

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITA' DI BOLOGNA

SECONDA FACOLTA' DI INGEGNERIA
CON SEDE A CESENA

CORSO DI LAUREA IN
INGEGNERIA MECCANICA
Classe L-9

Sede di Forlì

ELABORATO FINALE DI LAUREA IN

Azionamenti Elettrici

***Studio e simulazione di un inverter di tipo Z per
veicoli elettrici***

CANDIDATO

Andrea Rotondi

RELATORE

Prof. Angelo Tani

Anno accademico 2011/2012

Sessione II

*Ai miei genitori
che hanno sempre creduto in me.*

Indice

Introduzione	VII
Capitolo 1 – Generalità sui veicoli elettrici	1
1.1 Introduzione	1
1.2 Veicolo puro elettrico	2
1.3 Veicolo ibrido serie	3
1.4 Veicolo ibrido parallelo	5
1.5 Veicolo ibrido serie-parallelo	6
1.6 Veicolo ibrido complesso	7
1.7 Veicolo ibrido bimodale	9
1.8 Veicolo ibrido pesante	9
1.9 Veicolo ibrido plug-in	10
1.10 Veicolo a idrogeno (cella a combustibile)	11
Capitolo 2 – Z-source Inverter	13
2.1 Introduzione	13
2.2 Z-source Converter	17
2.3 Z-Source Inverter alimentato da cella a combustibile	19
2.3.1 Circuito equivalente e principio di funzionamento	21
2.3.2 Analisi del circuito e tensioni ottenibili in output	23
2.4 Requisiti di induttanza e condensatore nella rete Z-source	27
2.5 Parametri della rete di impedenze	28
2.6 Altre tipologie di Z-source	30
2.7 Modulazione Double-Sided per Chopper Z-source	32
2.8 Tecniche di controllo PWM per Inverter Trifase Z-source	37

2.9 Modulazione SVPWM per Inverter trifase Z-source	43
Capitolo 3 – Simulazione di un Chopper Z-source	49
3.1 Introduzione	49
3.2 Presentazione del Software	49
3.3 Modellizzazione del Chopper Z-source	50
3.4 Simulazione con modulazione Double-Sided	52
3.5 Analisi dei risultati ottenuti con la simulazione con modulazione Double-Sided	54
Capitolo 4 – Simulazione di un Inverter trifase Z-source	57
4.1 Introduzione	57
4.2 Modellizzazione dell’Inverter trifase Z-source	57
4.3 Simulazione con modulazione SVPWM	61
4.4 Analisi dei risultati ottenuti con la simulazione con modulazione SVPWM	61
Conclusioni	65
Bibliografia	67

INTRODUZIONE

Lo sviluppo delle automobili è stato consisteste da molti punti di vista, come il confort, la sicurezza, l'estetica, il rendimento, ma la propulsione è ancora affidata ad un motore a combustione interna. Il motore a combustione interna si adatta molto bene ai requisiti della trazione stradale ma, nonostante i miglioramenti introdotti, rimane comunque un motore a forte impatto ambientale. In particolare le principali fonti di inquinamento sono particolato, benzene, etc oltre all'emissione diretta in atmosfera di anidride carbonica, uno delle principali cause dell'effetto serra. Per questi motivi vengono imposti limiti sempre più restrittivi che riguardano le emissioni inquinanti, oltre alle imposizioni di fastidiose restrizioni al traffico in città. Oltre all'importante questione dell'inquinamento, il costo del carburante è salito in maniera imprevedibile negli ultimi anni. Per tutta questa serie di motivi si è pensato di introdurre una autovettura che limitasse le emissioni e calasse in modo significativo i consumi. La scelta è ricaduta su autovetture che utilizzassero come sistemi di propulsione anche o solamente un motore elettrico in modo da ridurre o completamente annullare le emissioni inquinanti oltre che a ridurre drasticamente il costo per la movimentazione del veicolo, cioè ottimizzando i consumi nel caso in cui il motore elettrico affianchi il motore a combustione interna (siamo nei casi dei veicoli ibridi), oppure ricaricando il veicolo dalla rete elettrica con un costo decisamente inferiore rispetto a quello del carburante derivato dal petrolio. Una soluzione in continua fase di sviluppo è l'introduzione dei veicoli a idrogeno, con lo sfruttamento quindi di una cella a combustibile per ricavare energia elettrica dal combustibile. Il problema della cella a combustibile è che la sua tensione non rimane costante nel tempo ma può subire variazioni rilevanti rischiando di non fornire al motore elettrico la tensione che richiede. Per questo motivo è

opportuno inserire un convertitore che innalzi la tensione ad un valore tale che il motore elettrico funzioni in maniera continuativa. Questo convertitore però ha come effetto un abbassamento del rendimento. Un'altra soluzione, allo studio in questa tesi, è l'introduzione della rete Z-source, in grado di aumentare la tensione ad un valore richiesto senza introdurre un convertitore, limitando per cui i costi. Nel Capitolo 1 sono descritte le tipologie di vetture elettriche dove la rete Z-source può trovare applicazione, in quanto per migliorare la trazione è possibile posizionare la rete Z-source dopo le batterie per aumentarne la tensione. Nel Capitolo 2 sono descritte le varie tipologie di convertitori ad alimentazione in tensione o in corrente con i loro limiti e introdotta la rete Z-source. In questo capitolo, inoltre, sono proposte delle tecniche di modulazione per i Chopper Z-source (monofase) e per gli Inverter Z-source (trifase). I Capitoli 3 e 4 sono dedicati alla simulazione rispettivamente della tecnica di controllo per il Chopper Z-source e per l'inverter Z-source..

Capitolo 1

GENERALITA' SUI VEICOLI ELETTRICI

1.1 Introduzione

Esistono diverse tipologie di veicoli alimentati con motori elettrici. Oltre ai veicoli “puro elettrico”, spinti da un motore elettrico alimentato da batterie ricaricabili, si è introdotta una classe di veicoli definita ibrida. I veicoli ibridi sono spinti da un motore a combustione interna e da un motore elettrico con configurazioni in serie o in parallelo. Il motore a combustione interna fornisce al veicolo una notevole autonomia che deriva dall'elevata energia specifica del carburante presente nel serbatoio, mentre il motore elettrico aumenta l'efficienza e ottimizza il consumo del carburante, recuperando energia durante la frenata e immagazzinando l'energia in eccesso proveniente dal motore termico durante i movimenti inerziali. Tradizionalmente esistono due categorie base dei veicoli ibridi, che prendono in nome di ibrido serie e ibrido parallelo. Nei veicoli ibridi serie, il motore a combustione fornisce un output meccanico che è convertito in elettrico mediante l'utilizzo di un generatore, collegati tra loro mediante un albero. L'energia elettrica, che deriva da tale conversione, può caricare le batterie oppure le può bypassare per alimentare un motore elettrico che a sua volta aziona le ruote della vettura. Questo motore elettrico può essere anche utilizzato per recuperare energia durante la frenata. Un veicoli ibrido parallelo ha entrambe i motori, termico e elettrico, accoppiati alla trasmissione finale

ad albero alle ruote mediante frizione. Questa configurazione permette ai motori di fornire potenza alle ruote o contemporaneamente, o solo con il motore a combustione interna, o solo con il motore elettrico. Quest'ultimo è anche utilizzato per recuperare energia durante la frenata e immagazzinare l'energia in eccesso proveniente dal motore termico durante i movimenti inerziali. Recentemente sono stati sviluppati anche veicoli ibridi serie-parallelo e veicoli ibridi complessi con lo scopo di migliorare le prestazioni in termini di potenza e ottimizzare i consumi di carburante. Esiste, inoltre, la possibilità di installare a bordo un dispositivo che permette la ricarica delle batterie dall'esterno direttamente dalla rete elettrica. Infine esiste una classe di veicoli, alimentati ad idrogeno, che sfruttano una cella a combustibile per produrre energia elettrica da trasferire al motore elettrico.

1.2 Veicolo puro elettrico

Un motore elettrico, se opportunamente controllato, ha una caratteristica meccanica molto simile a quella di un motore a combustione interna e per questo motivo è compatibile con l'utilizzo su un'autovettura. Per quanto riguarda il controllo di trazione, è sufficiente utilizzare un corretto azionamento elettrico eliminando quindi sia frizione che il cambio. Inoltre, il rendimento dell'azionamento elettrico è nettamente superiore a quello del motore a combustione interna a ogni velocità. Il veicolo elettrico puro, mostrato in figura 1.1, ha come problema principale l'accumulo di energia a bordo; inoltre, l'energia per unità di peso delle batterie ora in uso è notevolmente inferiore rispetto a quelle dei comuni combustibili e i costi d'acquisto, a parità di potenza erogata, sono nettamente a favore dei combustibili. Si deve anche aggiungere che il peso degli accumulatori risulta inaccettabile per autonomie elevate ed è proprio questo il grosso limite per questa categoria di vetture.

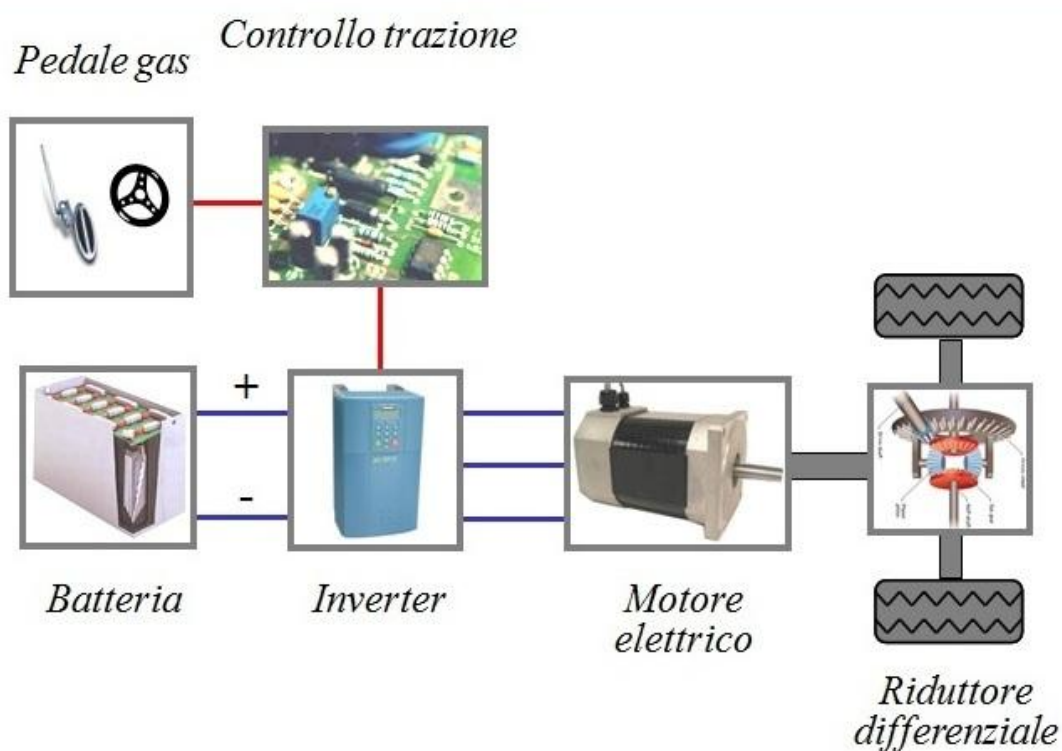


Fig. 1.1: Schema semplificato di un veicolo elettrico puro.

1.3 Veicolo ibrido serie

Nei veicoli ibrido serie, il motore a combustione fornisce un output meccanico che è convertito in elettrico mediante l'utilizzo di un generatore collegati tra loro mediante un albero. L'energia elettrica che deriva da tale conversione può caricare le batterie oppure le può bypassare per alimentare un motore elettrico che a sua volta aziona le ruote della vettura con una opportuna trasmissione meccanica. In pratica, come mostrato nella figura 1.2, è un veicolo elettrico "assistito" da un motore termico, che ha come obiettivo di aumentare l'autonomia in modo che sia comparabile con le autovetture tradizionali. A causa del disaccoppiamento tra motore termico e ruote, si ha un vantaggio in termini di flessibilità per il controllo da parte della centralina della coppia motore termico-generatore. Inoltre, si ha il vantaggio di una

semplicità delle trasmissioni. Servono tre dispositivi di propulsione, il motore a combustione interna, il generatore e il motore elettrico; pertanto, il rendimento del veicolo ibrido serie è generalmente basso. Un ulteriore svantaggio è che questi dispositivi di propulsione devono essere dimensionati in base alla massima potenza sostenibile come se il veicolo avesse lo scopo di scalare una lunga pendenza, e tutto ciò rende molto costoso il veicolo. D'altro canto, quando il veicolo è utilizzato per coprire brevi distanze in pianura, il sistema motore-generatore risulta sovradimensionato.

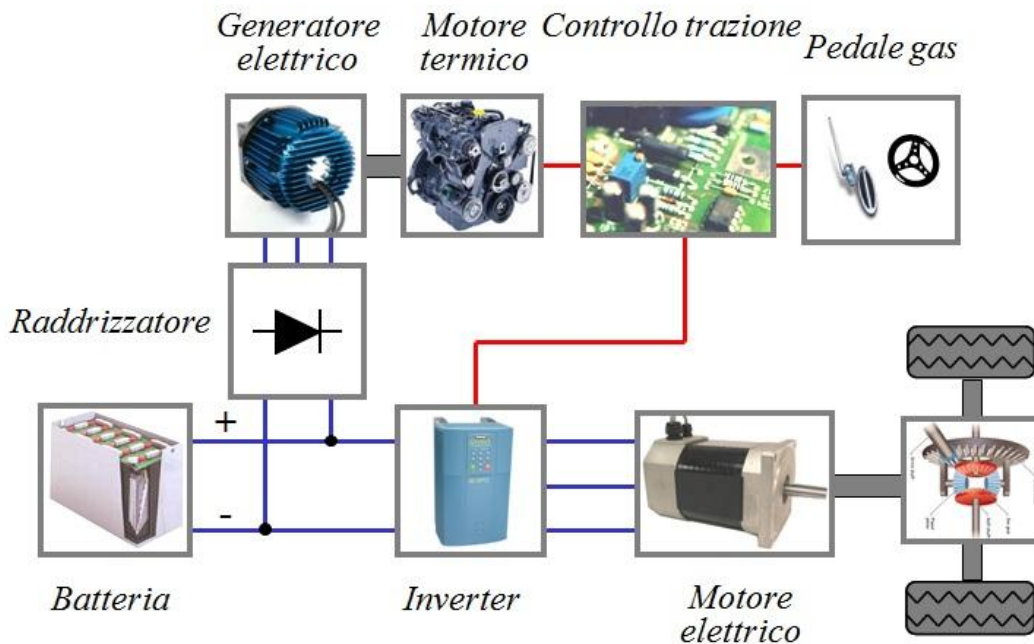


Fig. 1.2: Schema semplificato di un veicolo ibrido serie.

