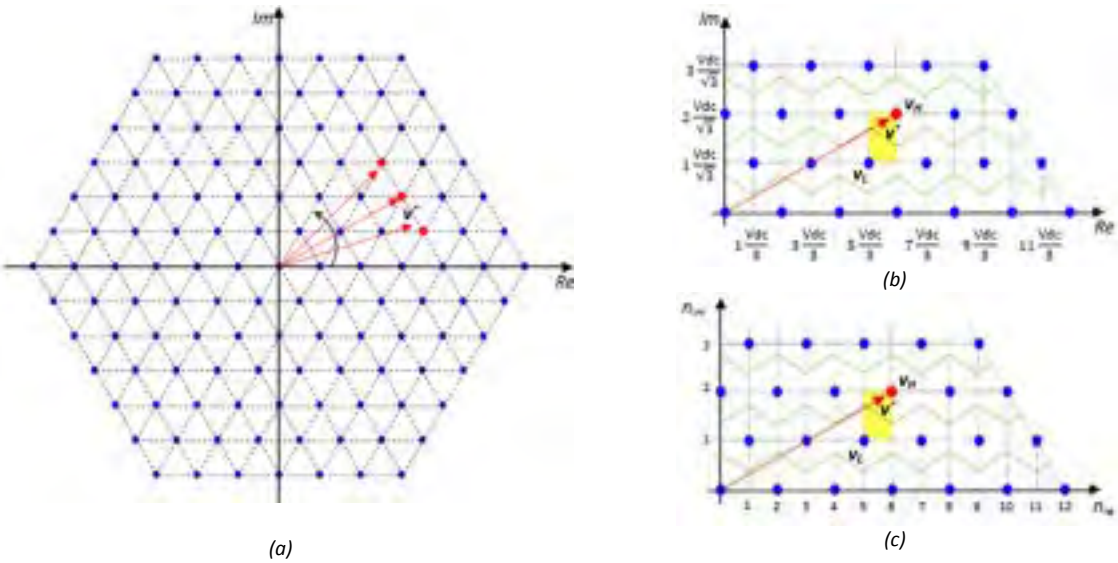


Figura 15. (a) stella delle tensioni di uscita di un CHB a 7 livelli, (b) dettaglio dei componenti simmetrici di tensione nel piano complesso, (c) dettaglio dei componenti simmetrici nel nuovo sistema di riferimento normalizzato.

$$n_{re} = segno(v'_{re}) * (ceil|v'_{re}|)$$
$$n_{im} = segno(v'_{im}) * (ceil|v'_{im}|) \quad (38.)$$

La scelta finale fra i due vettori $\boldsymbol{v}_L$ e $\boldsymbol{v}_h$ del più vicino da sintetizzare (in rosso) è fatta attraverso la comparazione del vettore di riferimento normalizzato con la retta (in verde) che divide il quadrante in due semipiani. Una volta scelto il vettore più vicino a partire dalla tabella di *switching* del convertitore vengono generati i segnali di comando per i dispositivi di potenza del convertitore.

Durante le attività di Ricerca è stata sviluppata un'innovativa tecnica di modulazione, basata sul concetto della selezione del vettore a minima distanza, che consente di minimizzare le perdite del sistema di conversione sfruttando le numerose ridondanze della soluzione proposta. Il *flowchart* della tecnica di modulazione proposta è riportato in Figura 16. In ogni intervallo di controllo T_c, identificato il vettore a minima distanza, l'algoritmo valuta le perdite delle celle di commutazione per le diverse ridondanze, che consentono di sintetizzare quel vettore in uscita, a partire dall'evoluzione della corrente di rete nel successivo T_c.

Tra le possibili soluzioni è scelta quella con le perdite minime e che consente quindi di massimizzare l'efficienza del convertitore. A partire della ridondanza selezionata, attraversa una tabella di *switching*, sono determinati i segnali di *switching* delle celle di commutazione.

Il modello utilizzato per la stima delle perdite delle unità di conversione prevede il calcolo dei seguenti contributi [1, 16]:

- perdite per conduzione (P_{cd});
- perdite switching (P_{sw});
- perdite di controllo (P_{ct}).

Le perdite *switching* e di conduzione dipendono dalla potenza processata e possono essere determinate a partire dal *datasheet* del costruttore. Mentre le perdite di controllo portano in conto le perdite constanti legate al controllo del convertitore.

Date le taglie per le diverse unità di conversione, i dispositivi scelti per l'implementazione del convertitore appartengono alla famiglia degli IGBT: IXYN30N170CV1 della IXYS® con tensione e corrente nominale pari

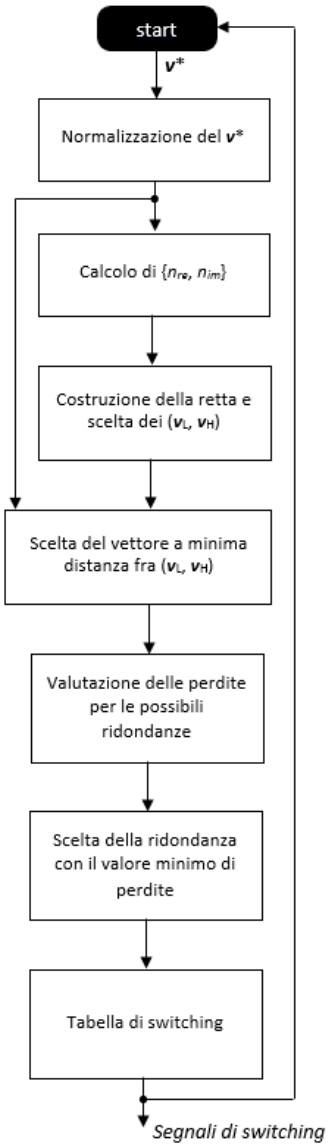
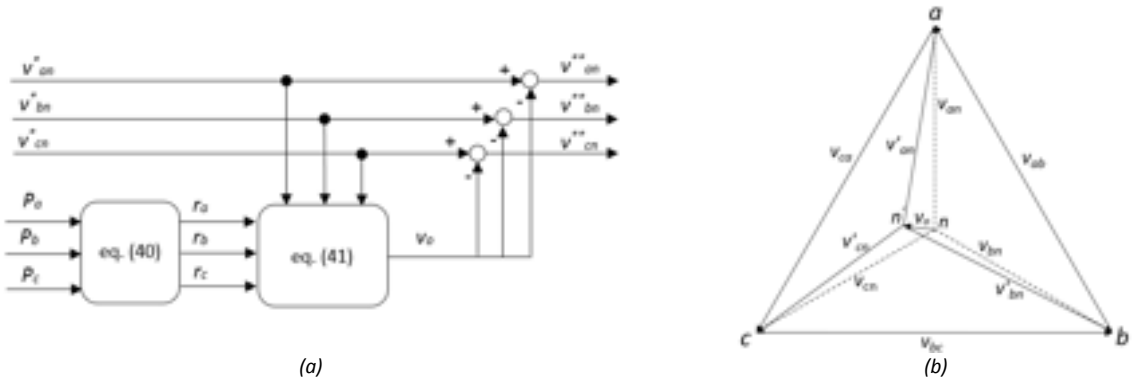


Figura 16. *Flowchart* della tecnica di modulazione proposta di tipo SVC e con minimizzazione delle perdite di conversione.

rispettivamente a 1700 V e 30 A. Il modello utilizzato per descrivere il comportamento statico di un IGBT è composto da uno *switch* ideale con in serie una resistenza e un generatore ideale di tensione. La resistenza (R_{on}) e il generatore di tensione (V_{on}) rappresentano la resistenza e la tensione collettore-emettitore del dispositivo durante la fase di conduzione.
Le perdite per conduzione P_{cd} sono funzione della resistenza R_{on} offerta dal dispositivo al passaggio della corrente e dalla tensione collettore-emettitore V_{CEO} durante la fase di ON. Le perdite per conduzione possono essere espresse come:

$$P_{cd} = R_{on} I_{rms}^2 + V_{CEO} I_{mean} \qquad 39.$$

dove I_{rms} e I_{mean} sono il valore efficace e medio della corrente nel dispositivo.
Le perdite di potenza che si hanno durante il *turn-on* e *turn-off* sono dette perdite per commutazione. Questa tipologia di perdite per un diodo o uno *switch* possono essere calcolate a partire dall'energia dissipata durante il *turn-on*, *turn-off* e *reverse-recovery* per i diodi.
Tale parametro è riportato nei *datasheet* con il nome di energia per impulso. Quindi noto il numero di impulsi di comando nell'unità di tempo è possibile quantificare le perdite *switching*.



(a) (b)

Figura 17. (a) schema di controllo per la modifica delle modulanti ne caso di carico squilibrato, (b) esempio di spostamento del centro stella del convertitore in condizione di carico squilibrato.

Nel paragrafo dell'analisi numerica sono riportati i risultati relativi all'incremento di efficienza ottenuti con la tecnica di modulazione rispetto a quelle riportate in letteratura.

4.1.2 Minimizzazione dell'impatto sulla rete in caso di carico squilibrato

Per il sistema di conversione statica dell'energia proposto è necessario predisporre un opportuno schema di controllo per evitare che un assorbimento squilibrato di potenza sulle tre fasi ($P_a \neq P_b \neq Pc$) determini un sistema di correnti non equilibrato lato rete. Tale comportamento dell'infrastruttura di ricarica determinerebbe la nascita di una componete di potenza pulsante sul lato AC.
Per equilibrare le correnti delle tre fasi anche in caso di potenze diverse sulle tre porte di ricarica *ultra-fast* è stato sfruttato nuovamente il grado di libertà relativo all'iniezione della componente omopolare [17, 18]. In particolare, la componente introdotta in (35) è stata modificata in modo da considerare la deviazione della potenza processata da una porta di ricarica rispetto al valor medio, $\bar{P}$, ottenuto considerando l'insieme delle porte.
In particolare sono definite per ogni fase i-*esima*, con *i*=a, b, c, le seguenti variabili:

$$r_i = \frac{\bar{P}}{P_i} \tag{40.}$$

dove la P_i rappresenta le potenza DC in uscita della porta di ricarica *ultra-fast* collegata all'*iesima* fase.
A partire da questi fattori di peso, la nuova componente omopolare è calcolata attraverso la seguente equazione:

$$v_o = \frac{1}{2}\left(\max\{r_a v^*_{an}, r_b v^*_{bn}, r_c v^*_{cn}\} + \max\{r_a v^*_{an}, r_b v^*_{bn}, r_c v^*_{cn}\}\right) \tag{41.}$$

dove le v^*_{an}, v^*_{bn}, v^*_{cn}, sono le tensioni di riferimento delle singole fasi considerando il *loop* di controllo esterno della corrente di rete di Figura 9.
Figura 17(a) riporta lo schema per la determinazione dei riferimenti di tensione delle singole fasi da inviare al blocco della tecnica di modulazione. In particolare, sono generati dei riferimenti di tensioni per le singole fasi del convertitore diversi tra loro e tali da mantenere bilanciate le tre correnti sulla rete. Questo è ottenuto grazie allo spostamento del potenziale del centro stella del convertitore Figura 17(b). È

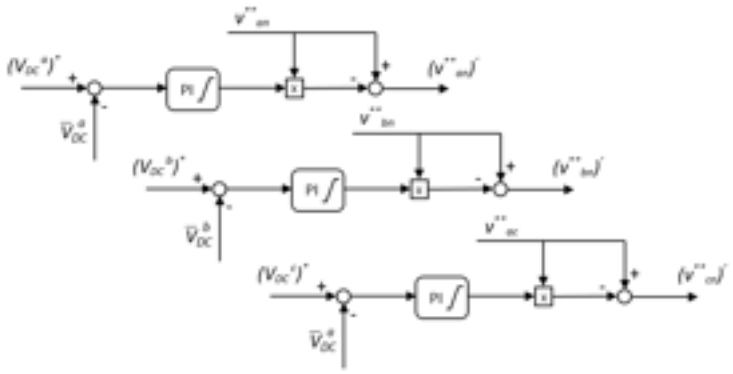


Figura 18. Schema per il controllo dei DC bus delle tre fasi del convertitore AFE-CHB,

importante evidenziare che lo spostamento del centro stella non influenza le tensioni concatenate del sistema e quindi non altera la potenza trifase processata sul lato AC.
Nel caso di sistema squilibrato, il solo controllo esterno del valore medio della tensione dei DC bus, ottenuto considerando le tensioni istantanee dei DC bus di tutti i moduli del sistema (Figura 9), non è sufficiente a garantire il controllo al valore di riferimento della tensione media per la *i-esima* fase $\overline{V}_{DC}^{i}$, definito come:

$$\overline{V}_{DC}^{i} = \sum_{k=1}^{N} \overline{V}_{DC,k}^{i} \qquad 42.$$

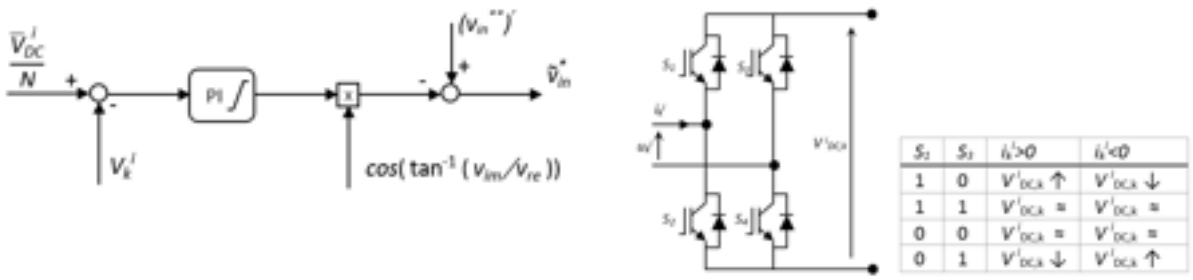
dove il generico $\overline{V}_{DC,k}^{i}$ è il valore istantaneo della tensione del DC bus del k-*esimo* modulo della i-*esima* fase.
È stato quindi aggiunto un ulteriore anello di controllo basato su tre regolatori PI, uno per fase, come mostrato in Figura 18.
Le uscite dei PI legate alle variazione delle tensioni DC di fase rispetto al valore medio sono utilizzate per variare le ampiezze delle tre modulanti. Le tensioni di riferimento sono inviati al blocco della tecnica di modulazione per la generazione dei segnali di *switching*.
Nel caso della SVPWM i segnali sono ottenuti dal confronto delle modulanti con le *N* portanti. Per la tecnica SVC, a causa della presenza della componente omopolare, la scelta del vettore in uscita dal convertitore più vicino a quello di riferimento è fatta nello spazio {v_{re}, v_{im}, v_o) (Figura 20), perdendo i gradi di libertà dovuti alle ridondanze. Infatti, ogni vettore nello spazio è ottenibile da un'unica configurazione di *switching* del convertitore. Il controllo della componente omopolare con il relativo spostamento del centro stella del convertitore, utilizzato nella condizione di squilibrio, può essere utilizzato con alcuni accorgimento anche per la gestione in *fault-tolerant* del sistema.

4.1.3 Bilanciamento delle tensioni dei condensatori dei singoli moduli all'interno della fase i-*esima*

Nella sezione precedente è stato affrontato il problema del bilanciamento delle tensioni dei DC bus tra le fasi quando si verifica una condizione di squilibrio sulle porte di ricarica in modalità *ultra-fast*. Nel sistema proposto, tuttavia, è possibile che si verifichi anche uno squilibrio tra le potenze processate tra i singoli moduli della stessa fase, che determina uno sbilanciamento delle tensione dei loro DC bus. Possono essere distinti due casi:

- le uscite degli *N* moduli della fase i-*esima* sono utilizzate come *N* porte indipendenti a ricarica lenta. Le differenze di potenza sono legate alla modalità operativa stessa del sistema;
- i moduli sono collegati in parallelo per l'implementazione di una ricarica *ultra-fast*. In questa condizione operativa, gli squilibri di potenza potrebbero essere causati dalle diverse perdite o valori dei componenti attivi e passivi legate alle tolleranze costruttive degli stessi.

Le soluzioni sviluppate per il bilanciamento delle tensioni dei DC bus dei moduli all'interno di una fase differiscono sulla base della tecnica di modulazione dell'AFE-CHB selezionata. Nel caso della SVPWM è stato inserito un ulteriore anello per il controllo del valore istantaneo di tensione del DC bus del k-*esimo* modulo della i-*esima* (Figura 19 (a)). L'uscita del regolare PI è utilizzata come ampiezza per la generazione di un segnale di tensione sfasato di $\pi/2$ rispetto alla tensione di riferimento ottenuta dalla Figura 18. Lo sfasamento è necessario per il controllo della potenza reattiva richiesta dal bilanciamento. Il segnale così ottenuto è sottratto alla tensione di riferimento iniziale per ottenere le modulanti $\tilde{v}_{in}^{*}$, *i=a, b, c*, da confrontare con le *N* portanti per la sintesi dei segnali dei *switching*.
Nel caso della SVC, selezionato il vettore a minima distanza, si procede nella selezione della ridondanze possibili che consentono di equilibrare le tensioni sui condensatori dei DC bus dei moduli. Con riferimento alla Figura 19 (b), per un generico modulo *k* della fase, in funzione dello stato di *switching* delle due celle di commutazione e del segno della corrente, si può determinare una scarica o una carica del condensatore del DC bus. Sulla base del comportamento della singola cella è stato sviluppato un innovativo algoritmo di controllo per il bilanciamento delle tensioni tra i DC bus e che contemporaneamente consente di minimizzare le perdite. In Figura 21 è riportato il *flowchart* dell'algoritmo proposto. A partire dal componente simmetrico più vicino a quello di riferimento è determinato il numero delle possibili ridondanze *per-phase* N_r del sistema. A partire da una delle possibili configurazioni sono determinate le tensioni delle tre fasi che devono essere sintetizzate.



S_2	S_1	$i_k^j>0$	$i_k^j<0$
1	0	$V^j_{DC,k}$ ↑	$V^j_{DC,k}$ ↓
1	1	$V^j_{DC,k}$ ≈	$V^j_{DC,k}$ ≈
0	0	$V^j_{DC,k}$ ≈	$V^j_{DC,k}$ ≈
0	1	$V^j_{DC,k}$ ↓	$V^j_{DC,k}$ ↑

(a) *(b)*

Figura 19. Bilanciamento delle tensioni dei condensatori di una fase nel caso di tecnica di modulazione: (a) SVPWM, (b) SVC.

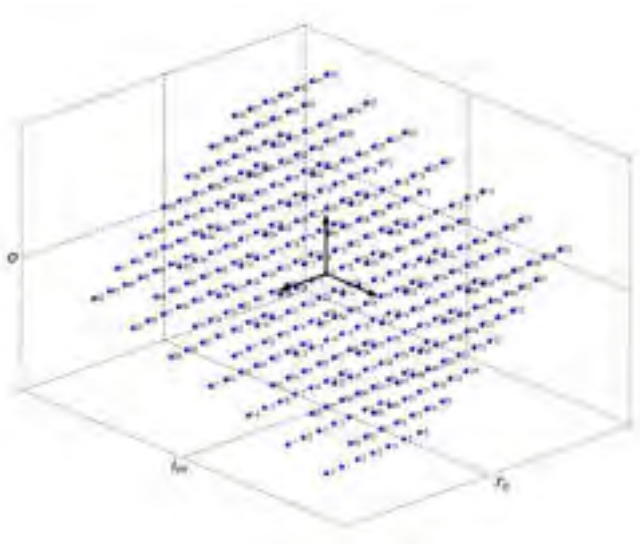


Figura 20. CHB 7 livelli: componenti simmetrici di tensione considerando la componente omopolare.

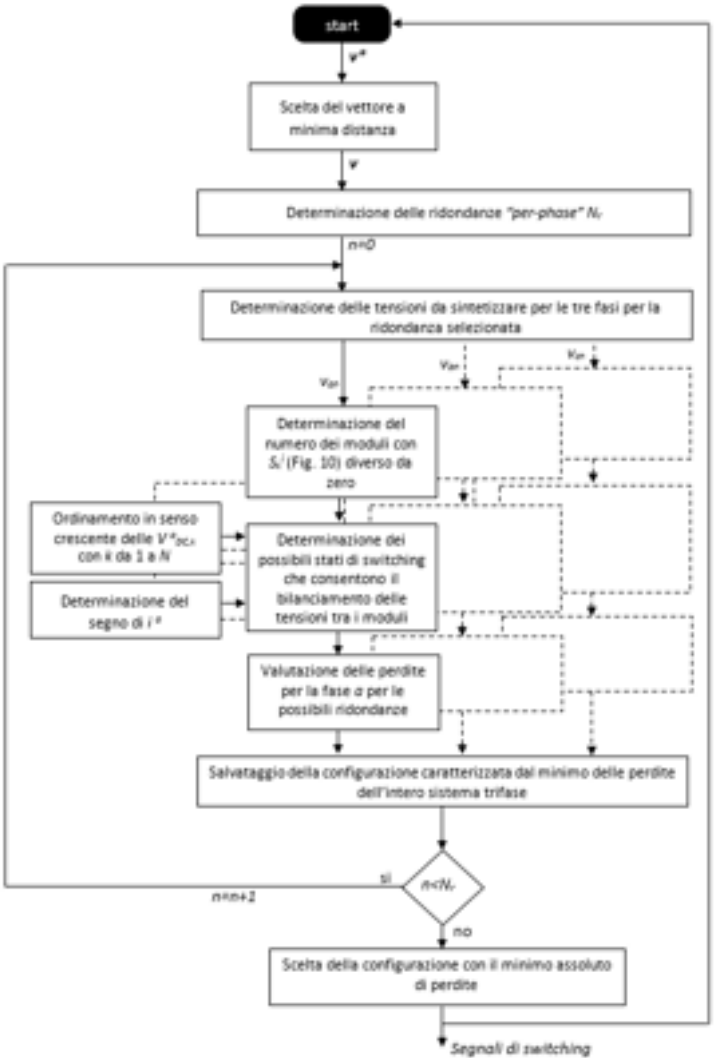
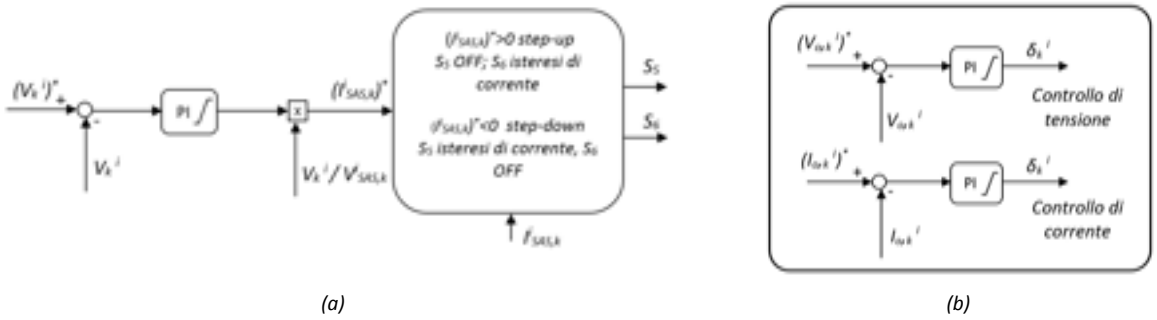


Figura 21. *Flowchart* della tecnica di modulazione proposta considerando il bilanciamento delle tensioni sui condensatori.

Prendendo a riferimento la fase *a,* dapprima è determinato il numero di moduli con la relativa tensione di uscita necessario a sintetizzare la tensione voluta. Successivamente, sulla base del segno della corrente della fase (i^a) e i valori istantanei delle tensioni sui DC bus dei moduli, sottoposti ad un riordino in senso crescente, sono determinati i possibili stati di *switching* della fase che determinano l'opportuna carica o scarica dei vari condensatori per conseguire il bilanciamento voluto. Al fine di ottimizzare le prestazioni del convertitore in termini di efficienza, sono valutate per le diverse configurazioni possibili i valori delle perdite. Il procedimento descritto per la fase *a* è replicato per le altre due fasi *b* e *c* in modo da avere anche per queste ultime le diverse configurazioni possibili con le relative perdite. Terminata l'analisi delle perdite sulle tre fasi, si procede al salvataggio dello scenario configurazione/perdite che minimizza le perdite trifasi ed è verificata la presenza di altre configurazioni ridondanti da valutare. In caso affermativo, si procede nella valutazione delle perdite delle altre configurazioni possibili. Terminato il numero di configurazioni possibili si procede alla scelta della configurazione del sistema caratterizzata dal minimo assoluto del valore di perdite dell'intero sistema trifase.