Esistono sei possibilità di funzionamento per questa tipologia di veicoli:

- 1) Modalità puro elettrico: il motore termico è spento e il veicolo è azionato solo dalle batterie;
- 2) Modalità solo motore termico: il veicolo è azionato solo dall'accoppiamento motore termico-generatore;
- 3) Modalità combinata: sia l'accoppiamento motore termico-

- generatore che la batteria forniscono potenza al motore elettrico;
- 4) Modalità divisione di potenza: l'accoppiamento motore termico-generatore divide la potenza: da una parte ricarica le batterie e dall'altra fornisce potenza per il movimento;
 - 5) Modalità ricarica in stazionamento;
 - 6) Modalità rigenerazione in frenata.

1.4 Veicolo ibrido parallelo

Nei veicoli ibrido parallelo sia il motore a combustione interna che il motore elettrico forniscono potenza in parallelo alle ruote motrici. Poiché sia il motore termico che il motore elettrico sono generalmente accoppiati con l'albero di trasmissione delle ruote mediante due frizioni, la potenza all'albero può essere fornita o solo dal motore termico, o solo dal motore elettrico, o da entrambi. In pratica, come mostrato in figura 1.3, è un veicolo tradizionale assistito da un motore elettrico col fine di raggiungere minori emissioni e minori consumi. Il motore elettrico può essere utilizzato come generatore per ricaricare le batterie durante la frenata oppure può assorbire potenza dal motore termico quando quella in output da quest'ultimo è maggiore di quella richiesta. Il veicolo ibrido parallelo necessita solo di due dispositivi di propulsione (vantaggio rispetto al serie), il motore a combustione interna e il motore elettrico. Un altro vantaggio rispetto alla configurazione in serie è che possono essere utilizzati motori, sia termico che elettrico, più piccoli ottenendo la stessa performance finché la batteria non è esaurita. Anche per lunghe percorrenze, è necessario dimensionare alla massima potenza sostenibile solo il motore termico mentre il motore elettrico può essere circa la metà.

Esistono varie possibilità di funzionamento per gli ibridi paralleli:

- 1) Modalità puro elettrico: il motore termico è spento e il veicolo è

- azionato dal solo motore elettrico;
- 2) Modalità veicolo tradizionale: il veicolo è azionato dal solo motore termico;
 - 3) Modalità combinata: sia il motore termico che il motore elettrico forniscono potenza all'albero di trasmissione;
 - 4) Modalità divisione di potenza: il motore termico divide la potenza: da una parte ricarica le batterie e dall'altra fornisce potenza per il movimento (il motore elettrico diventa generatore);
 - 5) Modalità ricarica in stazionamento;
 - 6) Modalità rigenerazione in frenata.

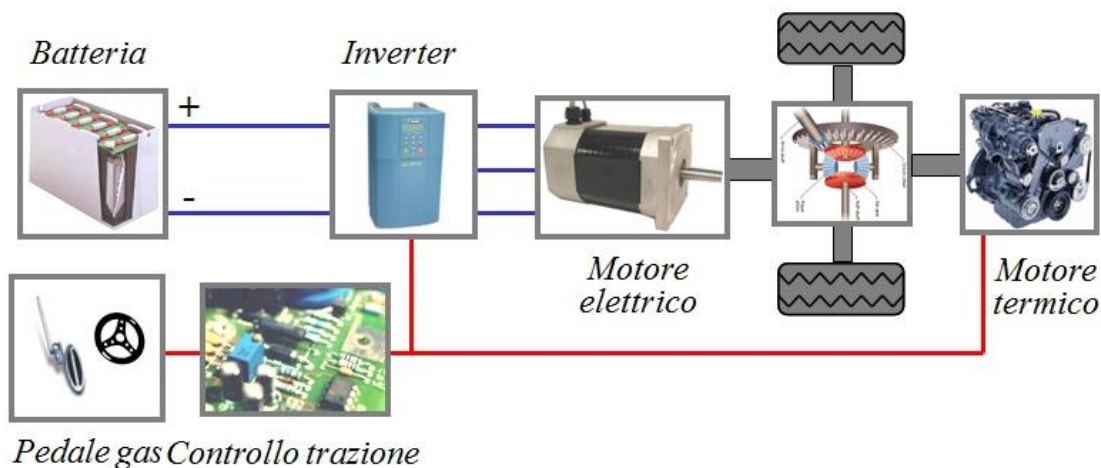


Fig. 1.3: Schema semplificato di un veicolo ibrido parallelo.

1.5 Veicolo ibrido serie-parallelo

Nella configurazione serie-parallelo, si incorporano nel veicolo ibrido le caratteristiche sia dell'ibrido serie sia dell'ibrido parallelo, aggiungendo un ulteriore collegamento meccanico rispetto all'ibrido serie e anche un generatore addizionale rispetto all'ibrido parallelo, come mostrato in

figura 1.4. Sebbene possieda i vantaggi sia del serie che del parallelo, l'ibrido serie-parallelo è relativamente più complicato e costoso. Tuttavia, con i progressi nelle tecnologie di controllo e di produzione, alcuni veicoli ibridi moderni adottano questo sistema.

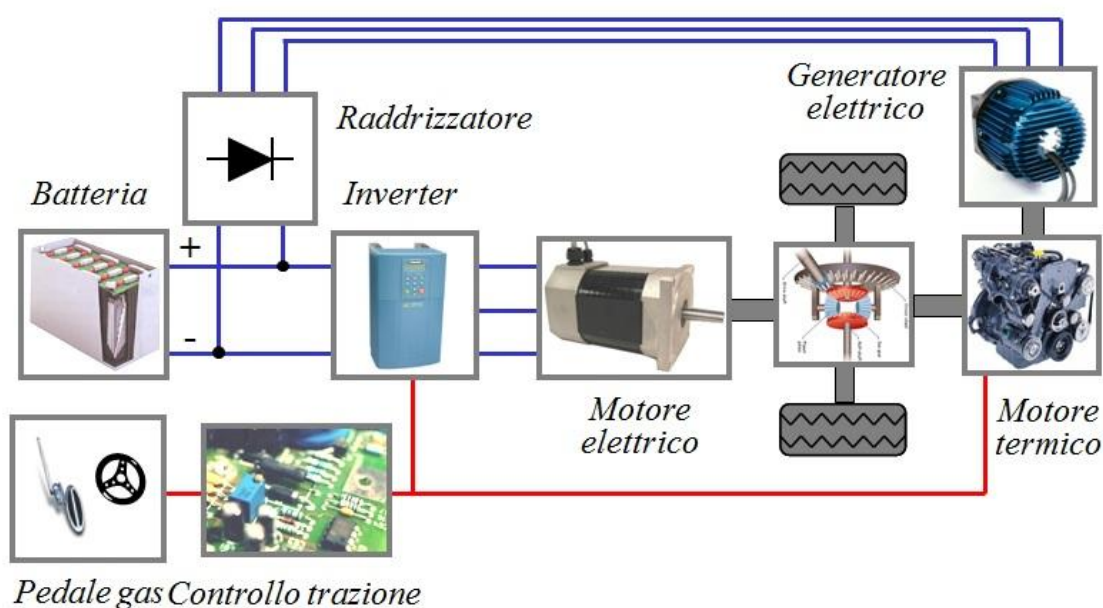


Fig. 1.4: Schema semplificato di un veicolo ibrido serie-parallelo.

1.6 Veicolo ibrido complesso

L'ibrido complesso è simile all'ibrido serie-parallelo, poiché il generatore e il motore elettrico sono entrambe macchine elettriche. Tuttavia, la differenza sostanziale è dovuta al flusso di potenza bidirezionale del motore elettrico nel veicolo ibrido complesso e del flusso unidirezionale del generatore nel serie-parallelo. Questo flusso bidirezionale di potenza può consentire metodi operativi versatili, specialmente la modalità con tre propulsori di potenza, che non può essere offerta dall'ibrido serie-parallelo. Simile ai veicoli serie-parallelo, il veicolo ibrido complesso è affetto da un'alta complessità e costo. Ciononostante è stato introdotto recentemente un veicolo ibrido

che adotta questo sistema per la propulsione su due assi. In figura 1.5 sono mostrate le varie tipologie fino qui descritte, in particolare il veicolo ibrido complesso in figura 1.5 (d).0

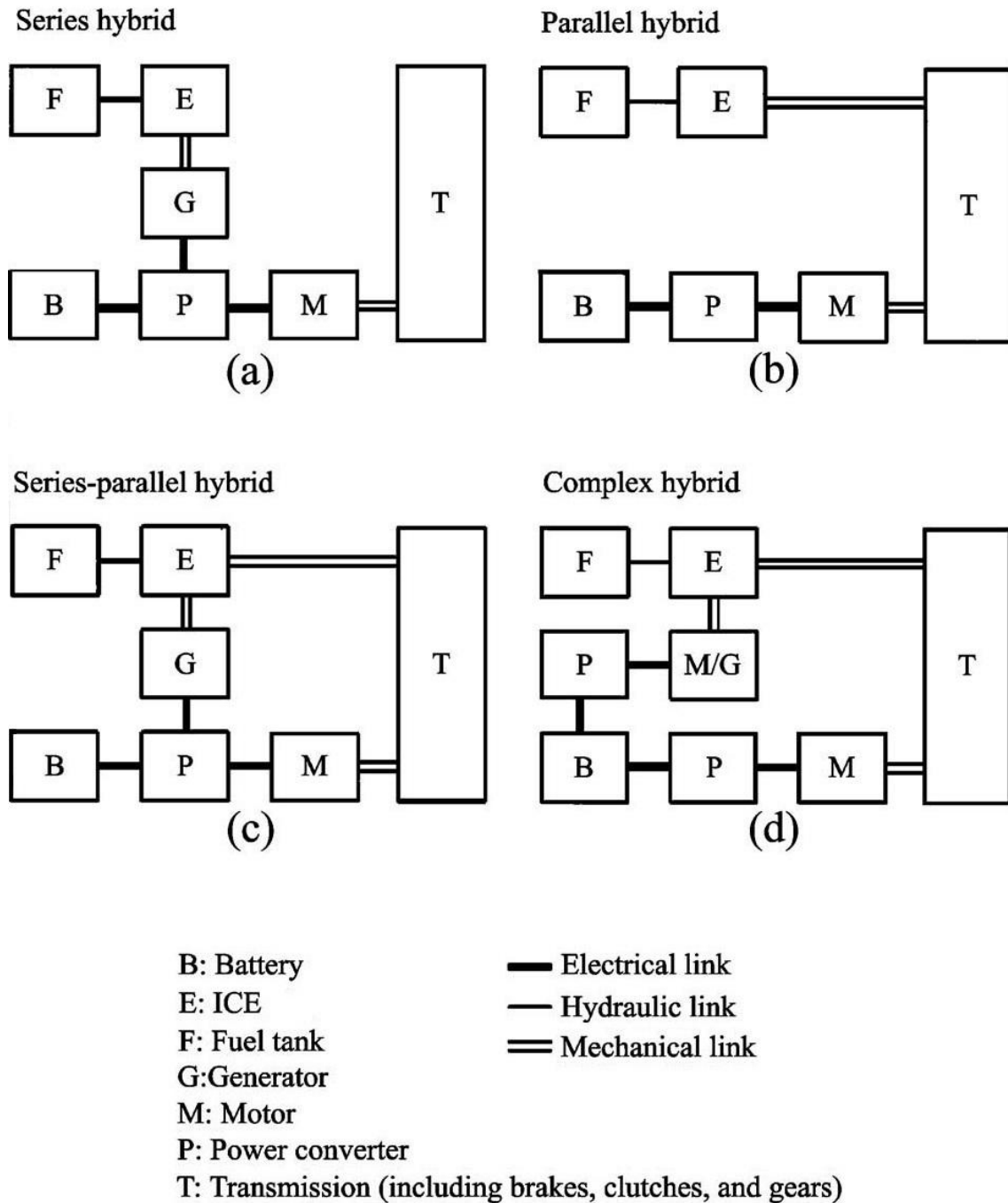


Fig. 1.5: (a) ibrido serie; (b) ibrido parallelo; (c) ibrido serie-parallelo (d) ibrido complesso.

1.7 Veicolo ibrido bimodale

Nei veicoli ibridi di tipo bimodale il motore termico aziona le ruote anteriori, mentre il motore elettrico aziona quelle posteriori, per cui il recupero di energia alla frenata è limitato solamente alle ruote posteriori, come mostrato in figura 1.6. Uno dei maggiori vantaggi di questi veicoli è la semplicità del sistema meccanico, inoltre il costo risulta accettabile.

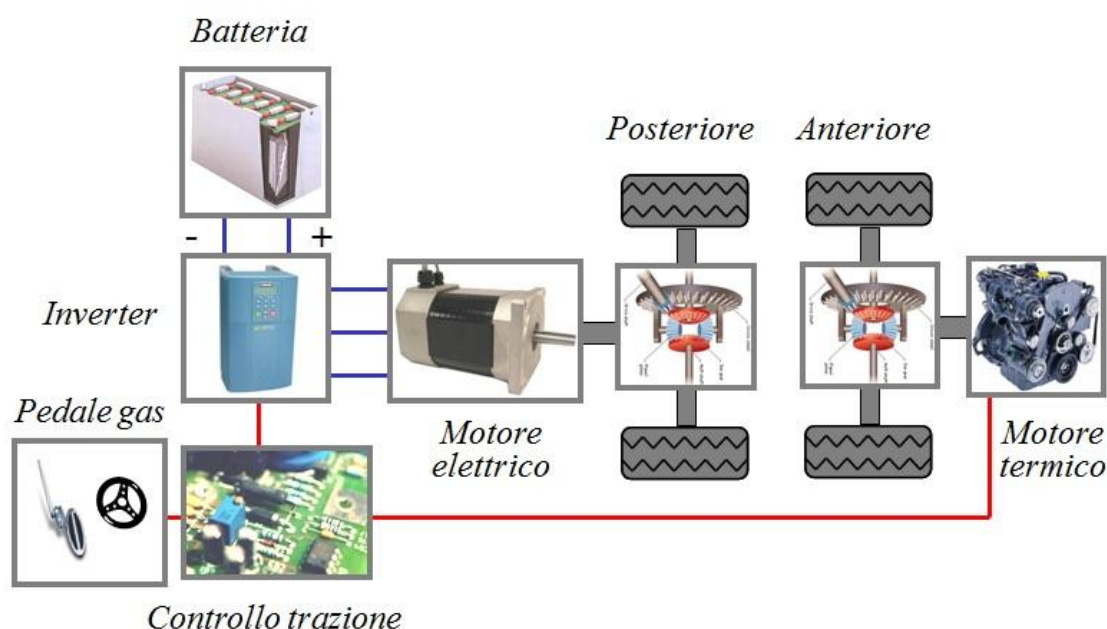


Fig. 1.6: Schema semplificato di un veicolo ibrido bimodale.

1.8 Veicolo ibrido pesante

I veicoli tipicamente usati per consegne sono uno speciale tipo di veicoli, di solito denominati veicoli pesanti. Quando ibridato, questo veicolo viene denominato ibrido pesante. Gli ibridi pesanti possono essere sia con configurazione serie che parallelo e possono avere come combustibile benzina o diesel.

1.9 Veicolo ibrido plug-in

I veicoli ibridi di tipo plug-in hanno una batteria ad alta densità di energia che può essere caricata esternamente e, inoltre, può utilizzare la modalità puro elettrico per un periodo maggiore rispetto alle altre vetture ibride che ha come risultato un minor consumo di carburante. Negli ibridi plug-in è installato a bordo un carica batterie che permette la ricarica direttamente dalla rete elettrica, aumentando l'efficienza del veicolo. La caratteristica plug-in può essere applicata su ogni tipologia di veicolo ibrido; in figura 1.7, per esempio, è mostrato un veicolo ibrido serie plug-in.

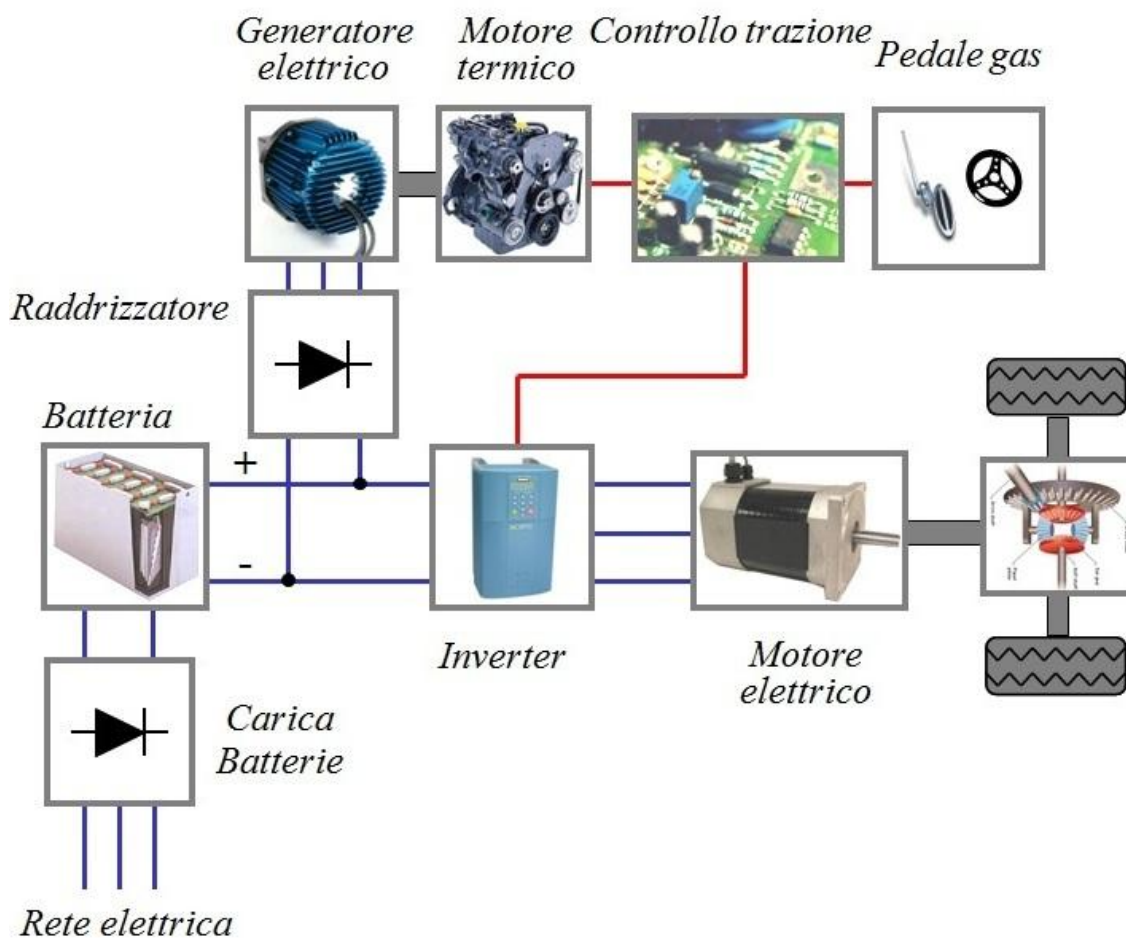


Fig. 1.7: Schema semplificato di un veicolo ibrido serie plug-in.

1.10 Veicolo a idrogeno (cella a combustibile)

I veicoli alimentati a cella a combustibile possono essere considerati come veicoli ibridi di tipo serie. Uno schema di questi veicoli è mostrato in figura 1.8. La cella combustibile a bordo produce elettricità, che è utilizzata o per fornire potenza al motore che fornisce propulsione oppure immagazzinata in batterie a bordo per essere utilizzata in futuro. Questa tipologia di veicolo pur avendo elevatissima autonomia con zero emissioni è molto costosa. Inoltre la tecnologia per sfruttare a pieno questo veicolo non risulta tuttora disponibile, compresa la rete di distribuzione dell'idrogeno, aggiunto al problema della produzione di quest'ultimo.

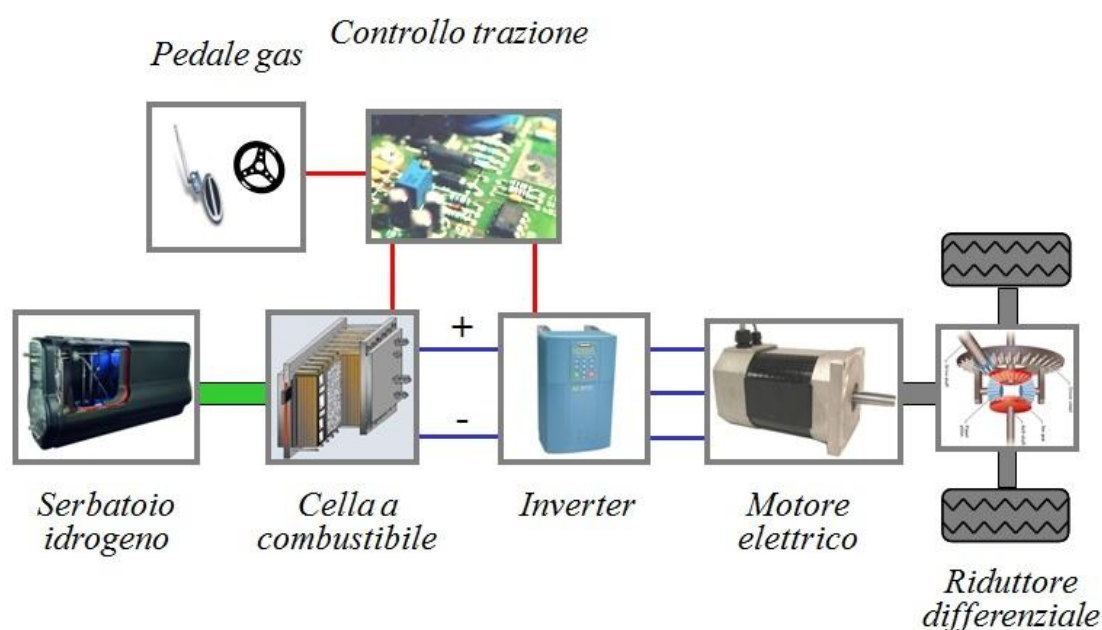


Fig. 1.8: Schema semplificato di un veicolo a idrogeno.

Poiché la cella a combustibile produce una tensione che dipende fortemente dalla corrente erogata, quindi ampiamente variabile, risulta problematico l'utilizzo di un tradizionale inverter a tensione impressa in quanto quest'ultimo non può produrre una tensione alternata in uscita

che sia più grande della tensione continua in ingresso e si rende necessario l'utilizzo di un secondo convertitore di tipo boost tra la cella a combustibile e l'inverter. Lo svantaggio che ne deriva è una riduzione del rendimento dovuta al funzionamento in cascata dei due convertitori.

Capitolo 2

Z-SOURCE INVERTER

2.1 Introduzione

Esistono due tradizionali tipi di convertitori: i convertitori alimentati in tensione (V-source) e i convertitori alimentati in corrente (I-source) (oppure inverter, ciò dipende dalla direzione del flusso di potenza). La figura 2.1 mostra la struttura di un convertitore tradizionale a tensione impressa: una sorgente di tensione continua supportata da un condensatore di relativa grande capacità che alimentano il principale circuito di conversione, un ponte trifase.

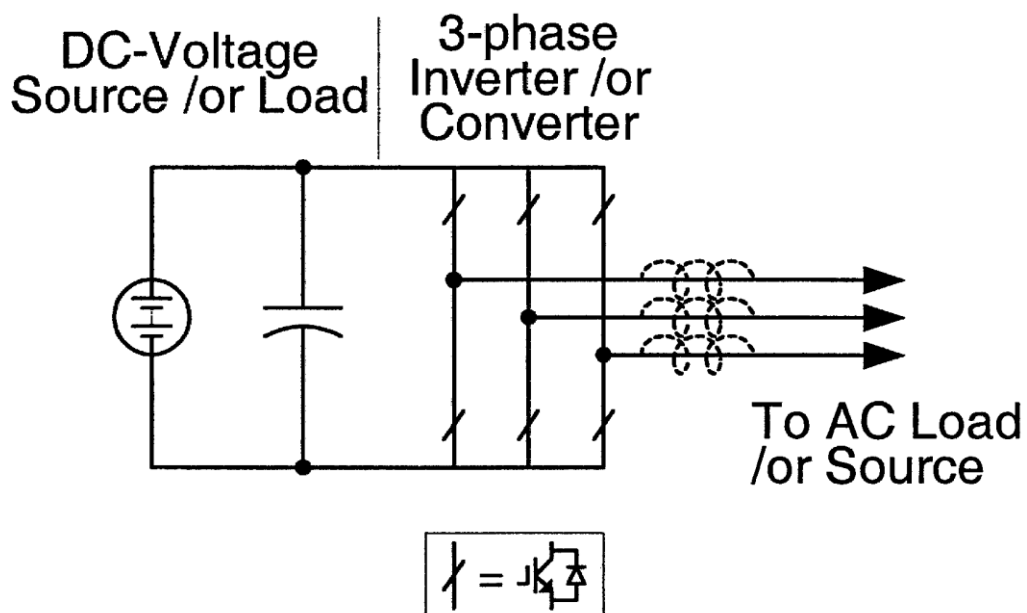


Fig. 2.1: Convertitore tradizionale di tipo V-source.

La sorgente di tensione continua potrebbe essere una batteria, una cella a combustibile, un raddrizzatore a diodi e/o un condensatore. Nel principale circuito di conversione sono utilizzati sei interruttori che sono normalmente composti da un transistor di potenza collegato con un diodo in antiparallelo per fornire un flusso di corrente bidirezionale e la capacità di blocco unidirezionale per quanto riguarda la tensione. Il convertitore V-source è ampiamente utilizzato ma, nonostante ciò, ha i seguenti limiti:

- La tensione alternata in uscita è superiormente limitata e non può superare il valore della tensione continua in ingresso oppure la tensione continua deve essere maggiore rispetto alla tensione alternata in ingresso. Perciò l'inverter V-source è un convertitore buck (step-down) per la conversione da tensione continua a tensione alternata e il convertitore V-source è un convertitore boost (step-up) per la conversione da tensione alternata a tensione continua costante. Per le applicazioni dove è desiderabile ottenere una tensione superiore e quella costante disponibile è limitata, occorre un ulteriore convertitore boost in continua per ottenere la tensione alternata desiderata in uscita. L'ulteriore stadio di conversione aumenta il costo del circuito e ne diminuisce il rendimento.
- I dispositivi superiori e inferiori di ogni ramo di fase non possono essere commutati simultaneamente, in quanto si corre il rischio di un cortocircuito in grado di danneggiare i componenti. Questa problematica condiziona più di ogni altro l'affidabilità del convertitore. Perciò è necessario nel convertitore V-source fornire un periodo dove sono aperti sia il dispositivo superiore che inferiore (tempo di interblocco), causando distorsioni delle forme d'onda, etc.
- In alcuni casi si rende necessario un filtro LC in uscita per fornire

una tensione sinusoidale comparabile con l'inverter I-source, che causa una perdita di potenza addizionale e difficoltà di controllo.