4.1.4 Minimizzazione dell'impatto delle ricariche sulla rete attraverso la gestione del SAS

L'Unità di Ricerca ha sviluppato alcuni algoritmi per la gestione ottimizzata di sistemi di accumulo stazionari integrati nell'infrastrutture di ricarica di veicoli elettrici, che consentono di minimizzare l'impatto delle ricariche sulla rete di alimentazione ed il loro costo attraverso l'immagazzinamento dell'energia dalla rete



(a) (b)

Figura 22. (a) controllo delle tensioni dei DC bus utilizzando i SAS distribuiti, (b) controllo dei processi di ricarica a tensione o corrente costante.

nelle ore in cui il costo è minore, per poi utilizzarla nelle ore di picco. Inoltre, l'energia immagazzinata nel SAS può essere utilizzata per supportare la rete nelle diverse regolazioni. Questo approccio estende, quindi, la nota tecnica del *V2G* (*vehicle to grid*) alla rete mediante l'uso di sistemi di accumulo distribuiti all'interno delle infrastrutture di ricarica. La semplice adozione del *V2G*, infatti, presenta alcuni limiti tecnici dovuti principalmente al basso valore di energia prelevabile dalle batterie del veicolo, all'aleatorietà della disponibilità di questa energia all'interno della rete, a problemi di natura fiscale e tariffaria e, non da ultimo, alla riluttanza da parte degli utenti a mettere a disposizione l'energia del proprio veicolo considerando le già ridotte autonomie rispetto ai veicoli con motore endotermico [2].
La gestione del SAS dell'infrastruttura proposta è affidata ad un algoritmo di ottimizzazione che determina le potenze di riferimento, prima, sulla base della programmazione del giorno prima dell'esercizio della stazione di ricarica e, poi, durante l'esercizio *real-time*. La potenza di riferimento dei SAS distribuiti (assunta positiva se prelevata dai sistemi di accumulo) è sottratta al riferimento di potenza in uscita dall'anello di regolazione della tensione del DC bus della Figura 9. Uno degli aspetti approfonditi durante l'attività di Ricerca è stato l'impiego dei SAS distribuiti per il bilanciamento delle tensioni ai capi dei condensatori dei rispettivi moduli in sostituzione di quello svolto dallo stadio AFE-CHB. Le due soluzioni differiscono, come analizzato successivamente nell'analisi numerica, in termini di efficienza e tempi di riposta. Per il controllo dei DC bus attraverso le batterie è stato utilizzato lo schema basato su un controllo in cascata tensione/corrente riportato in Figura 22. A partire dall'errore di tensione tra il valore di riferimento e ed il valore istantaneo della tensione del DC bus del k-*esimo* modulo della i-*esima* fase, attraverso un regolatore PI è ottenuto, previo opportuno adattamento in funzione di valori di tensioni lato SAS e DC bus, il riferimento di corrente che il convertitore deve controllare. In funzione del segno della corrente è determinata la modalità operativa tra le due possibili in cui il convertitore può operare. Con riferimento alla Figura 7 (a), nel caso di funzionamento da *step-up*, la potenza fluisce dal SAS al DC bus, lo *switch* S_5 è mantenuto nello stato di OFF per l'intero intervallo di controllo, mentre lo stato dello *switch* S_6 è definito attraverso una modulazione ad isteresi di corrente. Per la modalità *step-down* il comportamento è duale rispetto al caso precedente sia per la direzione del flusso di potenza sia per la generazione dei segnali di *switching*. Questo controllo risulta fondamentale nel caso di funzionamento in isola dell'infrastruttura di ricarica, in cui i SAS da soli alimentano i processi di ricarica attivi.

4.1.5 Controllo dei processi di ricarica

La gestione diretta dei processi di ricarica è effettuata attraverso i DHB di uscita. Le ricariche dei sistemi di accumulo dei veicoli richiedono una prima fase a corrente costante, in cui è fornita circa l'80% dell'intera carica, e successivamente una seconda a tensione costante per il completamento della carica del pacco batteria. E' stato adottato per ogni k-*esimo* DHB dell'i-*esima* fase un controllo a catena chiusa, che attraverso la variazione dell'angolo di sfasamento δ_k^i tra la tensione al primario ed al secondario del trasformatore consente di controllare la corrente e la tensione sulla porta di uscita. Lo schema di controllo

è riportato in Figura 22 (b). Nel caso della configurazione con tre porte di uscita *ultra-fast,* in cui gli *N* DHB di uscita sono collegati in parallelo, un solo angolo δ uguale per tutti i moduli è considerato ed, inoltre, è stata adottata una tecnica di modulazione *interleaving,* che consente di abbattere drasticamente il ripple della corrente di ricarica del veicolo. In questa tecnica le tensioni ai primari e ai secondari dei trasformatori sono sfasati di un angolo pari a $2\pi/N$.

4.1.6 Compensazioni delle non linearità

Ogni unità del sistema di conversione proposto è caratterizzata da un comportamento non lineare dovuto alle caratteristiche non ideali dei dispositivi a semiconduttore:

- ritardi di *turn-on/off*;
- necessità di un tempo morto nei segnali di commando degli *switches*;
- tensioni di saturazioni diverse da zero per diodi e *switches*.

Queste non linearità comportano una distorsione nella forma d'onda di tensione in uscita dai convertitori con conseguente aumento del contenuto armonico. Nel corso delle attività di ricerca sono state opportunatamente adattate delle tecniche di compensazione di queste non linearità, sviluppate dall'Unità di Ricerca per convertitori a due livelli [19-21].
La tecnica si basa, come riportato nella Figura 23, sul calcolo per ogni intervallo di controllo di un componente simmetrico di tensione necessario alla compensazione dell'errore tra la corrente di riferimento e quella reale. Questi elementi di compensazione sono salvati per essere sommati al riferimento di tensione nel corrispettivo intervallo di controllo del periodo successivo della fondamentale. Quindi, il tempo necessario per ottenere l'effetto di compensazione è pari ad un solo periodo della fondamentale della forma d'onda di riferimento.

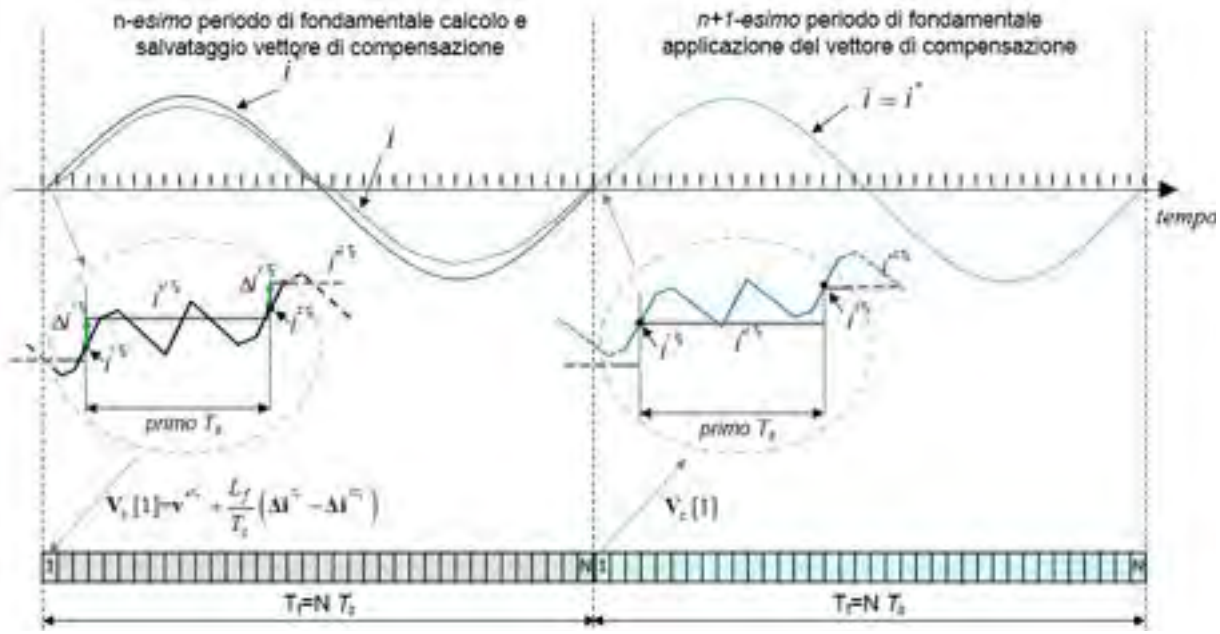


Figura 23. Principio di funzionamento della tecnica di compensazione delle non linearità.

4.2 Analisi Numerica

Per testare le prestazioni della soluzione proposta è stato sviluppato un simulatore numerico in *Matlab/Simulik®* per il convertitore caratterizzato dai parametri della Tabella 1. Il simulatore comprende la sezione di potenza e di controllo come mostrato nella Figura 24. È possibile identificare i diversi stadi di conversione per le tre fasi del sistema di conversione: AFE-CHB in rosso, SAS in blu e DHB in verde.
Sono stati svolti numerosi test per verificare il corretto funzionamento del convertitore e confrontare le prestazioni della diverse tecniche di controllo. I test sono stati realizzati con un passo di integrazione pari a 0.5 μs al fine di ottenere dei risultati affidabili.
Nella Tabella 2 è riportato un riepilogo delle prove svolte per le diverse tecniche di controllo considerando la configurazione dell'infrastruttura di ricarica con tre porte di uscita *ultra-fast* alla piena potenza ed alimentate utilizzando solamente la rete come sorgente. Come è possibile notare le prove sono differenziate sulla base di quale stadio di conversione implementa la regolazione delle tensioni dei DC bus e di quale tecnica di modulazione è stata adottata per l'AFE.
Nelle Figure 25 e 26 sono riportate le forme d'onda caratteristiche dell'infrastruttura di ricarica per il lato AC per le sei tipologie di prove considerate. Per ogni grafico sono riportate le correnti di fase, le tensioni di rete, le tensioni dell'AFE rispetto al centro stella della rete e del convertitore.

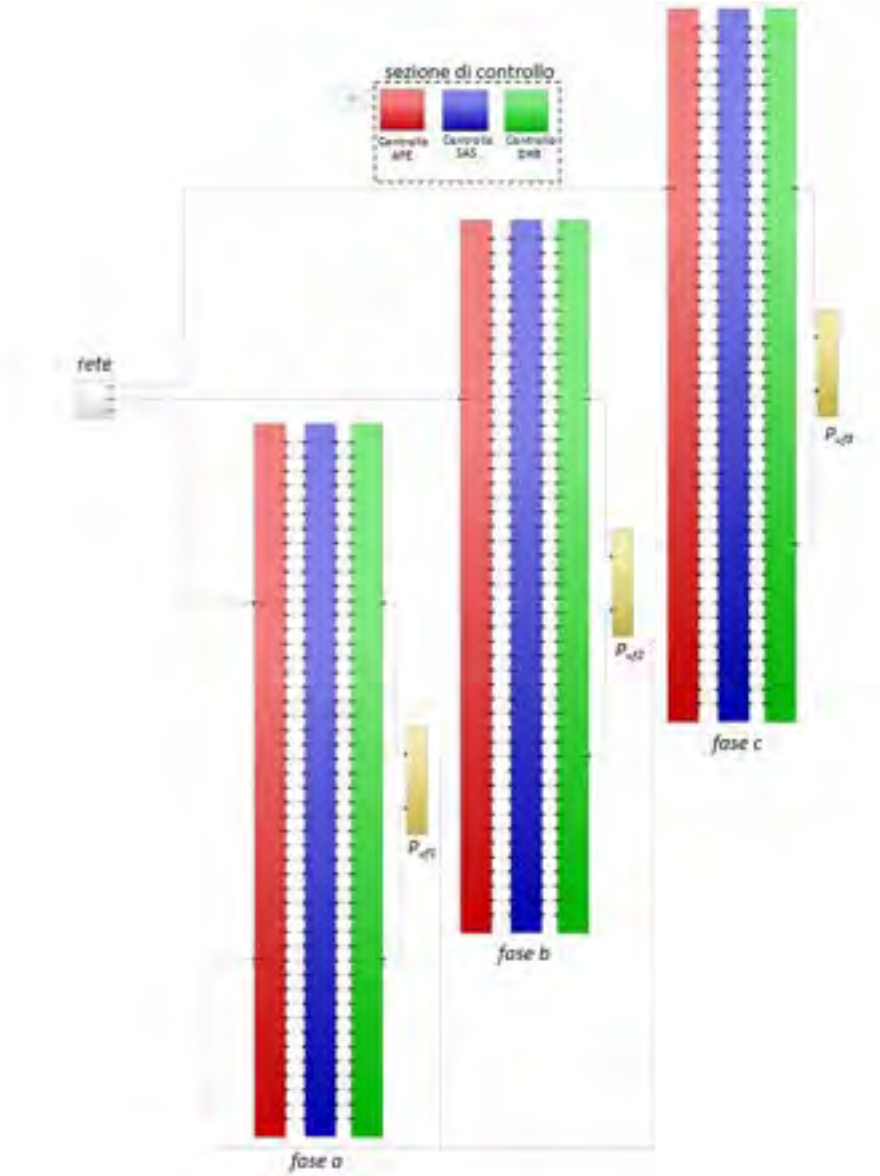


Figura 24. Struttura del simulatore numerico sviluppato in *Matlab®*.

Tabella 2 – Dati delle prove effettuate con carico equilibrato.

Numero della prova	*Regolazione dei DC bus*	*Tecnica di Modulazione dell'AFE*
1	Affidata allo stadio di conversione AFE-CHB	SVPWM
2	Affidata allo stadio di conversione AFE-CHB	SVC senza ottimizzazione
3	Affidata allo stadio di conversione AFE-CHB	SVC con ottimizzazione
4	Affidata allo stadio di conversione del SAS	SVPWM
5	Affidata allo stadio di conversione del SAS	SVC senza ottimizzazione
6	Affidata allo stadio di conversione del SAS	SVC con ottimizzazione

Come è possibile notare in tutte le prove sono garantiti un fattore di potenza unitario ed una buona qualità della corrente di rete, anche considerando un valore modesto per il filtro di rete, L_g=8 mH. Quest'ultimo risultato è stato ottenuto grazie alla soluzione multilivello adottata per lo stadio di conversione lato rete, caratterizzato da tensioni di uscita pseudosinusoidali. Per tutte le prove è stata utilizzata un periodo di modulazione pari a 300 μs per la tecnica SVPWM, mentre è stato impiegato un periodo di controllo pari a 50 μs per la tecnica SVC. Nelle prove in cui la regolazione dei DC bus è affidata allo stadio di conversione AFE-CHB, il valore del THD (*Total Harmonic Distortion*) delle correnti di rete è pari al 5%, mentre il valore del THD è pari al 3% nel caso di regolazione svolta attraverso i SAS, a parità di condizioni operative. Questa differenza è dovuta alle peggiori prestazioni del controllo dei DC bus da parte dello stadio AFE-CHB rispetto al caso in cui il controllo è eseguito attraverso i SAS. Nel primo caso, il *ripple* delle tensioni ai capi dei condensatori degli DC bus è pari all'1%, mentre nel secondo il valore è inferiore (Figura 27). La causa delle prestazioni peggiori va identificata nelle peggiore risposta dinamica della catena di controllo della soluzione che utilizza l'AFE per il controllo dei bus.
La Figura 28 riporta, a titolo di esempio, le forma d'onda delle correnti di uscita dei DHB delle fase *a* per la prova 1. Come è possibile notare la tecnica *interleaving* determina un *ripple* ridotto pari al 4% per la corrente della porta di uscita *ultra-fast.* Sono state ottenute le stesse prestazioni, in termini di qualità delle forma d'onda di uscita, anche per le restanti prove.

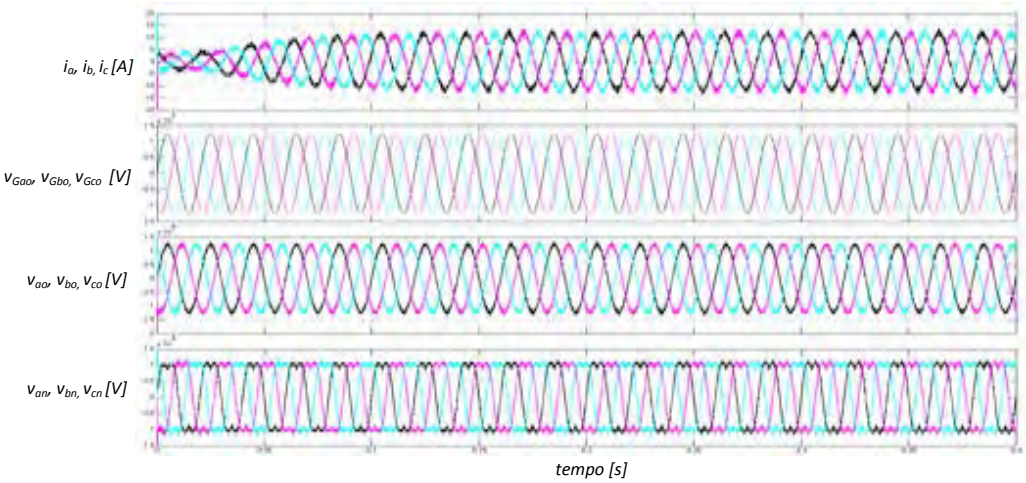
Verificata il rispetto da parte del convertitore di tutte le funzioni di controllo, si è proceduto per le diverse prove a svolgere un'analisi sulle perdite *switching* e di conduzione dello stadio AFE-CHB e DC/DC dei SAS per le diverse tecniche di controllo proposte a parità della potenza di ricarica fornita sulle porte. I risultati delle analisi sono riportati nella Tabella 3

Tabella 3. Con riferimento ai risultati delle prime tre prove, in generale è possibile affermare che l'utilizzo di una tecnica di modulazione SVC consente di ridurre le perdite del sistema. Inoltre, la tecnica di modulazione proposta per lo stadio AFE-CHB consente di ridurre ulteriormente le perdite del sistema. Dal confronto delle perdite tra la prova 1 e 2 si può osservare come la tecnica SVC consente di ridurre le perdite *switching* del 66% rispetto ad una tecnica SVPWM. L'ottimizzazione proposta per la tecnica SVC (prova 3) determina una ulteriore riduzione delle perdite *switching* dell'11% rispetto alle perdite della prova 2. Nel caso di utilizzo dei DC/DC dei SAS per il controllo dei DC bus si osserva un peggioramento complessivo delle prestazioni del sistema in termini di perdite globali. Tuttavia, grazie al maggior numero di gradi di libertà disponibili per la modulazione SVC dell'AFE, è possibile notare un decremento maggiore delle perdite *switching* dovuto all'utilizzo della tecnica di ottimizzazione proposta. In particolare, è ottenibile una

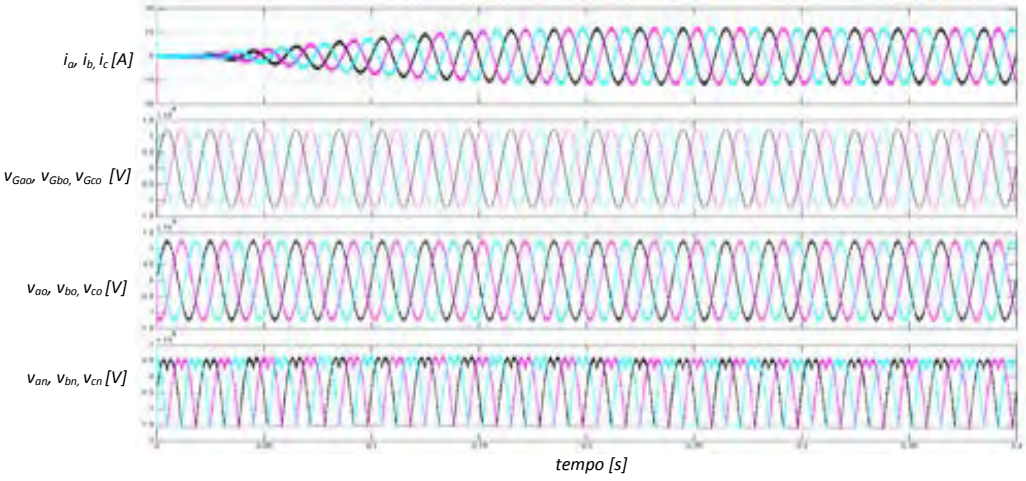
riduzione del 29% delle perdite *switching* con la tecnica di ottimizzazione (prova 6) rispetto ad una tecnica SVC classica senza scelta ottimale tra i diversi stadi di ridondanza del sistema (prova 5).
Per completare l'analisi sono state svolte ulteriori prove volte a verificare il corretto funzionamento del sistema nei seguenti casi:

- utilizzo del sistema di accumulo stazionario per ridurre l'impatto dei processi di ricarica sulla rete;
- presenza di carichi squilibrati sulle porte di ricarica.

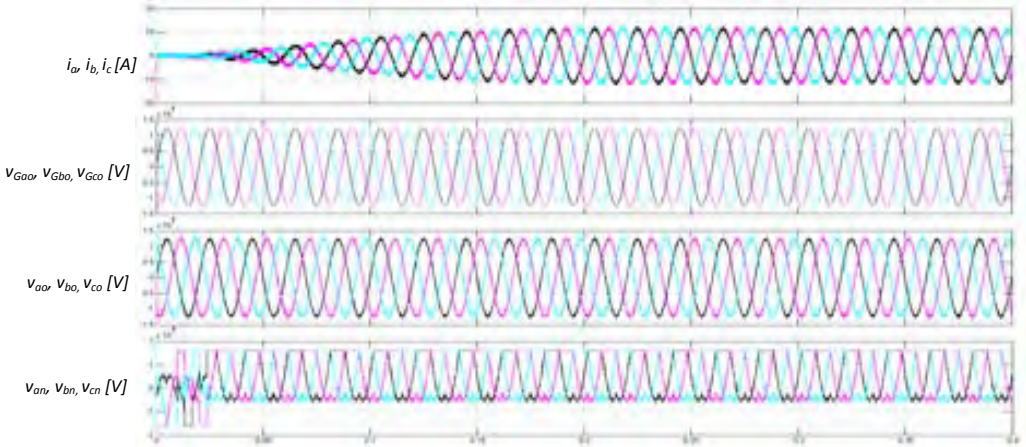
È possibile ridurre l'impatto dei processi di ricarica *ultra-fast* in termini di potenza attraverso l'utilizzo del sistema di accumulo integrato nella stazione di ricarica come mostrato nella Figura 29 (a). Figura 29 (b) mostra la riduzione delle correnti di rete a seguito dell'intervento del SAS a t=0.6 s. Nella Figura 30 sono riportate l'andamento delle grandezze caratteristiche nel caso in cui è imposto uno squilibrio sulle tre porte di ricarica. Nella prova è stata simulata una riduzione di potenza del 37% su due delle tre porte di uscita. A seguito del transitorio, le tre correnti di rete continuano ad essere equilibrate grazie all'azione di controllo svolta sul centro stella del convertitore.

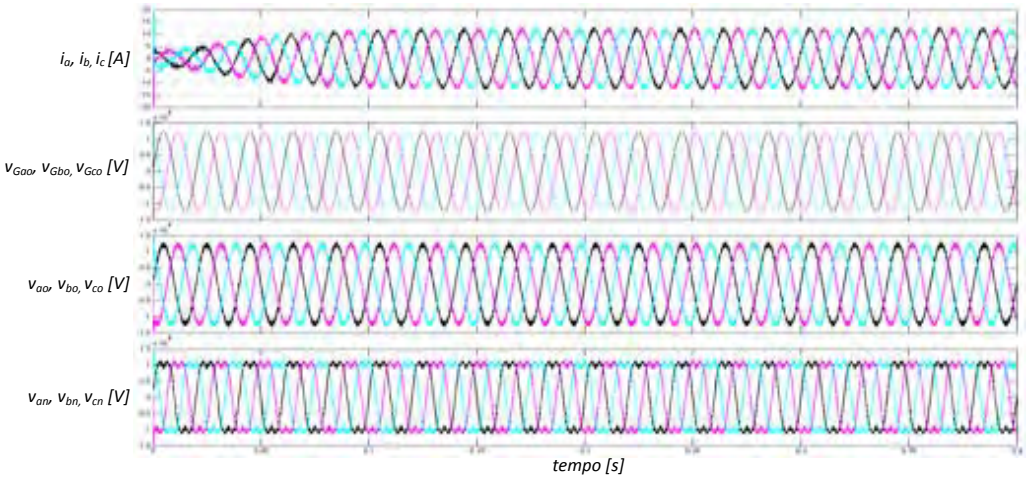


(a)

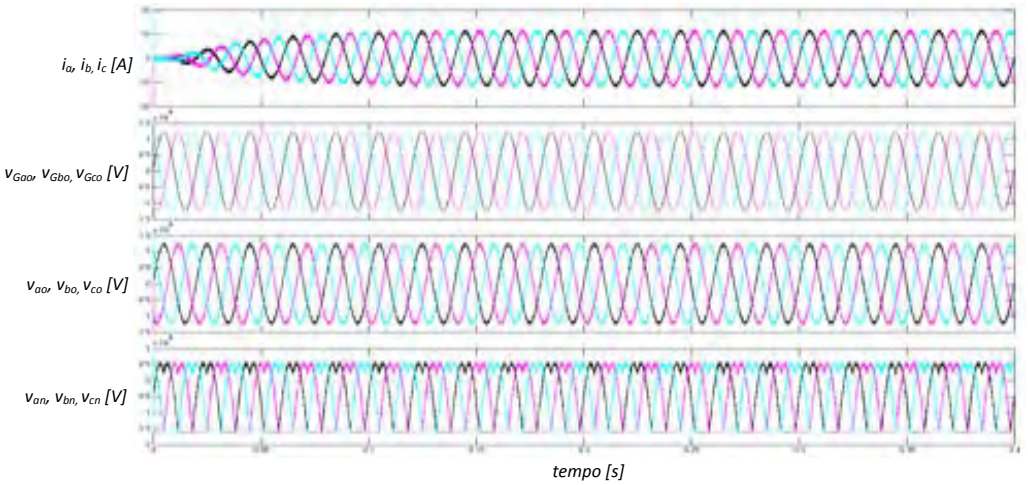


(b)