La figura 2.2 mostra la struttura di un convertitore tradizionale a corrente impressa: una sorgente di corrente continua che alimenta il principale circuito di conversione, un ponte trifase.

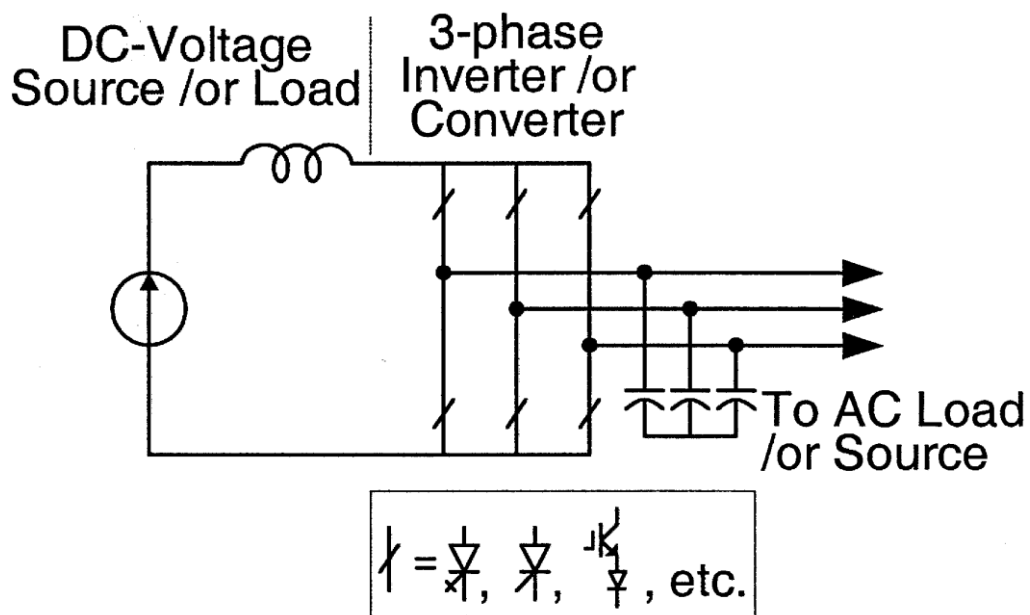


Fig. 2.2: Convertitore tradizionale di tipo I-source.

La sorgente di corrente continua potrebbe essere un induttore di relativa grande induttanza, una cella a combustibile oppure un raddrizzatore controllato a SCR. Nel principale circuito di conversione sono utilizzati sei interruttori che sono normalmente composti da un dispositivo di commutazione a semiconduttore con la capacità di blocco nel caso di inversione della corrente, per esempio un GTO (Gate-turn-off) o SCR (Silicon Controlled Rectifier) oppure un transistor di potenza collegato in serie con un diodo per fornire un flusso di corrente unidirezionale e la capacità di bloccare la tensione bidirezionalmente. Nonostante ciò, il convertitore I-source ha i seguenti limiti:

- La tensione alternata in uscita deve essere maggiore rispetto

all'originale tensione continua che alimenta l'induttore o che la tensione continua prodotta è sempre minore rispetto alla tensione alternata in input. Perciò l'inverter I-source è un convertitore boost (step-up) per la conversione da tensione continua a tensione alternata e il convertitore I-source è un convertitore buck (step-down) per la conversione da tensione alternata a tensione continua. Per le applicazioni dove è desiderabile ottenere un ampio range di tensione, occorre un ulteriore convertitore buck (o boost) in continua. L'ulteriore stadio di conversione aumenta il costo del circuito e ne diminuisce il rendimento.

- Almeno uno dei dispositivi superiori e uno dei dispositivi inferiori deve essere attivo e mantenuto attivo in ogni momento. Altrimenti, si ottiene un circuito aperto con l'induttanza con il conseguente danneggiamento dei dispositivi. Il problema del circuito aperto che nasce con l'interruzione del segnale di gate causata dai disturbi è il problema che desta più preoccupazioni per l'affidabilità del convertitore. È necessario una sovrapposizione temporale per una sicura commutazione per la corrente nel convertitore I-source, che però causa distorsioni nella forma d'onda, etc.
- Gli interruttori principali del convertitore I-source devono bloccare il flusso di tensione inverso e questo richiede un diodo in serie utilizzato in combinazione con transistor ad alta velocità ed elevate performance come gli IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Questo previene l'uso diretto di moduli IGBT low-cost ad elevate prestazioni e IPM (Intelligent Power Module).

In più, sia il convertitore V-source che il convertitore I-source hanno i seguenti problemi comuni:

- Sono o convertitori boost o convertitori buck ma non possono essere convertitori buck-boost. Per questo, il range di tensione

ottenibile in uscita è limitato ad essere o maggiore o minore rispetto alla tensione in ingresso.

- I loro circuiti principali non possono essere intercambiabili. In altre parole, né il circuito principale del convertitore V-source può essere utilizzato per il convertitore I-source, né viceversa.
- Sono vulnerabili ai disturbi in termini di affidabilità.

2.2 Z-source converter

Per superare i problemi dei convertitori V-source e I-source, si introduce il convertitore Z-source [1]. La figura 2.3 mostra la struttura generale del convertitore Z-source.

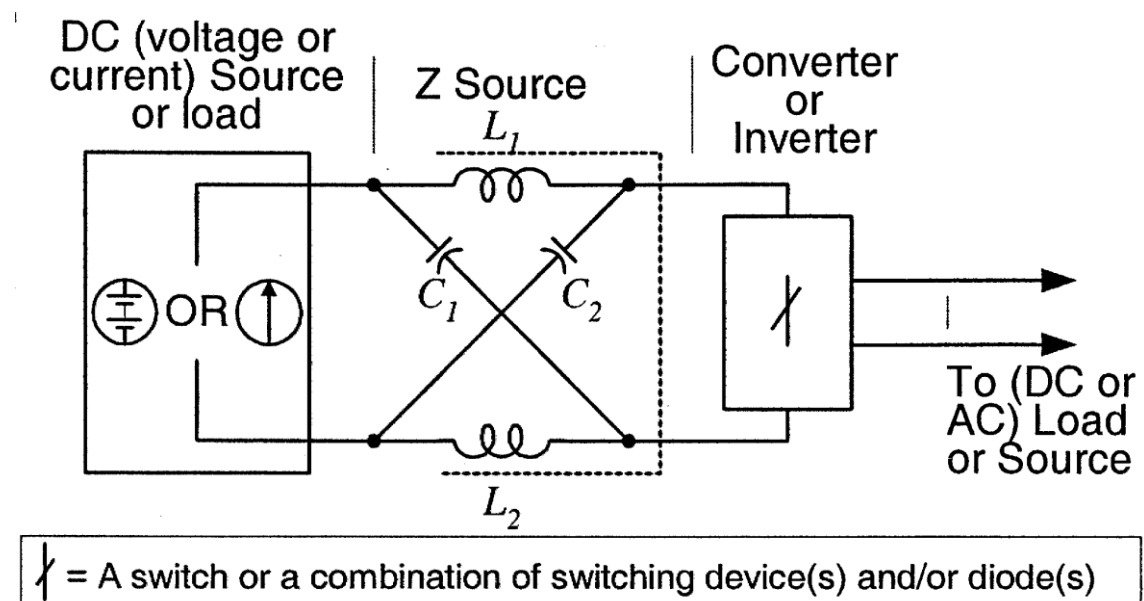


Fig. 2.3: Struttura generale del Convertitore Z-source.

Questo utilizza una interfaccia di tipo LC (impedenza) per collegare il circuito principale a una sorgente, a un carico oppure ad un ulteriore convertitore, per fornire potenzialità che non possono essere ottenute nei tradizionali convertitori V-source o I-source dove sono utilizzati

rispettivamente condensatori oppure induttanze. Il convertitore Z-source supera i limiti sopra menzionate dei tradizionali convertitori V-source e I-source e fornisce un nuovo concetto di conversione. In figura 2.3, una rete composta da due porte, che consistono in due induttanze separate, L_1 e L_2 , e condensatori, C_1 e C_2 connessi ad X, è utilizzata per fornire una sorgente di impedenze (Z-source) che colleghi il convertitore (o inverter) alla sorgente continua, al carico oppure ad un altro convertitore. La sorgente/carico continua può essere una sorgente/carico sia di tensione che di corrente. Pertanto, la sorgente continua può essere una batteria, un raddrizzatore a diodi, un raddrizzatore controllato, una cella a combustibile, un induttanza, un condensatore o una combinazione di questi. Gli interruttori utilizzati nel convertitore possono essere una combinazione di dispositivi di commutazione e diodi nella configurazione in antiparallelo, come mostrato in figura 2.1, oppure nella configurazione in serie, come mostrato in figura 2.2, etc. Per esempio, le figure 2.4 e 2.5 mostrano due configurazioni di Z-source inverter trifase. Le induttanze L_1 e L_2 possono essere fornite con un induttore split oppure due induttanze separate. Il concetto Z-source può essere applicato alle conversioni da continua a alternata, da alternata a continua, da alternata a alternata, da continua a continua.

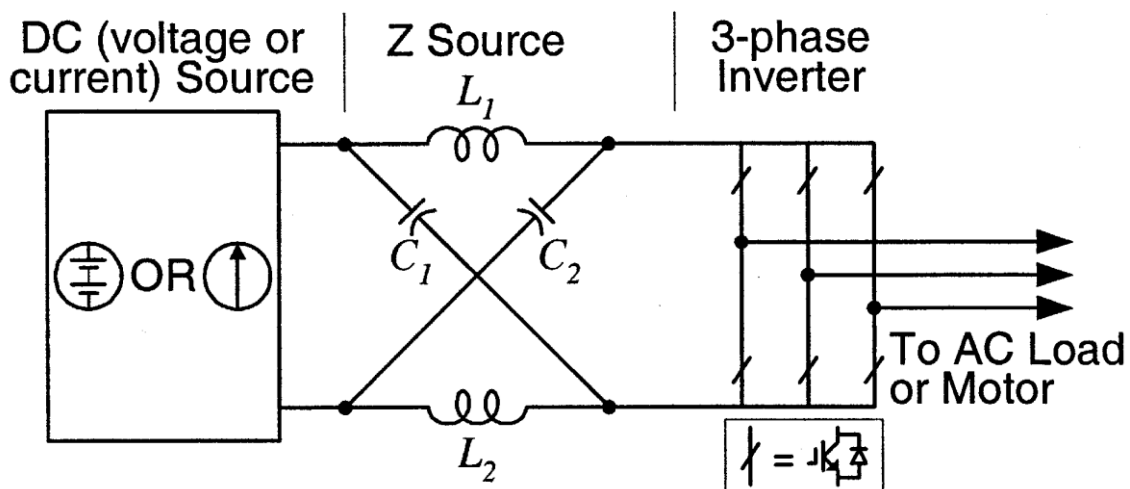


Fig. 2.4: Struttura del convertitore Z-source che utilizza la combinazione in antiparallelo tra dispositivi di commutazione e diodi.

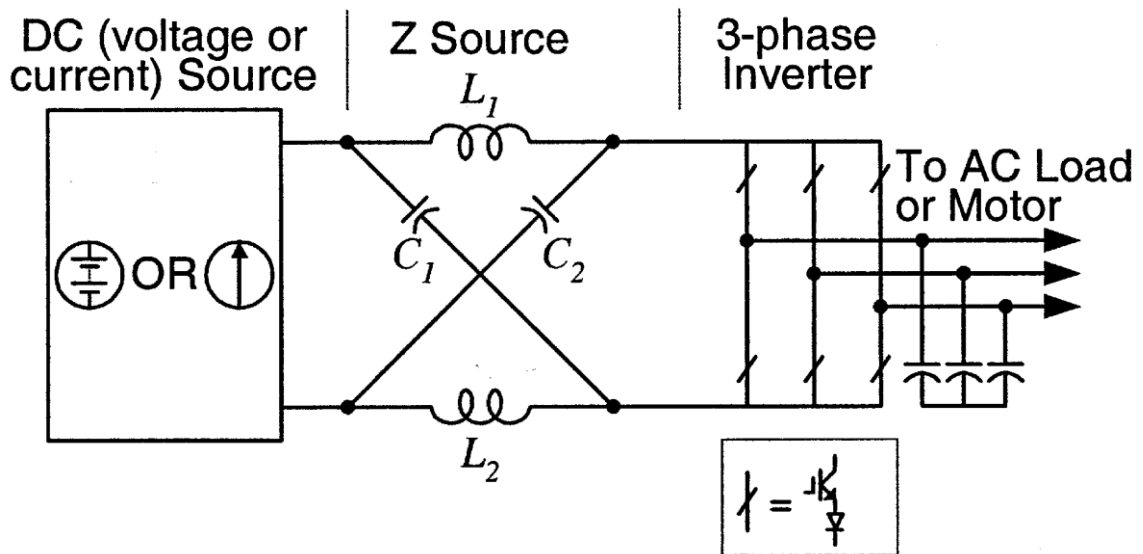


Fig. 2.5: Struttura del convertitore Z-source che utilizza la combinazione in serie tra dispositivi di commutazione e diodi.

2.3 Z-source Inverter alimentato da cella a combustibile

Per descrivere il funzionamento e il controllo, si considera una applicazione del convertitore Z-source: lo Z-source inverter per la conversione della corrente da continua a alternata utilizzata per le applicazioni con cella a combustibile.