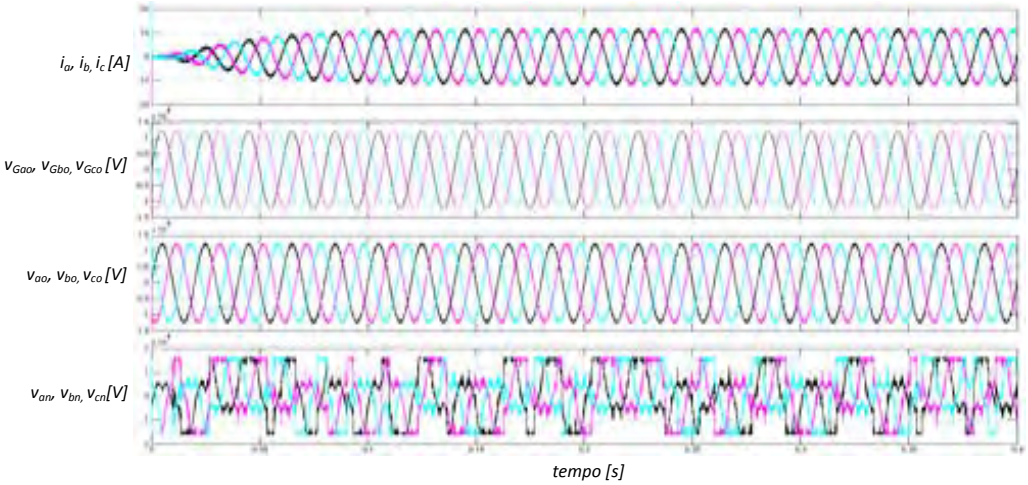



i_a, i_b, i_c [A]
v_{Gao}, v_{Gbo}, v_{Gco} [V]
v_{ao}, v_{bo}, v_{co} [V]
v_{an}, v_{bn}, v_{cn} [V]
tempo [s]

(a)


i_a, i_b, i_c [A]
v_{Gao}, v_{Gbo}, v_{Gco} [V]
v_{ao}, v_{bo}, v_{co} [V]
v_{an}, v_{bn}, v_{cn} [V]
tempo [s]

(b)


i_a, i_b, i_c [A]
v_{Gao}, v_{Gbo}, v_{Gco} [V]
v_{ao}, v_{bo}, v_{co} [V]
v_{an}, v_{bn}, v_{cnL}[V]
tempo [s]

(c)

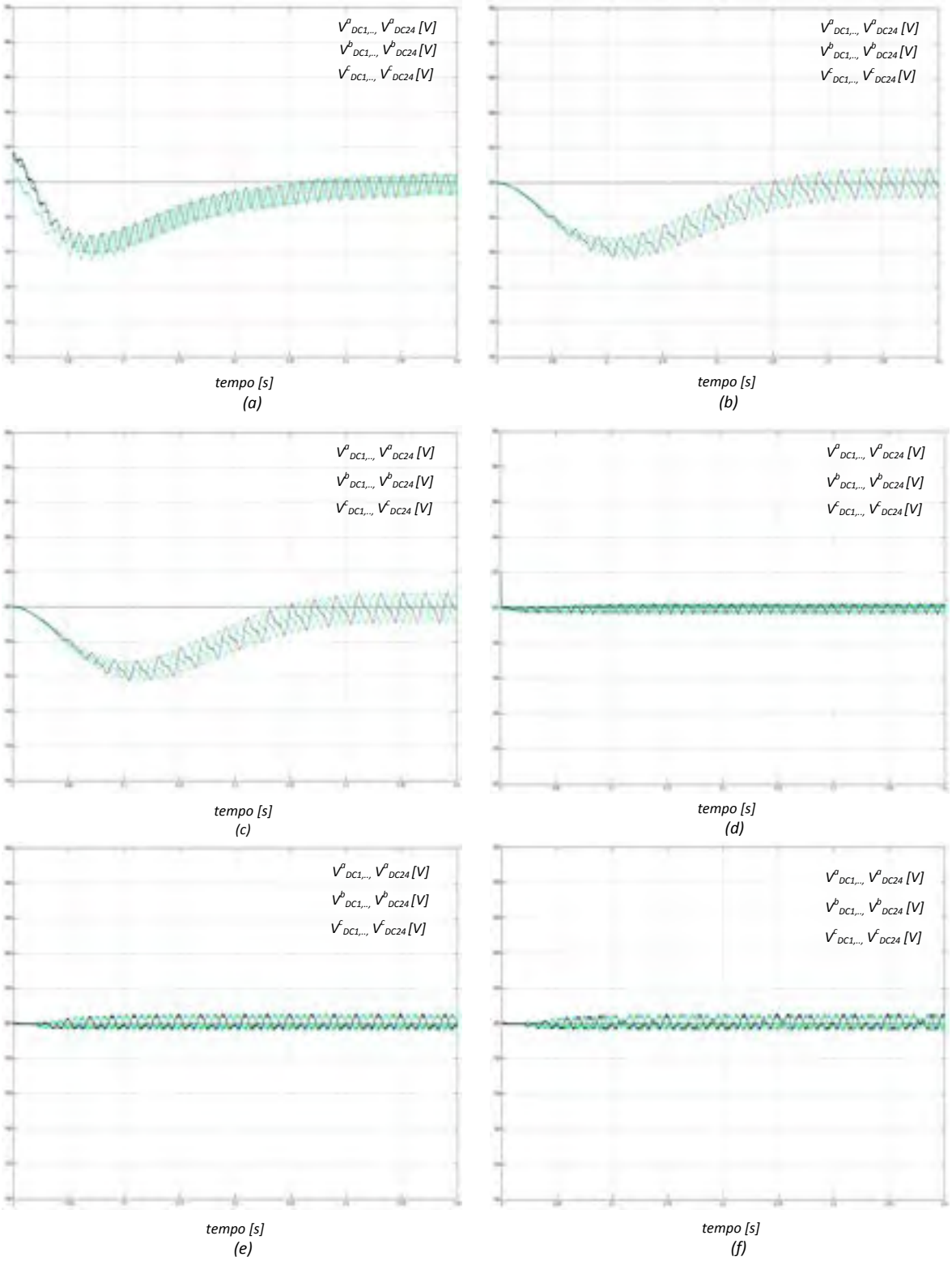


Figura 27. Tensioni dei DC bus delle tre fasi per le prove a carico equilibrato delle: (a) Prova 1, (b) Prova 2, (c) Prova 3, (d) Prova 4, (e) Prova 5, (f) Prova 6.

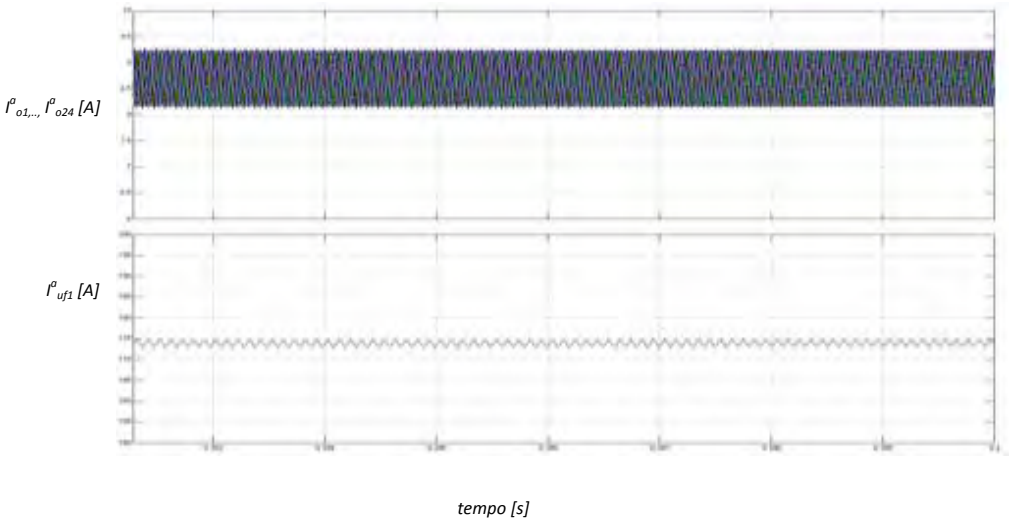
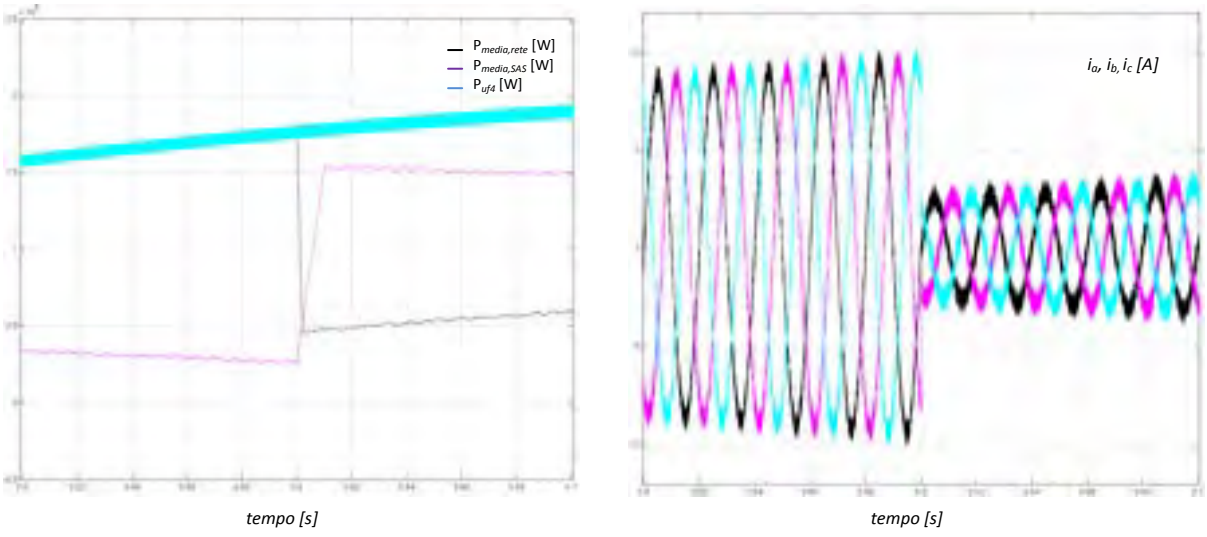


Figura 28. Correnti di uscita dei DHB della fase *a* e loro somma in caso di prove a carico equilibrato per la prova 1



(a) (b)

Figura 29. Prova con intervento del SAS a supporto della rete: (a) potenze di rete, SAS e della porta di uscita *ultra-fast*, (b) correnti di rete.

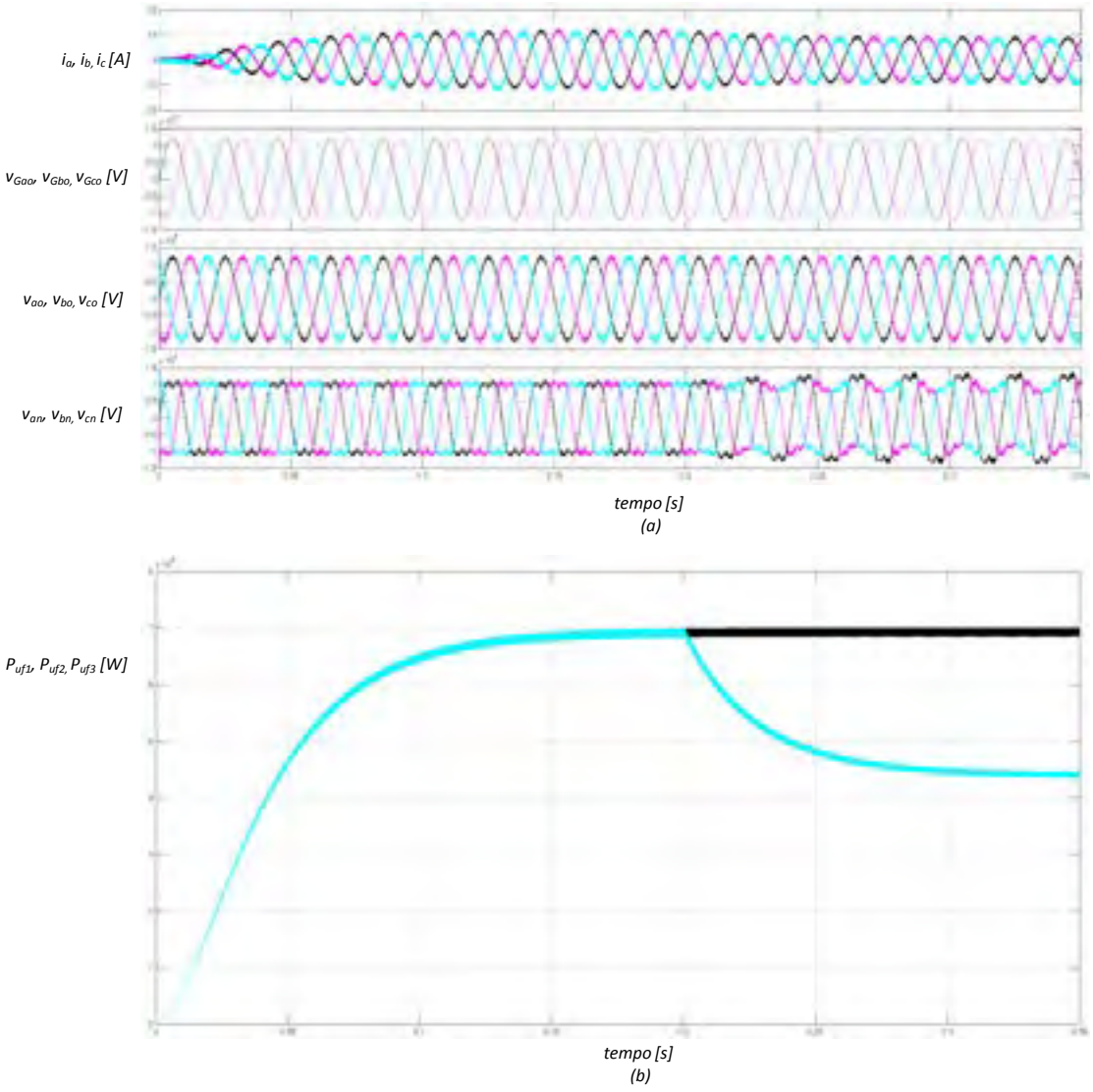


Figura 30. Prova con carico squilibrato: (a) grandezze lato AC, (b) transitorio delle potenze delle tre porte di ricarica *ultra-fast*.

Tabella 3 – Perdite dell'AFE-CHB e dei DC/DC dei SAS.

Numero della prova	*Perdite [W]*				
	AFE-CHB		DC/DC del SAS		*Perdite totali*
	P_{sw}	P_{ct}	P_{sw}	P_{ct}	
1	*2520*	*792*	*0*	*0*	*3312*
2	*840*	*744*	*0*	*0*	*1584*
3	*744*	*744*	*0*	*0*	*1488*
4	*2512*	*800*	*280*	*960*	*4552*
5	*900*	*736*	*280*	*960*	*2876*
6	*640*	*736*	*280*	*960*	*2616*

5 Implementazione del prototipo in scala

5.1 Analisi Sperimentale

Per validare la struttura del sistema di conversione proposto per l'implementazione di stazioni di ricarica *ultra-fast* con accumulo integrato è stato progettato ed implementato un prototipo monofase in scala del convertitore. In collaborazione con l'azienda IMPERIX® e con l'EPFL di Losanna, è stata progettata un'unità di conversione *half-bridge* con punto centrale del DC bus accessibile come mostrato in Figura 31 (a). Questa unità è stata poi utilizzata come elemento base di tutti gli stadi di conversione. I dispositivi di potenza utilizzati per la realizzazione della gamba dell'unità base sono IGBT MMIX1X200N60B3H1 della IXYS ® con le seguenti caratteristiche:

- corrente nominale pari a 40 A (@20 kHz frequenza di switching e 400 V del DC bus);
- massima corrente 175 A per brevi intervalli.

Sono stati integrati i seguenti componenti sul PCB dell'unità base:

- sensore per la misura della corrente di uscita della gamba: ± 50 A con 0.25% di precisione;
- sensore per la misura della tensione del DC bus 0-500 V con 2% di precisione;
- driver per il pilotaggio dei dispositivi di potenza;
- porta per la retroazione dei segnali dei sensori;
- due ricevitori in fibra ottica per i segnali di *switching* inviati dall'unità di controllo;
- una CPLD per l'implementazione delle protezioni da cortocircuito e sovratensione.

Sono stati realizzati 15 unità base *H-bridge* per l'implementazione di una gamba del sistema di conversione proposto con un stadio AFE-CHB di ingresso con 7 livelli (3 *full-bridge* collegati in cascata). Lo schema elettrico del convertitore è riportato nella Figura 32. Il sistema di controllo del sistema di conversione è costituito da due unità BoomBox della Imperix® in configurazione *master-slave* con 32 uscite in fibra ottica. Mediante questa configurazione è stato possibile generare i 30 segnali di *switching*, riferiti ad un'unica base dei tempi, necessari per il controllo del sistema di conversione. Il sistema di controllo inoltre dispone di 32 ingressi ADC con cui sono state retroazionate le grandezze necessarie per la chiusura dei *loop* di controllo:

- tensione di rete;
- corrente di rete;
- tensioni dei DC bus;
- tensioni e correnti dei pacchi batteria;
- tensioni e correnti dei DHB;

Il codice di controllo è stato sviluppato in linguaggio *C++* attraverso l'ambiente di sviluppo messo a disposizione dalla Texas Instruments® e dalla Imperix®. Infatti, l'unità di controllo è basata sul DSP TMS320C28346 della Texas Instruments® ed unità FPGA dedicate all'implementazione dei modulatori.
Nella Figura 33 è mostrata una foto del convertitore con l'unità di controllo. Il *set-up* del sistema di conversione è completato da:

- tre trasformatori a media frequenza, i cui dati di targa sono riportati in
- Tabella 4;
- filtro di rete L_g pari a 4 mH;
- tre induttori di uscita (L_o) dei DHB di valore pari a 2 mH;

(a) (b)

Figura 31. (a) struttura dell'unità base di tipo *H-bridge*, (b) foto dell'unità base di tipo *H-bridge*.

- tre induttore addizionale (L_a=19 µH);
- tre pacchi batterie stazionari con tensione nominale da 36 V. Per ogni pacco sono state collegate in serie tre batteria al piombo acido FIAMM 12FGL120, 12 V 120 Ah. Il valore delle induttanze (L_{b1}, L_{b2}, L_{b3}) dei DC/DC dei pacchi batteria è pari a 4 mH.

Sono state svolte diverse prove volte a verificare le seguenti funzioni di controllo:

- assorbimento di potenza dalla rete con fattore di potenza unitario;
- bilanciamento delle tensioni dei DC bus;
- controllo del sistema di accumulo integrato;
- funzionamento in isola;

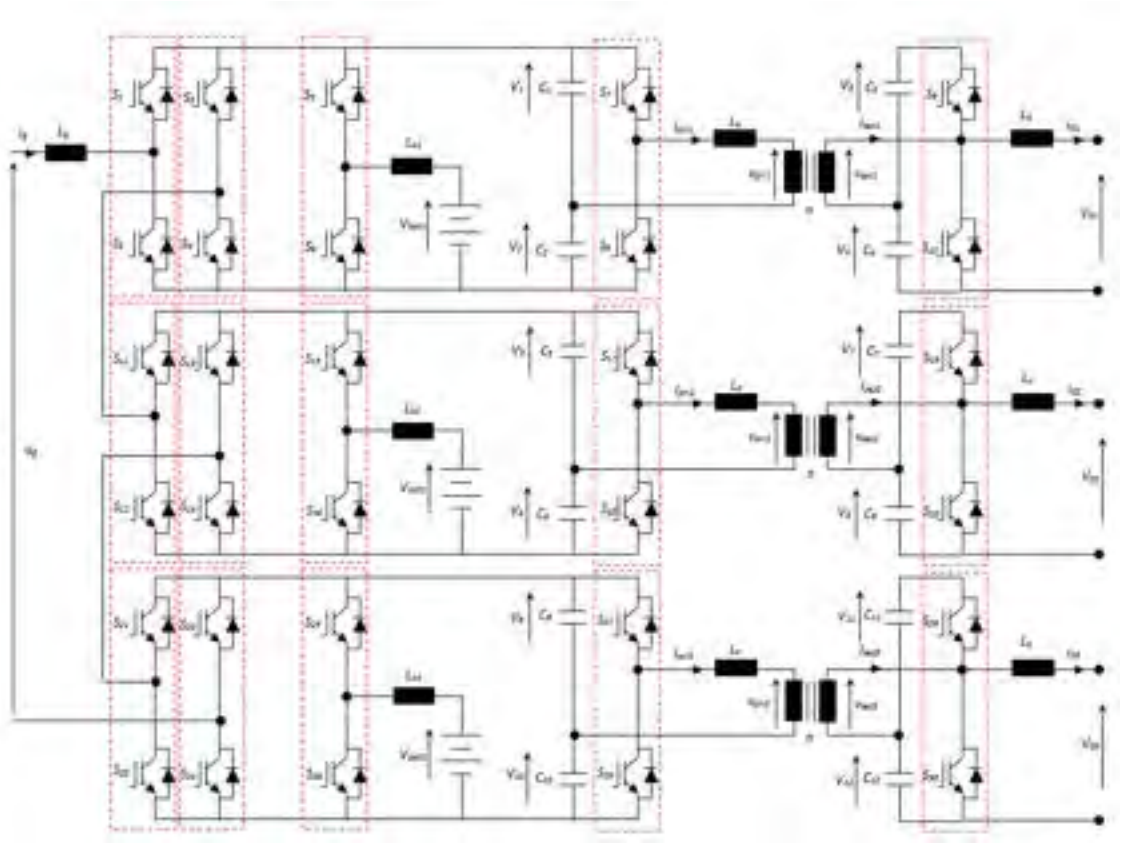
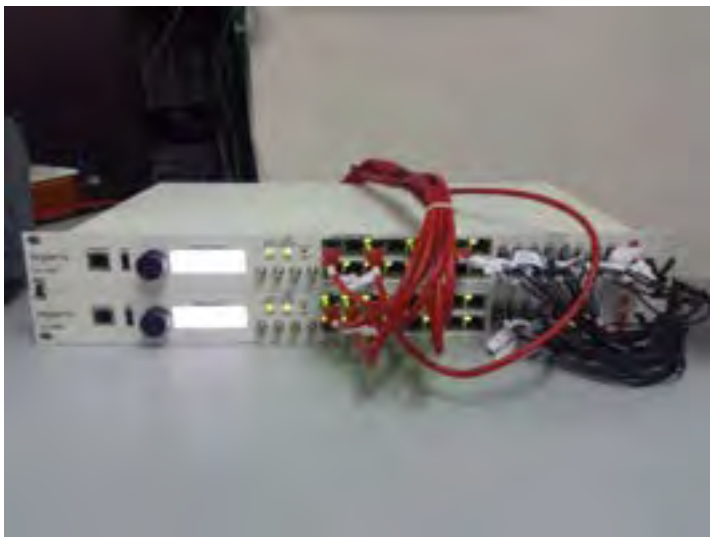
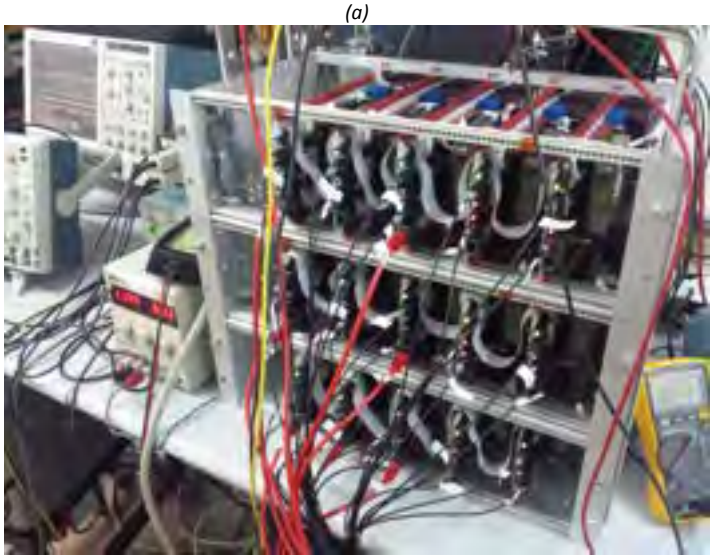


Figura 32. Schema elettrico del prototipo in scala con *N*=3.