La figura 2.6 mostra il tradizionale convertitore a due stadi di conversione per le applicazioni con cella a combustibile. Poiché la cella a combustibile produce una tensione ampiamente variabile (rapporto 2:1) che dipende dalla corrente erogata dalle batterie, per i veicoli a cella a combustibile è necessario l'utilizzo di un convertitore boost da tensione continua a continua perché l'inverter V-source non può produrre una tensione alternata in uscita che sia più grande della tensione continua in ingresso. La figura 2.7 mostra l'inverter Z-source per alcune applicazioni di cella a combustibile, dove può direttamente produrre una

tensione alternata maggiore o minore rispetto a quella fornita della cella a combustibile.

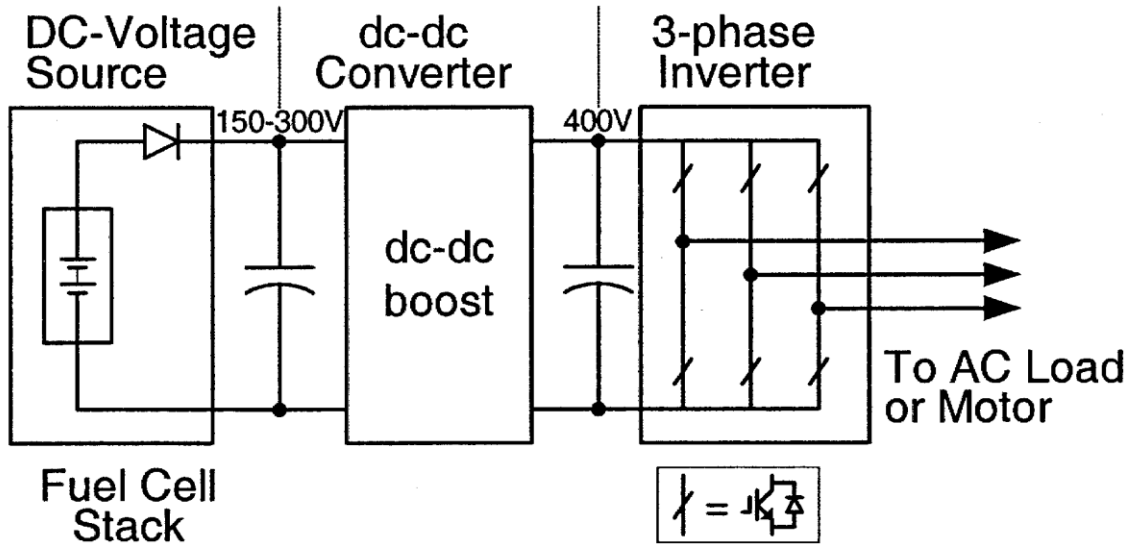


Fig. 2.6: Tradizionale convertitore a due stadi per le applicazioni con cella a combustibile.

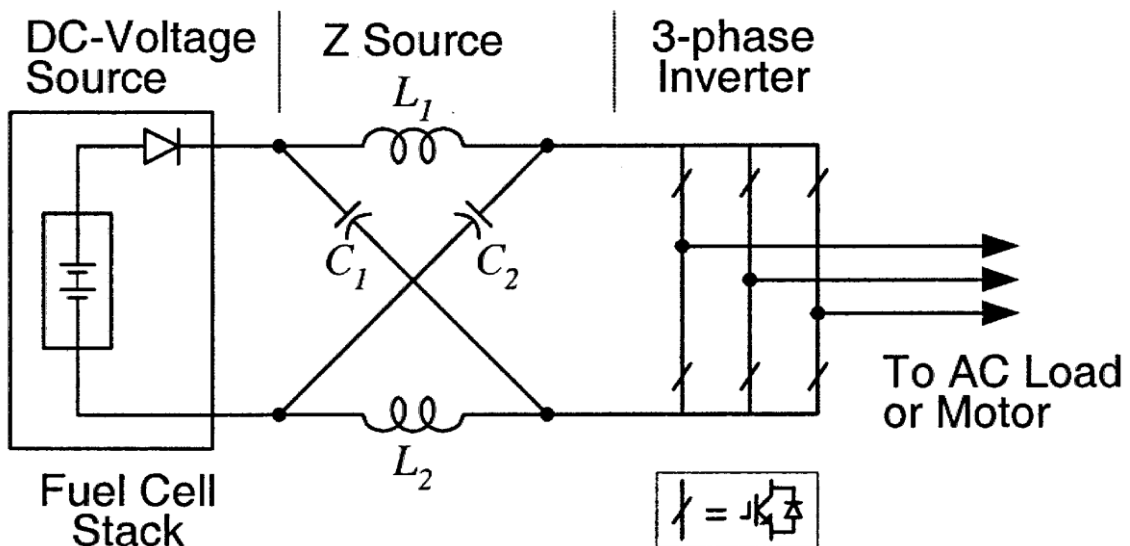


Fig. 2.7: Z-source inverter per le applicazioni con cella a combustibile.

Il diodo in serie alla cella a combustibile è necessario per prevenire il flusso di corrente inverso.

2.3.1 Circuito equivalente e principio di funzionamento

L'unica caratteristica dello Z-source inverter è che la tensione alternata in uscita può assumere qualsiasi valore tra zero e infinito indipendentemente dalla tensione fornita dalla cella a combustibile. Per questo motivo, lo Z-source inverter è un buck-boost inverter che ha un ampio range di tensione ottenibile. I tradizionali inverter V- e I-source non possono fornire tale caratteristica.

Considerando la figura 2.7, il ponte dell'inverter Z-source trifase permette nove stati di commutazione a differenza del tradizionale inverter V-source trifase che ne ha otto. Il tradizionale inverter V-source possiede sei stati attivi quando la tensione continua è impressa sul carico e due stati nulli quando il carico è cortocircuitato o con i tre interruttori inferiori o superiori. Tuttavia, il ponte dell'inverter Z-source trifase possiede un ulteriore stato nullo quando il carico è cortocircuitato sia con i dispositivi superiori che inferiori di qualsiasi singolo ramo di fase (i.e. entrambi i dispositivi hanno segnale di gate ON), di due rami di fase qualsiasi o di tutte e tre i rami delle fasi. Questo "stato zero di cortocircuito" (stato o vettore Shoot-trough) è vietato nel tradizionale inverter V-source, in quanto causerebbe un cortocircuito. Questo terzo stato nullo può essere generato in sette modi differenti: cortocircuitando un qualsiasi singolo ramo di fase, facendo la combinazione di due rami di fase qualsiasi oppure tutti e tre i rami di fase. La rete dello Z-source permette questo stato zero di cortocircuito; questo stato fornisce la particolare caratteristica di essere buck-boost all'inverter.

La figura 2.8 mostra il circuito equivalente dell'inverter Z-source mostrato in figura 2.7 quando collegato con una sorgente continua. Il ponte dell'inverter equivale a un cortocircuito quando il ponte stesso è nello stato zero di cortocircuito, come mostrato in figura 2.9, mentre

diventa equivalente a una sorgente di corrente come mostrato in figura 2.10 quando è in uno dei sei stati attivi.

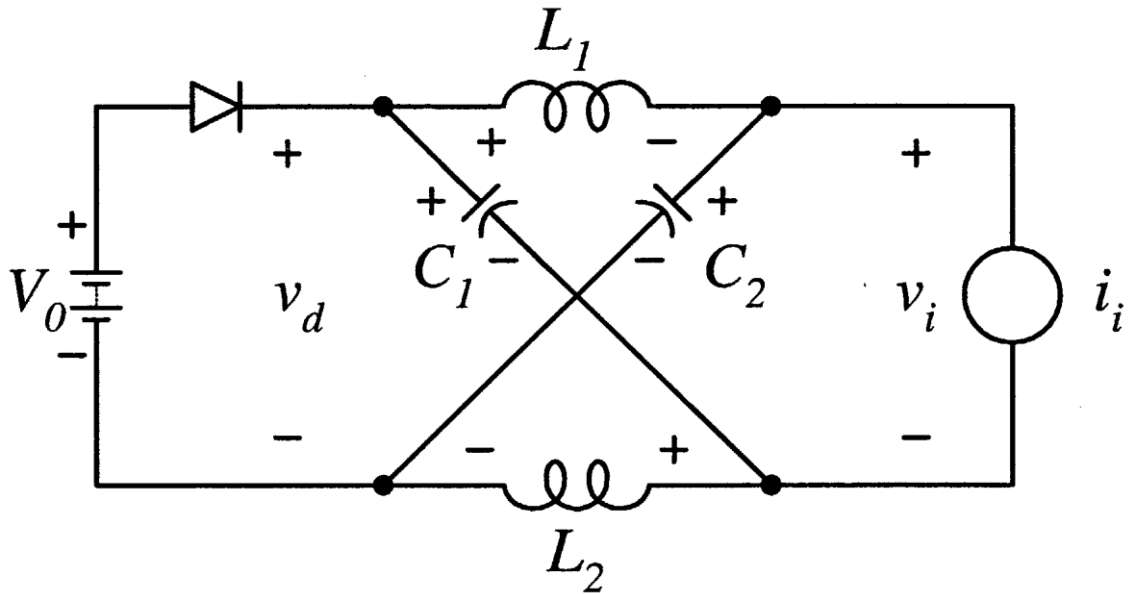


Fig. 2.8: Circuito equivalente dello Z-source inverter quando collegato a una sorgente continua.

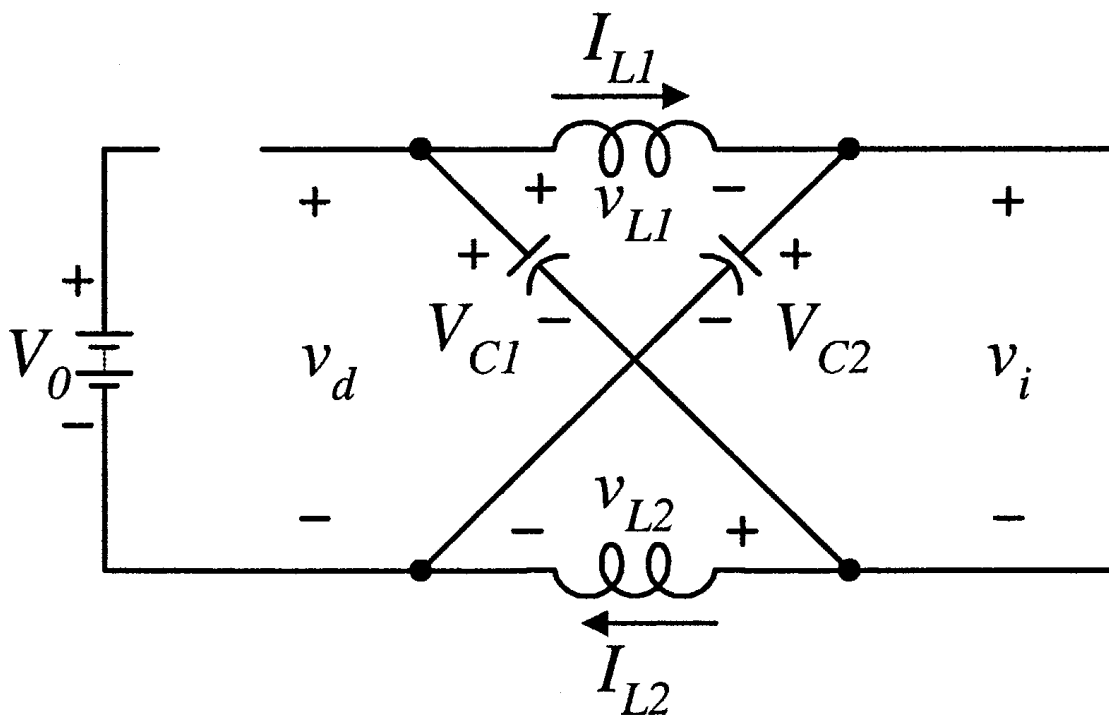


Fig. 2.9: Circuito equivalente dello Z-source inverter quando il ponte dell'inverter è nello "stato zero di cortocircuito".

E' da notare che il ponte dell'inverter può essere anche rappresentato con una sorgente di corrente con valore zero (i.e. un circuito aperto) quando questo è in uno dei due tradizionali stati nulli. Pertanto, la figura 2.10 mostra il circuito equivalente dell'inverter Z-source quando è collegato con una sorgente continua quando il ponte è in uno degli otto stati di commutazione di non-cortocircuito.

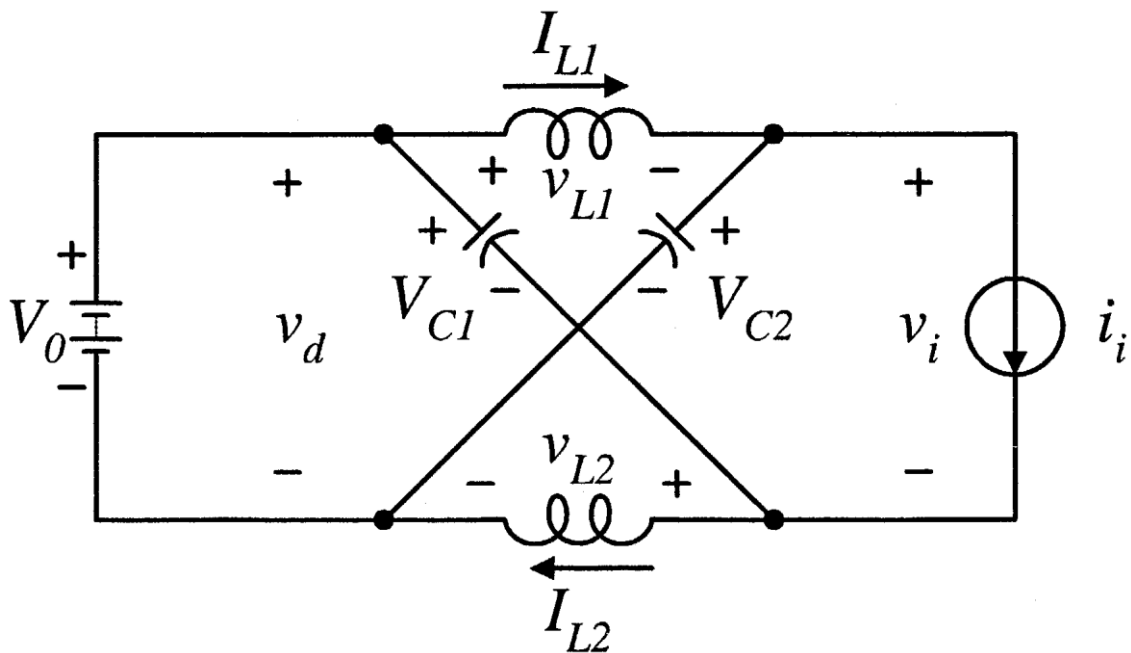


Fig. 2.10: Circuito equivalente dello Z-source inverter quando il ponte dell'inverter è in uno degli otto stati di commutazioni di non-cortocircuito.

2.3.2 Analisi del circuito e tensione ottenibile in output

In figura 2.11 è mostrato lo schema tipico di un convertitore a due stadi con il blocco Z. Assumendo che per simmetria le induttanze (L_1 e L_2) e i condensatori (C_1 e C_2) abbiano la stessa induttanza (L) e la stessa capacità (C), la rete Z-source diventa simmetrica.

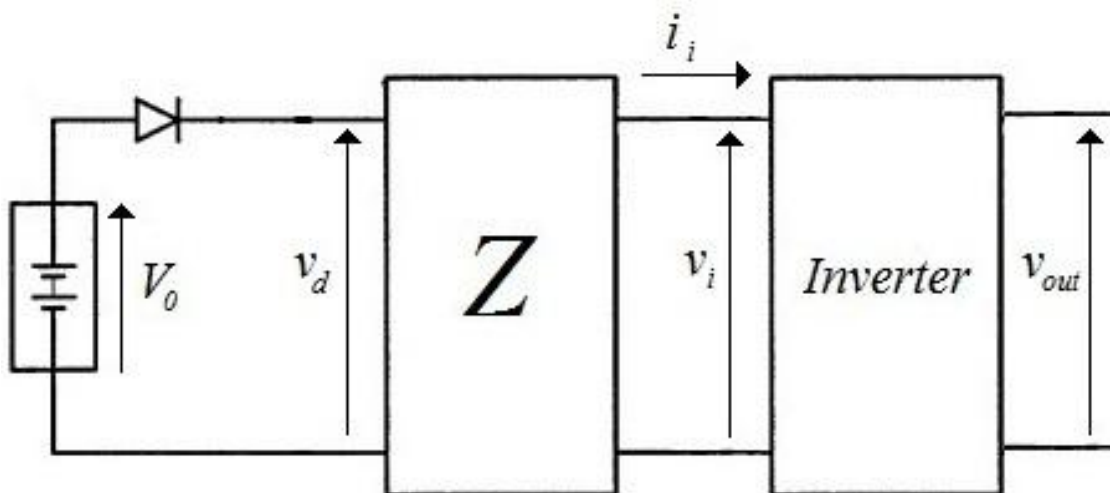


Fig. 2.11: Convertitore a due stadi con il blocco Z .

Dalla simmetria e dal circuito equivalente, si ha:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C \quad v_{L1} = v_{L2} = v_L \quad (2.1)$$

Si ipotizza che la tensione V_C sui condensatori si possa ritenere praticamente costante. Ipotizzando, inoltre, che il ponte dell'inverter sia nello "stato zero di cortocircuito" per un intervallo T_0 , durante un ciclo di commutazione, T e dal circuito equivalente, figura 2.9, si ottiene

$$v_L = V_C \quad v_d = 2V_C \quad v_i = 0 \quad (2.2)$$

Ora considerando che il ponte dell'inverter è in uno degli otto stati di non cortocircuito per un intervallo T_1 , durante un ciclo di commutazione, T , dal circuito equivalente, figura 2.10, si ha

$$v_L = V_0 - V_C \quad v_d = V_0 \quad v_i = V_C - v_L = 2V_C - V_0 \quad (2.3)$$

dove V_0 è la sorgente di tensione continua e $T = T_0 + T_1$.

La tensione media dell'induttanza in un periodo di commutazione (T)

deve essere zero in regime periodico; da (2.2) e (2.3) si ottiene

$$V_L = \bar{v}_L = \frac{T_0 V_C + T_1 (V_0 - V_C)}{T} = 0 \quad (2.4)$$

oppure

$$\frac{V_C}{V_0} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \quad (2.5)$$

In modo analogo, la tensione media della connessione in continua che attraversa il ponte dell'inverter è

$$V_i = \bar{v}_i = \frac{T_0 \times 0 + T_1 (2V_C - V_0)}{T} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_0 = V_C \quad (2.6)$$

In base a queste considerazioni si può osservare che se il tempo T_0 è nullo, in accordo con il principio di funzionamento dell'inverter trifase, la tensione V_C è uguale alla tensione V_0 . Questo implica che

$$v_i = V_0 \quad (2.7)$$

La tensione della connessione in continua che attraversa il ponte dell'inverter è espresso in (2.3) e può essere riscritta come

$$v_i(NST) = V_C - v_L = 2V_C - V_0 = \frac{T}{T_1 - T_0} V_0 = BV_0 \quad (2.8)$$

dove

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} = \frac{1}{1 - 2\delta_0} \geq 1 \quad (2.9)$$

è il fattore di innalzamento risultante dallo “stato zero di cortocircuito” (boost factor). Il picco di tensione della connessione in continua v_i è la tensione equivalente della connessione in continua dell’inverter. D’altro canto, il picco di tensione di fase in output dall’inverter può essere espresso come

$$v_{ac} = M \frac{v_i}{2} \quad (2.10)$$

dove M è l’indice di modulazione. Utilizzando (2.8) e (2.10) può essere anche espresso

$$v_{ac} = MB \frac{V_0}{2} \quad (2.11)$$

Per il tradizionale inverter V-source controllato in PWM, si ha la ben nota relazione: $v_{ac} = M V_0/2$. L’equazione (2.11) mostra che la tensione in uscita può essere innalzata o ridotta scegliendo un appropriato fattore di buck-boost B_B , che può identicamente essere definito come guadagno di tensione G

$$B_B = G = MB = (0 \sim \infty). \quad (2.12)$$

Da (2.1), (2.5) e (2.9), la tensione sul condensatore può essere espressa come

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - \frac{2T_0}{T}} V_0 \quad (2.13)$$

Il fattore di buck-boost B_B è determinato dall’indice di modulazione M e dal fattore di innalzamento B . Il fattore di innalzamento B come è

espressa in (2.9) può essere controllata con il carico di lavoro (i.e. rapporto di intervalli) dello “stato zero di cortocircuito” sugli stati di non cortocircuito dell’inverter PWM.

Da notare che lo “stato zero di cortocircuito” non influenza il controllo PWM sull’inverter, in quanto produce in modo equivalente la stessa tensione nulla al carico. Il periodo di cortocircuito disponibile è limitato dal periodo dello stato nullo che a sua volta è determinato dall’indice di modulazione.

2.4 Requisiti di induttanza e condensatore nella rete Z-source

Per l’inverter V-source tradizionale, il condensatore è l’unico serbatoio di energia e elemento filtrante per sopprimere il ripple di tensione e utilizzato come serbatoio temporaneo. Per l’inverter I-source tradizionale, l’induttanza è l’unico serbatoio di energia e elemento filtrante per sopprimere il ripple di corrente e utilizzato come serbatoio temporaneo. La rete dello Z-source inverter è una combinazione di due induttanze e due condensatori. La rete LC dello Z-source è serbatoio di energia e elemento filtrante per lo Z-source inverter. La rete Z-source fornisce un filtro del secondo ordine ed è più efficiente nel sopprimere il ripple sia di tensione e di corrente rispetto al condensatore o all’induttanza usati singolarmente nei tradizionali inverter. Pertanto, i requisiti dell’induttanza e del condensatore possono essere più piccoli rispetto ai tradizionali inverter.

Quando le due induttanze (L_1 e L_2) sono piccole e tendono a zero, la rete dello Z-source si riduce a due condensatori (C_1 e C_2) in parallelo e diventa un tradizionale V-source. Pertanto, la capacità richiesta del condensatore in un tradizionale inverter V-source è nel peggiore dei casi

come la richiesta per la rete dello Z-source. Considerando il filtro addizionale e serbatoio di energia fornito dall'induttanza, la rete Z-source richiede meno capacità e una dimensione minore rispetto al tradizionale inverter V-source. In maniera analoga, quando i due condensatori (C_1 e C_2) sono piccoli e tendono a zero, la rete dello Z-source si riduce a due induttanze (L_1 e L_2) in serie e diventa un tradizionale I-source. Pertanto, i requisiti dell'induttanza in un tradizionale inverter I-source è nel peggiore dei casi come la richiesta per la rete dello Z-source. Considerando il filtro addizionale e serbatoio di energia fornito dai condensatori, la rete Z-source richiede meno induttanza e una dimensione minore rispetto al tradizionale inverter I-source.

2.5 Parametri della rete di impedenze

La rete dello Z-source è quindi una combinazione di due induttanze e di due condensatori. Questa rete è il magazzino di energia e l'elemento filtrante per l'inverter Z-source e fornisce un filtro del secondo ordine il quale è molto più efficace per ridurre i ripple di corrente e di tensione. Lo scopo dell'induttanza è quello di limitare il ripple di corrente durante la modalità di innalzamento nello stato di cortocircuito; lo scopo del condensatore è quello di assorbire il ripple di corrente e di mantenere una tensione abbastanza costante, per fornire la tensione in uscita costante. La scelta dei parametri degli elementi della rete dello Z-source influenza le prestazioni dell'inverter.

Il calcolo del condensatore della rete è più facile rispetto a quello dell'induttanza, ed è calcolata

$$C \geq \frac{D_0 I_L}{2f_s \Delta V_C} \quad (2.14)$$

dove $D_0, I_L, f_s, \Delta V_C$ sono il fattore di funzionamento di cortocircuito, la corrente media dell'induttanza della rete, la frequenza di commutazione e il valore del ripple di tensione del condensatore al picco di potenza.

A causa della particolarità della rete dello Z-source, cambiare i parametri delle induttanze può portare l'inverter a lavorare in modalità non desiderate. Esistono vari modi per calcolare il valore dell'induttanza.

Un modo per calcolarla è limitare il ripple di corrente sull'induttanza al picco di potenza a un certo valore

$$L_{\Delta I_L} \geq \frac{D_0 V_C}{2 f_s \Delta I_L} \quad (2.15)$$

dove $V_C, \Delta I_L$ sono la tensione media al condensatore e il valore del ripple di corrente nell'induttanza al picco di potenza a un certo valore.

Un altro modo per calcolare il valore dell'induttanza a evitare le modalità di funzionamento indesiderate che prendono in nome di pseudo stati attivi (PAS)

$$L_{PAS} \geq \frac{2V_{LL}^2 \cos \varphi \times (4V_{LL}V_{in} - \sqrt{6}V_{in}^2)}{n\sqrt{6}f_s P_{ac} \times (V_{in}^2 - V_{LL}V_{in} \left(\frac{8}{\sqrt{6}} + \sqrt{6} \cos \varphi \right) + 8V_{LL}^2 \cos \varphi)} \quad (2.16)$$

dove $n, P_{ac}, V_{LL}, \cos \varphi, V_{in}$ sono il numero degli stati di cortocircuito che ci sono in un ciclo di commutazione, la potenza in uscita dall'inverter Z-source, il fattore di potenza del carico e la tensione in ingresso che massimizza il valore dell'induttanza nella disequazione.

Un ulteriore modo è impedire lo stato con una condizione costante di risonanza nella rete dello Z-source che richiede che l'impedenza inerente alla frequenza di risonanza sia minore rispetto alla frequenza di commutazione

$$L_{non-risonanza} > \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C} \quad (2.17)$$

In ultimo luogo può essere calcolata in base alla condizione critica in cui la corrente all'induttanza si mantiene costantemente al di sotto del fattore di carico di potenza

$$L_{critica} \geq \frac{D_0(1 - D_0)|Z|}{f_s M \left(\frac{3}{2} MB \cos \varphi - 1\right)}, \quad \left(\frac{3}{2} MB \cos \varphi - 1 > 0\right) \quad (2.18)$$

In base a quello esposto sopra, il valore dell'induttanza ottimale è calcolato come

$$L = \max [L_{\Delta I_L}, L_{PAS}, L_{non-risonanza}, L_{critica}] \quad (2.19)$$

2.6 Altre tipologie di Z-source

Un'altra tipologia è lo Z-source inverter bidirezionale, come mostrato in figura 2.12 (b). La versione base dello Z-source inverter può essere trasformata in bidirezionale sostituendo il diodo in ingresso con un commutatore bidirezionale. Lo Z-source bidirezionale è in grado di scambiare energia con una sorgente di energia alternata o costante in entrambe le direzioni. Inoltre, lo Z-source bidirezionale è in grado di evitare completamente le modalità operative non desiderate quando lo Z-source inverter lavora sotto piccole induttanze e piccolo fattore di potenza del carico. Se la sorgente costante in input è una fonte unidirezionale, come ad esempio la cella a combustibile, lo Z-source bidirezionale non può essere utilizzato. In questo caso può essere usato un'ulteriore tipologia chiamata Z-source inverter ad elevate prestazioni,

mostrato in figura 2.12 (c). Quest'ultima tipologia può operare in un ampio range di carico con piccole induttanze nella rete Z-source, eliminare la possibilità di cadute di tensione nei collegamenti in continua e semplificare la progettazione della rete e del sistema di controllo.