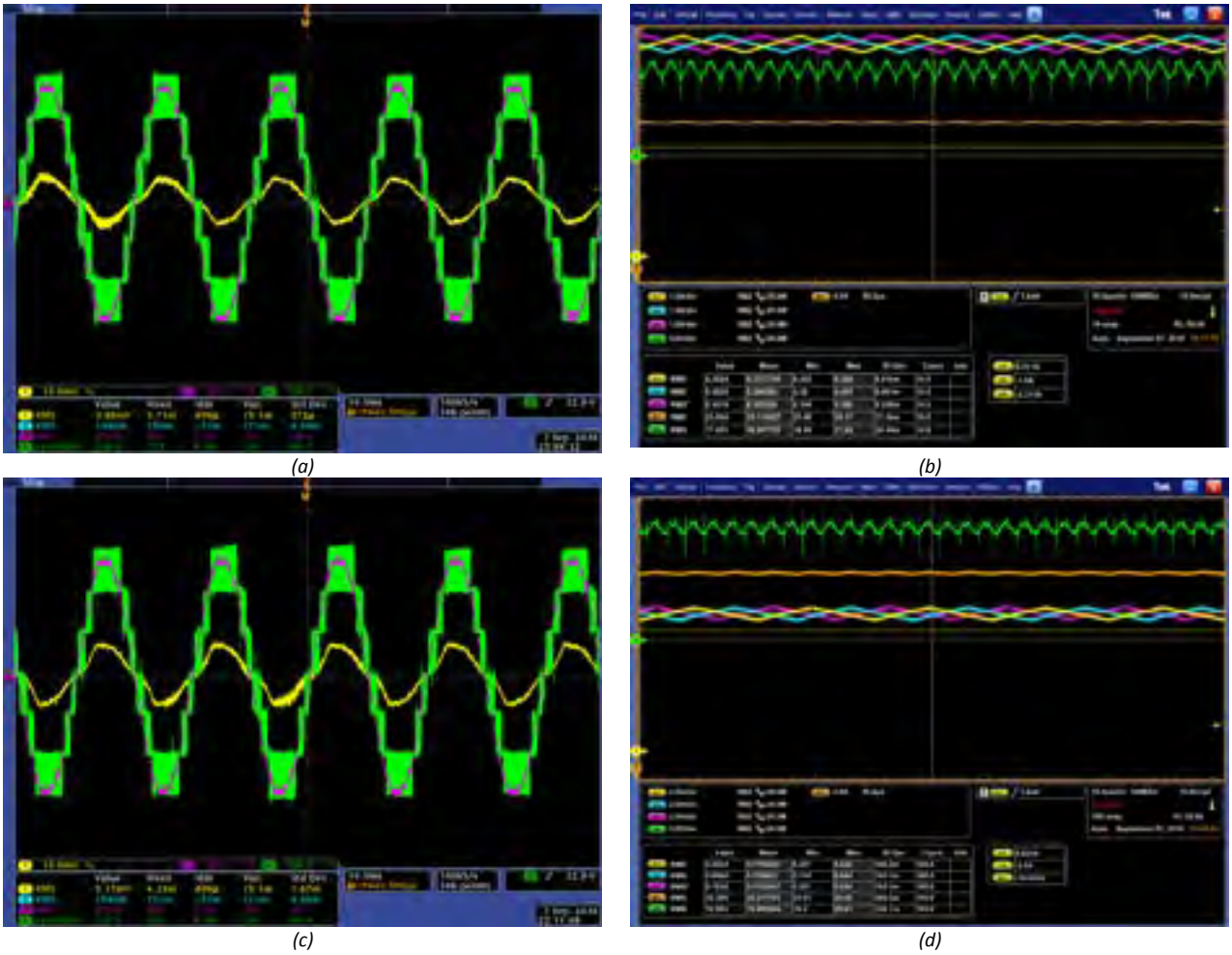
(a)



(b)

Figura 33. (a) foto dell'unità di controllo, (b) foto del prototipo in scala.

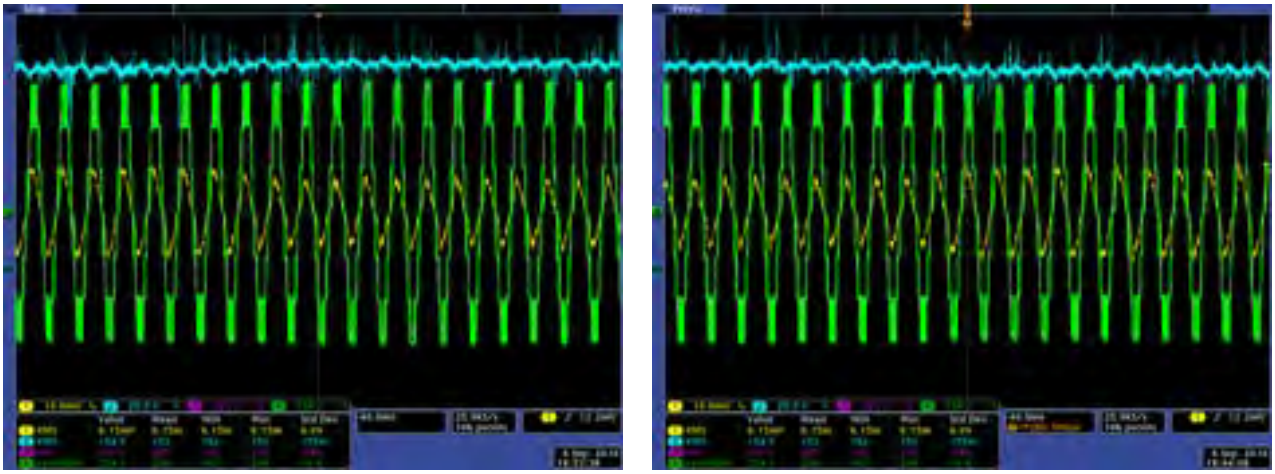
Relativamente al primo punto, è stata considerata una condizione operativa in cui le tre porte di uscita sono collegate in parallelo per alimentare un carico elettronico. L'unica sorgente utilizzata nella prove è la rete ed i sistemi di accumulo con i rispettivi convertitori sono disabilitati. Il controllo delle tensioni dei DC bus è svolto dallo stadio AFE-CHB di ingresso. Considerando un δ=20° e D=50% per lo stadio DHB, le figure 34Figura 34 (a) e (b) mostrano rispettivamente le grandezze sul lato AC (corrente di rete in giallo (Ch1), tensione di rete in viola (Ch3), tensione dell'AFE-CHB (Ch4)) e di uscita lato DC (i_{o1} in giallo (Ch1), i_{o2} in blu (Ch2), i_{o3} in viola (Ch3), tensione di uscita in verde (Ch4), corrente somma in marrone (M1)). È possibile apprezzare dai risultati ottenuti il corretto funzionamento del sistema. In particolare, la corrente di rete è controllata con un fattore di potenza unitario e la somma delle correnti di uscita è caratterizzata da un basso ripple grazie al funzionamento in *interleaving* dei DHB. Sono riportati nelle Figure 35(a) e (b) i risultati della stessa tipologia di prova in cui è stato posto il δ pari a 45°. È possibile notare il corretto funzionamento del sistema anche in questo caso in cui è stata incrementata la potenza di ricarica richiesta sulla porta di uscita. Considerando ancora una variazione di carico, è stato verificato il corretto bilanciamento delle tensione dei DC bus dei moduli del convertitore. Nella Figura 35 (a) è mostrato la risposta della regolazione su una delle tensioni dei DC bus a fronte di un incremento sulla potenza di uscita, mentre nella Figura 35 (b)



(a) (b) (c) (d)

Figura 34. Ricarica considerando la rete come unica sorgente: *caso 1 (δ=20°)*: (a) Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div); (b) Ch1: corrente di uscita DHB_1 (1A/div), Ch2: corrente di uscita DHB_2 (1A/div), Ch3: corrente di uscita DHB_2 (1A/div); Ch4: tensione di uscita (5V/div), M1: corrente somma (4A/div). *caso 2 (δ=45°)*: (a) Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div); (b) Ch1: corrente di uscita DHB_1 (2A/div), Ch2: corrente di uscita DHB_2 (2A/div), Ch3: corrente di uscita DHB_2 (2A/div); Ch4: tensione di uscita (5V/div), M1: corrente somma (4A/div).

è riportata la risposta nel caso di una diminuzione della potenza di ricarica. Per validare il controllo del sistema di accumulo sono state svolte due prove. Nella prima il sistema di accumulo è controllato per supportare la rete nel processo di ricarica. Nella Figura 36 (a) è possibile notare come l'intervento del sistema di accumulo consente di ridurre la potenza prelevata dalla rete. Nella seconda, Figura 36 (b), la rete fornisce potenza alla porta di uscita e contemporaneamente ricarica il sistema di accumulo distribuito. Uno dei vantaggi della soluzione proposta è rappresentato dalla possibilità di alimentare in isola la porta di ricarica. Nella Figura 37 sono riportati i risultati relativi a questa modalità di funzionamento. Nel dettaglio la Figura 37 (a) mostra le correnti dei tre pacchi batteria necessarie per alimentare la potenza in uscita, mentre la Figura 37 (b) le grandezze dello stadio di uscita.

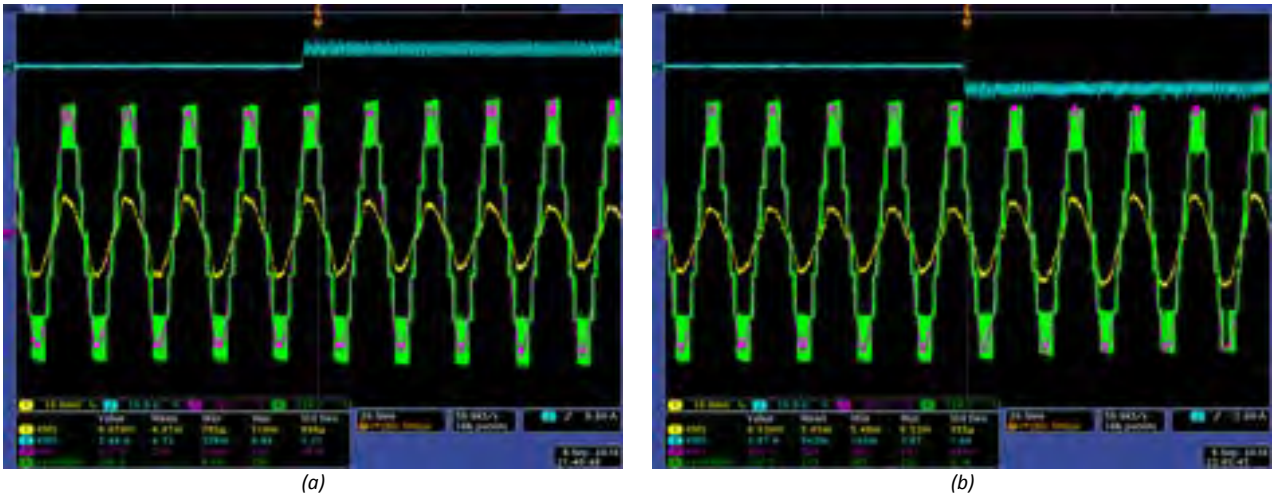


(a) (b)

Figura 35. Regolazione dei DC bus in presenza di variazioni di carico: (a) caso di incremento della potenza di uscita: Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch2: tensione del DC bus del modulo 1 (20V/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div). (b) caso di decremento della potenza di uscita: Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch2: tensione del DC bus del modulo 1 (20V/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div).