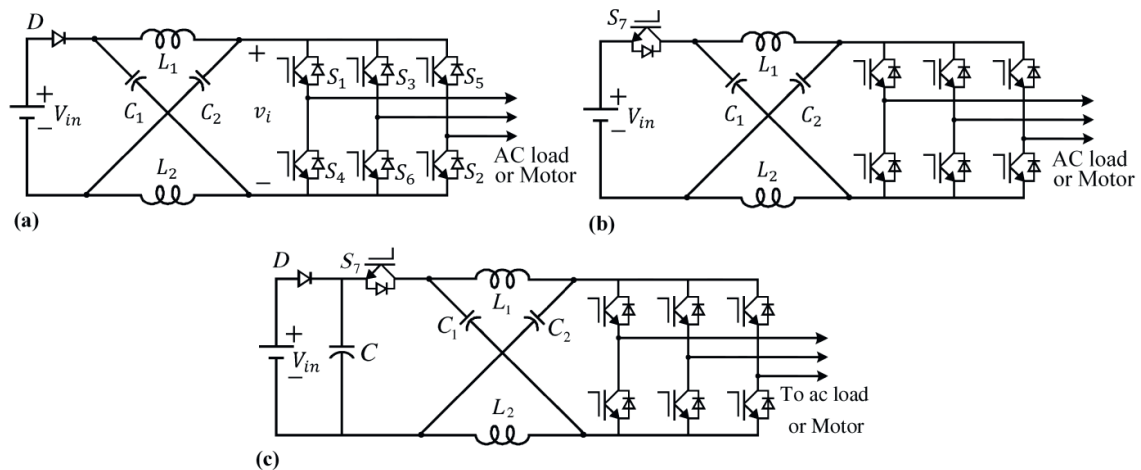


Fig. 2.12: Le differenti tipologie dello Z-source inverter: (a) base, (b) bidirezionale, (c) elevate prestazioni.

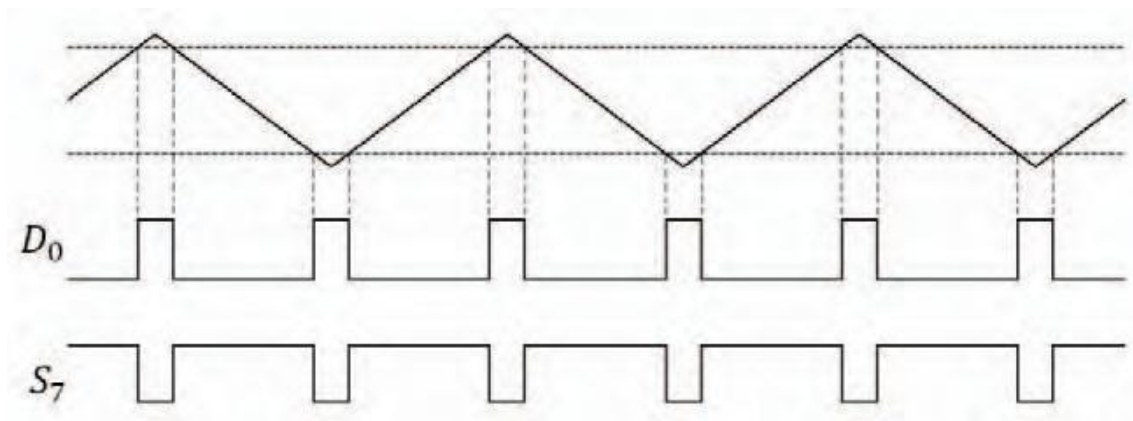


Fig. 2.13: Il segnale guida dello switch S_7 per gli inverter Z-source bidirezionali e ad elevate prestazioni.

Il punto fondamentale dei metodi di controllo PWM per l'inverter Z-source è come inserire lo "stato zero di cortocircuito". Tutti i metodi di controllo PWM possono essere applicati sia all'inverter Z-source sia

bidirezionale, sia ad elevate performance, dopo avere determinato il segnale guida di S_7 . Da analisi di differenti modelli operativi di inverter Z-source bidirezionali e ad elevate prestazioni, il commutatore S_7 deve essere spento quando l'inverter opera nello stato di cortocircuito, per cui è il complemento del segnale di cortocircuito, come mostrato in figura 2.13.

2.7 Modulazione Double-Sided per Chopper Z-source

Si propone ora una nuova strategia di modulazione per un chopper Z-source. In figura 2.14 è mostrato lo schema del circuito di potenza del Chopper Z-source

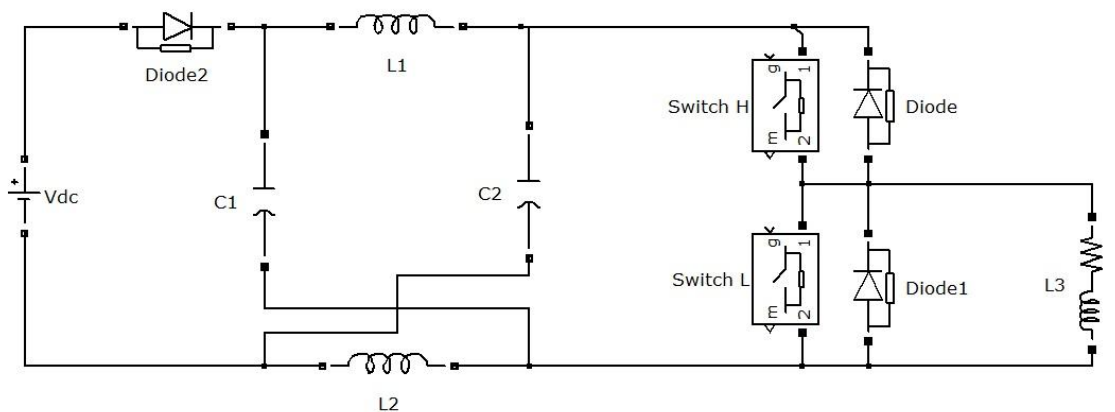


Figura 2.14: Circuito di potenza del Chopper Z-source

La modulazione presentata, chiamata double-sided, è un tipo di modulazione che prevede la simmetria del singolo ciclo di commutazione T . Si consideri, quindi, un intervallo di tempo pari a T ; questo intervallo è suddiviso a sua volta in tre sottointervalli, T_{1N} , T_0 e T_{1A} che sono nell'ordine il tempo degli stati nulli, il tempo degli "stati zero di cortocircuito" e il tempo degli stati attivi. Ovviamente, essendo

simmetrico, si considera solo metà tempo ciclo, come mostrato in figura 2.15. Per semplicità si considera un solo ramo di fase.

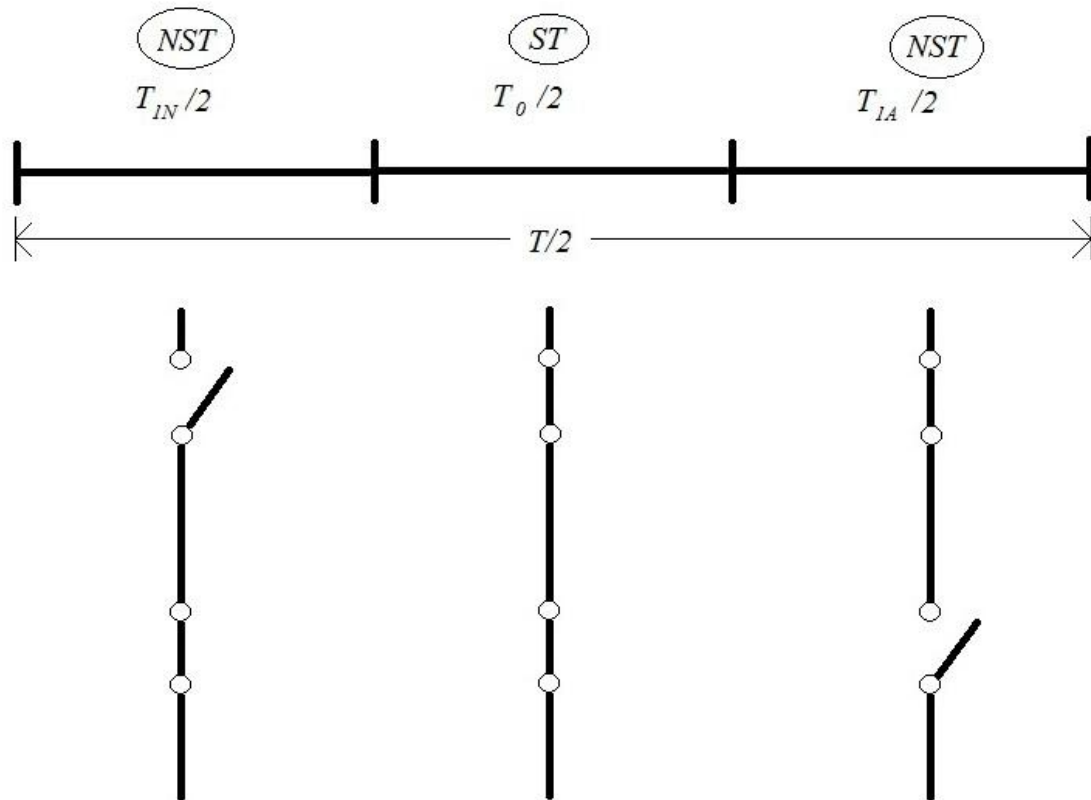


Figura 2.15: Tecnica di modulazione Double-Sided per Chopper Z-source

Questa tecnica prevede rigorosamente nell'ordine prima l'inserimento del tempo degli stati nulli, poi l'inserimento del tempo dello "stato zero di cortocircuito" ed infine l'inserimento del tempo degli stati attivi. Lo scopo è quello di immettere in ogni ciclo i tempi corretti per fare in modo di avere in uscita la tensione richiesta. Si parte quindi dalle relazioni principali

$$T = T_{1N} + T_0 + T_{1A} \quad (2.20)$$

$$1 = \delta_{1N} + \delta_0 + \delta_{1A} \quad (2.21)$$

dove δ_{1N} , δ_0 e δ_{1A} sono i duty cycle dei rispettivi stati.

La tensione media in uscita dall'inverter non è altro che l'integrale sul ciclo di commutazione T della somma dei singoli tempi per le relative tensioni applicate

$$v_{out_m} = \frac{1}{T} \left[\frac{TV_0}{T_1 - T_0} T_{1A} \right] = \frac{T_{1A}}{T_{1N} + T_{1A} - T_0} V_0 = \frac{\delta_{1A}}{\delta_{1N} + \delta_{1A} - \delta_0} V_0 \quad (2.22)$$

Dalla (2.22) si deduce che il fattore di innalzamento B e l'indice di modulazione M sono rispettivamente

$$B = \frac{1}{\delta_{1N} + \delta_{1A} - \delta_0} \quad (2.23)$$

$$M = \delta_{1A} \quad (2.24)$$

Perciò la tensione media in uscita dall'inverter può essere riscritta come

$$v_{out_m} = BMV_0 \quad (2.25)$$

Dalla (2.19) si deduce che nota la tensione media in uscita dall'inverter e con una opportuna scelta del fattore di innalzamento B , si riescono a determinare tutti i duty cycle e quindi il tempo di ogni stato da applicare alla modulazione. Infatti dall'equazione della tensione media in uscita dall'inverter risulta che il duty cycle dello stato attivo è pari a

$$\delta_{1A} = \frac{v_{out_m}}{V_0} \frac{1}{B} \quad (2.26)$$

Da (2.21) e (2.23) si avrà il sistema

$$\begin{cases} \frac{1}{B} = \delta_{1N} + \delta_{1A} - \delta_0 \\ \delta_{1N} + \delta_{1A} + \delta_0 = 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{1}{B} = \delta_{1N} + \frac{v_{out_m}}{V_0 B} - \delta_0 \\ \delta_{1N} + \frac{v_{out_m}}{V_0 B} + \delta_0 = 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \delta_0 = \delta_{1N} + \frac{v_{out_m}}{V_0 B} - \frac{1}{B} \\ \delta_{1N} + \frac{v_{out_m}}{V_0 B} + \delta_{1N} + \frac{v_{out_m}}{V_0 B} - \frac{1}{B} = 1 \end{cases} \quad (2.27)$$

Dalla seconda equazione di (2.27)

$$2\delta_{1N} + 2\frac{v_{out_m}}{V_0 B} = 1 + \frac{1}{B}$$

$$2\delta_{1N} = 1 + \frac{1}{B} - 2\frac{v_{out_m}}{V_0 B} = \frac{V_0 B + V_0 - 2v_{out_m}}{V_0 B}$$

$$\delta_{1N} = \frac{V_0(1+B) - 2v_{out_m}}{2V_0 B} \quad (2.28)$$

Dalla prima equazione di (2.27)

$$\delta_0 = \frac{V_0(1+B) - 2v_{out_m}}{2V_0 B} + \frac{v_{out_m}}{V_0 B} - \frac{1}{B}$$

$$\delta_0 = \frac{V_0(1+B) - 2v_{out_m} - 2V_0 + 2v_{out_m}}{2V_0 B} = \frac{V_0 + V_0 B - 2V_0}{2V_0 B} = \frac{V_0 B - V_0}{2V_0 B}$$

$$\delta_0 = \frac{B-1}{2B} \quad (2.29)$$

In base alle equazioni (2.26), (2.28) e (2.29) si deducono i seguenti

risultati

$$\delta_{1N}, \delta_0, \delta_{1A} > 0 \quad (2.30)$$

$$v_{out_m} > 0 \quad (2.31)$$

$$B > 1 \quad (2.32)$$

$$B > 2 \frac{v_{out_m}}{V_0} - 1 \quad (2.33)$$

Il metodo di controllo Double-Sided con un ramo di fase nel caso generale è mostrato in figura 2.16. Finché la retta di δ_{1N} è maggiore al segnale portante l'interruttore superiore è aperto, quando minore è chiuso. Viceversa, quando la retta $\delta_{1N} + \delta_0$ è maggiore del segnale portante è chiuso, quando minore è aperto.