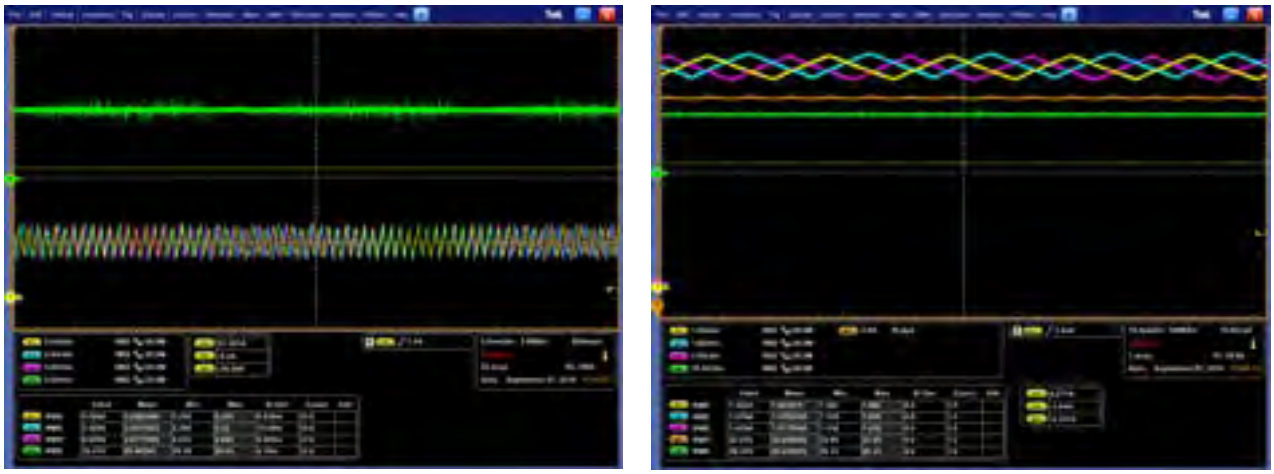
Tabella 4 – dati di targa dei trasformatori in MF del prototipo in scala.

Potenza Nominale	10 kW
Tensione DC	400 V
Rapporto trasformazione	Unitario
Induttanza di dispersione	1 µs
Frequenza di lavoro	20 kHz
Tensione di isolamento	1kV



(a) (b)

Figura 36. Prove per il controllo del sistema di accumulo integrato: (a) Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch2: corrente del pacco batteria numero 1 (10A/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div). (b) Ch1: corrente di rete (10A/div), Ch2: corrente del pacco batteria numero 1 (10A/div), Ch3: tensione di rete (100V/div), Ch4: tensione dell'AFE-CHB (100V/div).



(a) *(b)*

Figura 37. Funzionamento in isola: (a) Ch1: corrente del pacco batteria 1 (5A/div), Ch2: corrente del pacco batteria 2 (5A/div), Ch3: corrente del pacco batteria 3 (5A/div), Ch4 tensione di uscita (9V/div); (b) Ch1: corrente di uscita DHB_1 (1A/div), Ch2: corrente di uscita DHB_2 (1A/div), Ch3: corrente di uscita DHB_2 (1A/div); Ch4: tensione di uscita (5V/div), M1: corrente somma (4A/div).

6 Conclusioni

L'attività di ricerca presentata in questo report è frutto di una proficua collaborazione fra i gruppi di ricerca sui veicoli elettrici dell'Università di Cassino e del Lazio Meridionale ed ENEA. Durante le attività di ricerca è stato sviluppato un innovativo sistema di conversione statica dell'energia con accumulo integrato per l'interconnessione di stazioni di ricarica *ultra-fast* con la rete elettrica di alimentazione. La struttura del convertitore sviluppato è fortemente modulare e flessibile e consente la suddivisione del sistema di accumulo stazionario in tante unità modulari. Lo stadio di ingresso lato rete è multilivello del tipo CHB con possibilità di collegamento diretto in media tensione. Il convertitore e il controllo consentono di ridurre l'impatto della stazione sulla rete in termini di *power quality*. In uscita ad ogni modulo dello stadio CHB è interfacciata un'unita del sistema di accumulo e un'unità di conversione DC/DC isolata di tipo DHB in media frequenza per l'alimentazione delle *plug* di ricarica. Con questa configurazione è possibile conseguire dei vantaggi in termini di semplificazioni del BMS del sistema di accumulo, di miglioramento dell'efficienza e riduzione degli ingombri grazie all'isolamento in media frequenza.

In funzione dello schema di collegamento dei moduli di uscita è possibile implementare ricariche standard o ricariche *ultra-fast*, ottenendo in tal modo una stazione di ricarica *"multi-port"*. Tale soluzione si presta molto bene anche all'uso multimodale delle infrastrutture di ricarica, sia per auto private che per autobus o furgoni elettrici. La soluzione finale è stata ottenuta attraverso:

- la progettazione di tutti i componenti attivi e passivi;
- lo sviluppo del sistema di controllo;
- lo sviluppo di un accurato simulatore numerico del sistema;
- la progettazione e l'implementazione di un prototipo in scala.

Relativamente al sistema di controllo sono state sviluppate apposite tecniche per il controllo delle potenza attiva e reattiva lato rete, la minimizzazione dell'impatto sulla rete in caso di potenze diverse sulle porte di ricarica, il bilanciamento delle tensione dei DC bus del sistema ed il controllo dei processi di ricarica. Sono state sviluppate tecniche di modulazione e di controllo per lo stadio multilivello CHB che consentono di minimizzare le perdite e compensare le non linearità del sistema. Le prove sperimentali sulle diverse funzionalità del prototipo in scala hanno pienamente validato la soluzione proposta. Su quest'ultimo

diverse ottimizzazioni a livello dei componenti passivi possono essere fatte per incrementare l'efficienza complessiva del sistema di conversione. Ulteriori incrementi di efficienza possono essere conseguiti controllando il funzionamento dei DHB di uscita in modalità *soft-switching*. Data la natura variabile della tensione di ingresso e di uscita dei DHB per l'applicazione considerata, sarà necessario sviluppare una regione di variazione dell'angolo di sfasamento δ in funzione del duty cycle D tale da garantire con continuità il funzionamento in *soft-switching*.

Le potenzialità della soluzione proposta in termini di scalabilità e applicazioni sono enormi, in quanto:
-è possibile adattare il sistema a diversi livelli di tensione in ingresso;
-l'uscita può essere facilmente e dinamicamente configurabile in funzione del tipo di ricarica che si vuole attivare (più ricariche lente o fast, oppure singole ricariche *ultra-fast*);
-l'hardware e la struttura di conversione possono essere ampliati anche successivamente alla prima installazione;
-lo stesso stadio intermedio di accumulo consente di implementare agevolmente in V2G, fornendo un ulteriore grado di libertà nell'utilizzo dell'energia prelevata dal veicolo verso la rete per l'attivazione di servizi ancillari o per l'utilizzo di altri carichi;
-i regimi di carica e scarica, nonché la tipologia di utilizzo delle batterie del convertitore proposto consente di utilizzare per questa applicazione batterie di trazione in "*second-life*".

La ricerca proseguirà nei prossimi anni, sempre in collaborazione con ENEA e con il supporto dell'EPFL di Losanna e dell'azienda Imperix, focalizzandosi sul miglioramento delle prestazioni e dell'efficienza del convertitore, nonché sull'implementazione del V2G e sull'integrazione ottimale sia del sistema di accumulo che di ulteriori input energetici provenienti dalla generazione distribuita e, nello specifico, dalle fonti rinnovabili.

7 Riferimenti bibliografici

I riferimenti bibliografici devono essere richiamati nel testo con numeri progressivi tra parentesi quadre e riportati a fine testo con il seguente formato:

1. G. Tomasso, M. Di Monaco, M. D'Arpino, U. Abronzini, *"Progettazione di un convertitore modulare per infrastrutture di ricarica con accumulo integrato"*, Report RdS/ PAR2013/099.
2. C. Attaianese, G. Tomasso, M. Di Monaco, M. D'Arpino, U. Abronzini, "*Validazione di un convertitore modulare per infrastrutture di ricarica multi-sorgente per l'ottimizzazione dei flussi di potenza nelle micro-grid*", Report RdS/PAR2014/104.
3. Ricerca sul Sistema Energetico – RSE SpA, "*E… muoviti! Mobilità elettrica a sistema*", Editore Alkes, ISBN 978-88-907527-3-5, 2013.
4. Vasiladiotis, Michail, and Alfred Rufer. *"A modular multiport power electronic transformer with integrated split battery energy storage for versatile ultrafast EV charging stations."* IEEE Transactions on Industrial Electronics 62.5 (2015): 3213-3222.
5. Vasiladiotis, Michail. *"Modular Multilevel Converters with Integrated Split Battery Energy Storage"*. Doctoral dissertation, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE, 2014.
6. Maharjan, L., Inoue, S., & Akagi, H. (2008). *"A transformerless energy storage system based on a cascade multilevel PWM converter with star configuration."* IEEE Transactions on Industry Applications, 44(5), 1621-1630.
7. Jauch, Felix Thomas. "*Medium Voltage AC-DC Converter Systems for Ultra-Fast Charging Stations for Electric Vehicles"*. Diss. Dissertation, ETH-Zürich, 2016, Nr. 23280, 2016.
8. Mohan, Ned, and Tore M. Undeland. "*Power electronics: converters, applications, and design"*. John Wiley & Sons, 2007.
9. Tao, Haimin, Jorge L. Duarte, and Marcel AM Hendrix. *"Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching." IEEE transactions on power electronics* 23.2 (2008): 782-792.

10. Peng, F. Z., Li, H., Su, G. J., & Lawler, J. S. (2004). *"A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application".* IEEE Transactions on Power Electronics, 19(1), 54-65.
11. Malinowski, Mariusz, et al. *"A survey on cascaded multilevel inverters." IEEE transactions on industrial electronics* 57.7 (2010): 2197-2206.
12. Rodriguez, Jose, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. *"Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications." IEEE Transactions on industrial electronics* 49.4 (2002): 724-738.
13. Franquelo, L. G., Rodriguez, J., Leon, J. I., Kouro, S., Portillo, R., & Prats, M. A. (2008). *"The age of multilevel converters arrives*. *IEEE industrial electronics magazine"*, *2*(2), 28-39.
14. Rashid, Muhammad H. *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. Academic press, 2010.
15. Rodríguez, José, et al. *"A high-performance vector control of an 11-level inverter." IEEE Transactions on Industrial Electronics* 50.1 (2003): 80-85.
16. A.M. Bazzi, P.T. Krein, J.W. Kimball, K. Kepley, *"IGBT and Diode Loss Estimation Under Hysteresis Switching"*, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, no. 3, pp. 1044-1048, March 2012.
17. Rivera, Sebastian, et al. *"Cascaded H-bridge multilevel converter topology and three-phase balance control for large scale photovoltaic systems." 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, 2012.
18. Wang, Liang, et al. *"Power and Voltage Balance Control of a Novel Three-Phase Solid-State Transformer Using Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters for Microgrid Applications." IEEE Transactions on Power Electronics* 31.4 (2016): 3289-3301.
19. Attaianese, C., D'Arpino, M., Di Monaco, M., & Tomasso, G. (2014, May). *"Recursive dead time compensation techniques for PV system power converters"*. In *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of* (pp. 1-8). VDE.
20. Abronzini, Umberto, Ciro Attaianese, Matilde D'Arpino, Mauro Di Monaco, and Giuseppe Tomasso. "*FPGA Digital Control for VSI Nonlinearity Effect Compensation*." *PCIM Europe 2016* (2016).
21. U. Abronzini, C. Attaianese, M. D'Arpino, M. Di Monaco and G. Tomasso, *"Steady-State Dead-Time Compensation in VSI," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 9, pp. 5858-5866, Sept. 2016.*

Curriculum scientifico del gruppo di lavoro

Il gruppo di lavoro coinvolto nell'attività di ricerca ha sede nel DIEI, Dipartimento di Ingegneria Elettrica e dell'Informazione, dell'Università degli Studi di Cassino e del Lazio Meridionale. Il DIEI promuove e coordina attività di ricerca in settori cruciali per lo sviluppo tecnologico: energia, automazione industriale, veicoli elettrici, qualità e sicurezza, controlli automatici, sistemi elettrici, elettronica di potenza, informatica e telecomunicazioni. I ricercatori coinvolti in questo progetto di ricerca fanno parte principalmente del Settore scientifico-disciplinare ING-IND/32: Convertitori, Macchine ed Azionamenti Elettrici.
Il responsabile scientifico del gruppo di lavoro è il Prof. Giuseppe Tomasso, autore di oltre 120 Pubblicazioni Scientifiche su riviste internazionali e atti di conferenze. Le principali attività di ricerca del gruppo sono state incentrate negli ultimi anni prevalentemente sui convertitori statici di energia elettrica ad alta efficienza, sui sistemi di accumulo, sulle *smart-grid,* sul powertrain di veicoli elettrici e ibridi e sulla ICT applicata alla distribuzione e gestione di reti e di impianti industriali. Sono state svolte numerose ricerche nell'ambito della gestione dei flussi di potenza da fonti rinnovabili di energia e dei sistemi di conversione e accumulo energetico per veicoli elettrici. Nel campo delle propulsione elettrica sono state sviluppate ed implementate soluzioni innovative per i sistemi di conversione statica dell'energia elettrica basate su strutture multilivello e modulari. Le attività di ricerca del gruppo di lavoro sono state svolte presso il Laboratorio di Automazione Industriale (LAI) del DIEI, di cui il Prof. Giuseppe Tomasso è il responsabile scientifico.