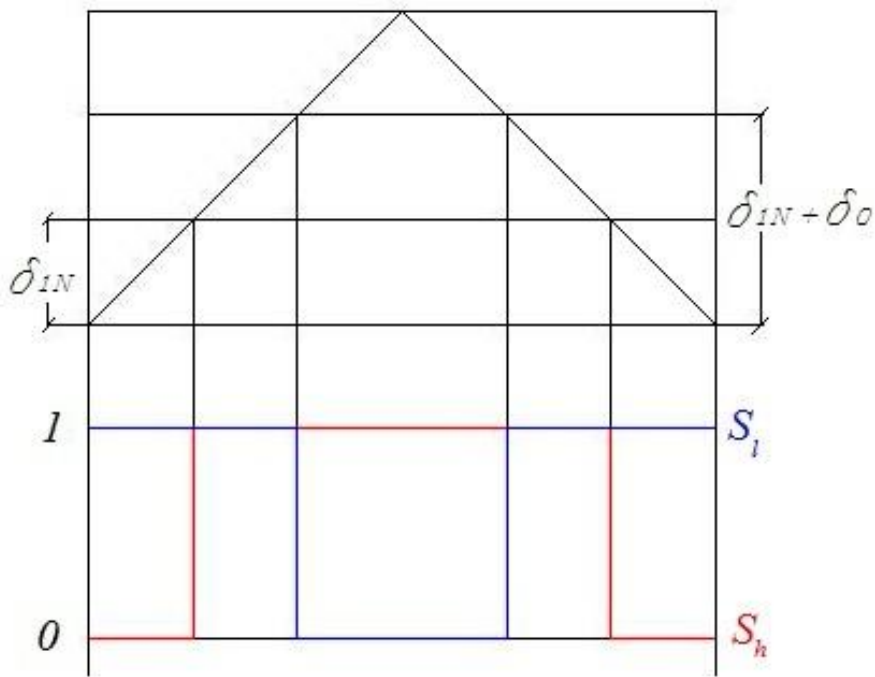


Fig. 2.16: Tecnica di controllo Double-Sided.

2.8 Tecniche di controllo PWM per Inverter trifase Z-source

Tutti gli schemi del Pulse Width Modulation tradizionale possono essere utilizzati per controllare lo Z-source inverter e le sue relazioni teoriche input-output continuano a valere. La figura 2.17 mostra la sequenza di commutazione tradizionale della tecnica PWM basata sul metodo con l'intersezione delle tensioni con il segnale portante. In ogni ciclo di commutazione, i due stati nulli di non-cortocircuito sono utilizzati insieme a due stati attivi adiacenti per sintetizzare la tensione desiderata. Quando la tensione continua è abbastanza elevata per generare la tensione alternata desiderata, è utilizzata la tecnica PWM tradizionale della figura 2.17. Quando la tensione continua non è in grado di generare direttamente l'output desiderato, è utilizzata una tecnica PWM modificata che sfrutta lo "stato zero di cortocircuito". Esistono vari metodi che possono essere utilizzati per controllare l'inverter Z-source e, in generale, possono essere classificati in due categorie in base alla modalità con la quale è inserito lo "stato zero di cortocircuito". Nella prima categoria il principio è quello generare gli "stati zero di cortocircuito" modificando opportunamente i segnali di modulazione dell'inverter V-source. Questo particolare stato è inserito in ogni cambio di stato, in particolare sei "stati zero di cortocircuito" in ogni ciclo di commutazione. Nella seconda categoria, invece, gli "stati zero di cortocircuito" sostituiscono direttamente gli stati nulli (000 e 111). In questa categoria questo stato particolare è inserito due volte per ogni ciclo di commutazione. Il confronto tra queste due categorie mostra che la seconda ha una efficienza maggiore rispetto alla prima.

Prima categoria

Un esempio di come aumentare la tensione, modificando la tradizionale

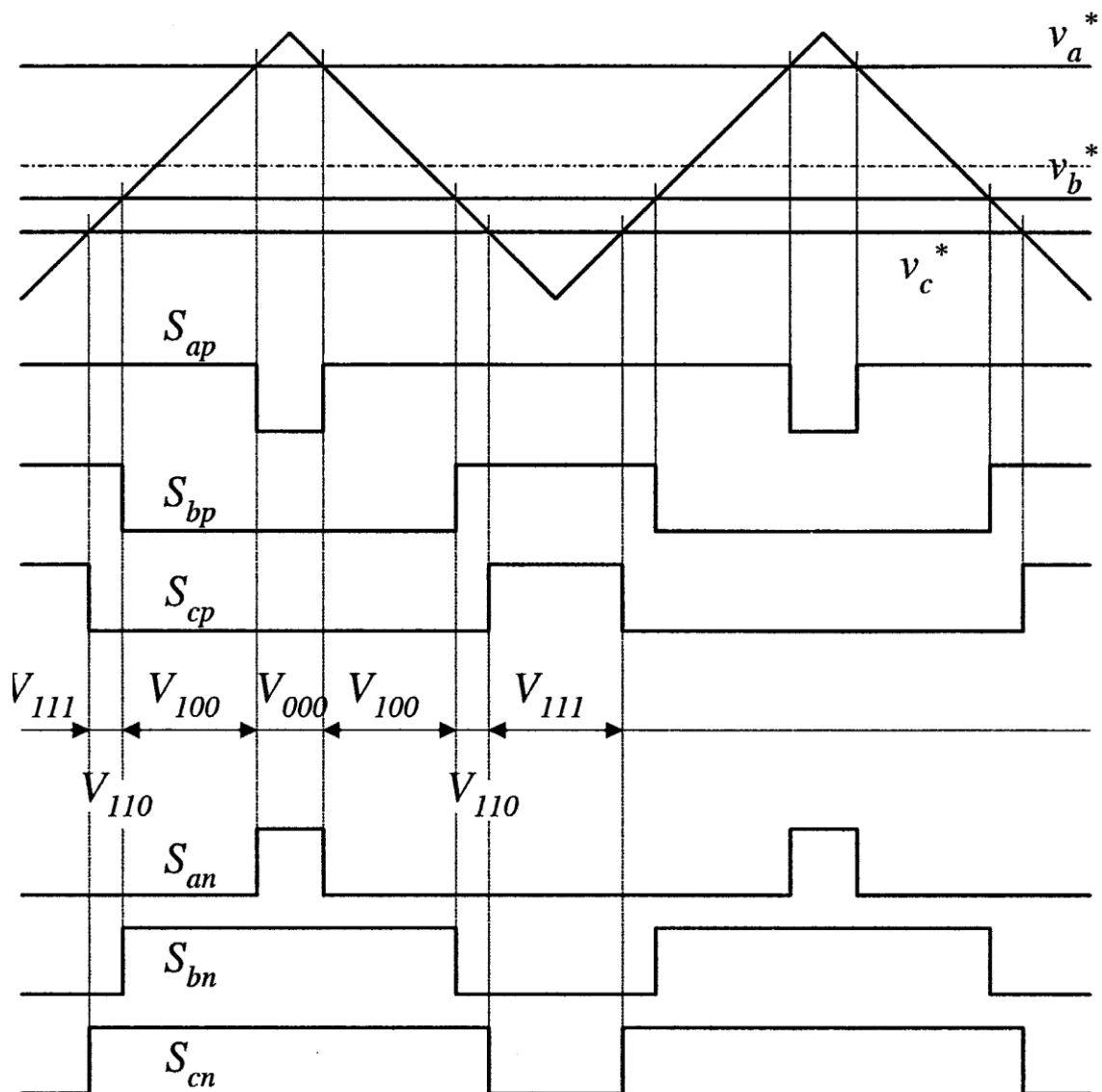


Fig. 2.17: Tecnica di controllo PWM tradizionale senza l'utilizzo dello "stato zero di cortocircuito", dove i tradizionali vettori nulli V_{111} e V_{000} sono generati in ogni ciclo di commutazione.

tecnica di controllo PWM mostrata in figura 2.17, è mostrato in figura 2.18. È da notare come in ogni ciclo di commutazione ogni ramo di fase si accende e si spegne. Senza cambiare l'intervallo di tempo degli stati nulli, lo "stato zero di cortocircuito" è ugualmente inserito in ogni fase. Per questo, gli stati attivi rimangono invariati. Tuttavia, la tensione

equivalente all'inverter è innalzata a causa dello "stato zero di cortocircuito". È da notare che la frequenza equivalente di commutazione vista dalla rete dello Z-source è sei volte la frequenza di commutazione dell'inverter principale, il che riduce notevolmente l'induttanza della rete dello Z-source.

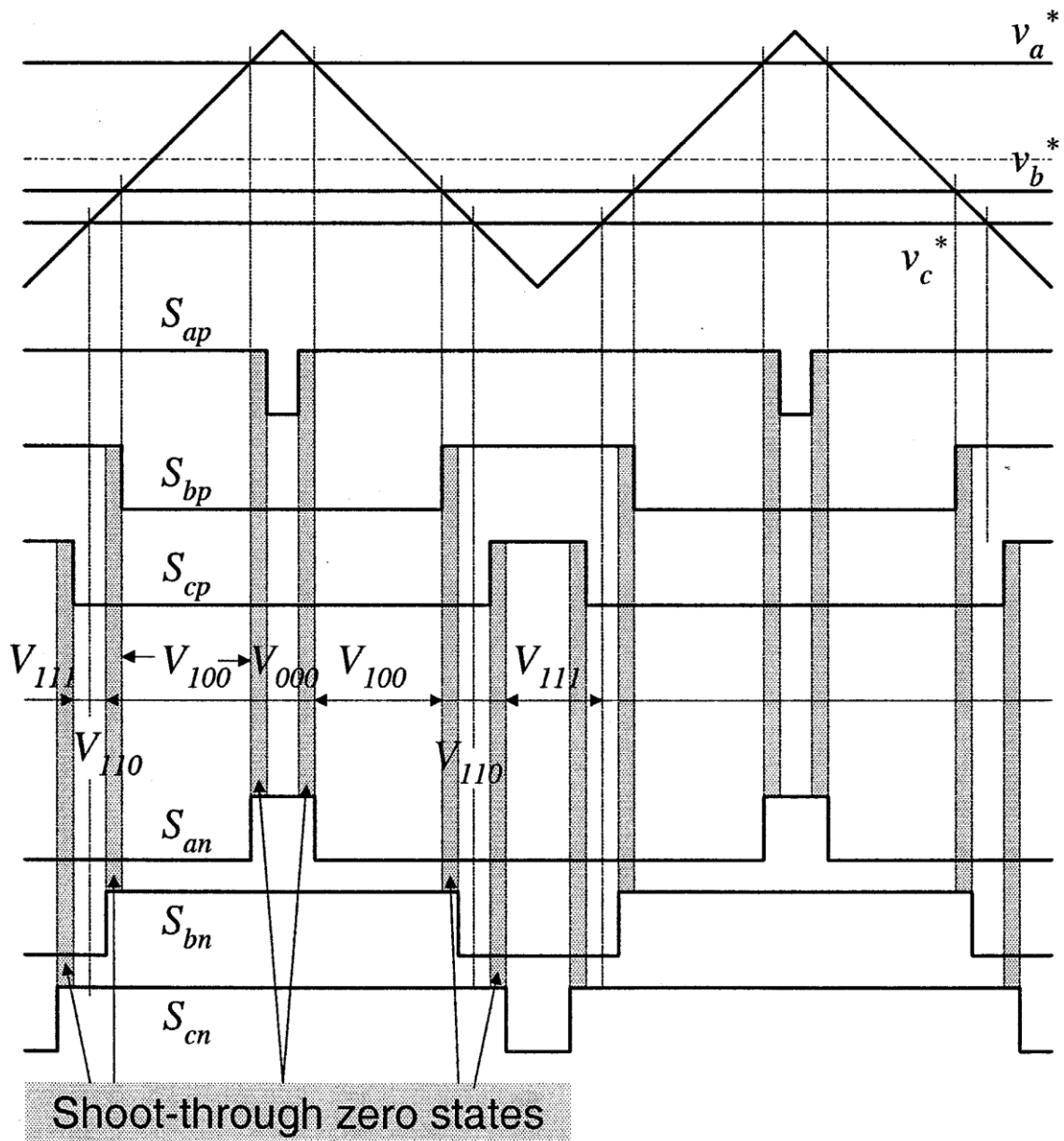


Fig. 2.18: Tecnica di controllo PWM tradizionale modificata con l'utilizzo degli "stati zero di cortocircuito" che sono distribuiti lungo i tre rami di fase. I vettori attivi equivalenti sono invariati.

Seconda categoria

A. SIMPLE-BOOST PWM

Questa strategia di controllo inserisce lo “stato zero di cortocircuito” in tutti gli stati nulli della tecnica di controllo PWM modificata in ogni ciclo di commutazione. Il metodo di controllo simple-boost è illustrato nella figura 2.19. Sono utilizzate due linee rette per realizzare il duty cycle dello “stato zero di cortocircuito” (δ_0). La prima equivale al picco della tensione trifase sinusoidale presa a riferimento, mentre l'altra è uguale alla prima ma negativa. Ogniqualevolta il segnale portante è superiore alla linea retta positiva o inferiore alla linea retta negativa, l'inverter opera nello “stato zero di cortocircuito”, diversamente opererà come un inverter controllato con tecnica PWM tradizionale. Finché il valore della linea retta superiore equivale al picco della tensione sinusoidale presa a riferimento e analogamente per la linea retta negativa equivale al picco della tensione negativa sinusoidale presa a riferimento, l'indice di modulazione M e il duty cycle dello “stato zero di cortocircuito” δ_0 sono dipendenti tra loro con la relazione

$$\delta_0 = 1 - M \tag{3.34}$$

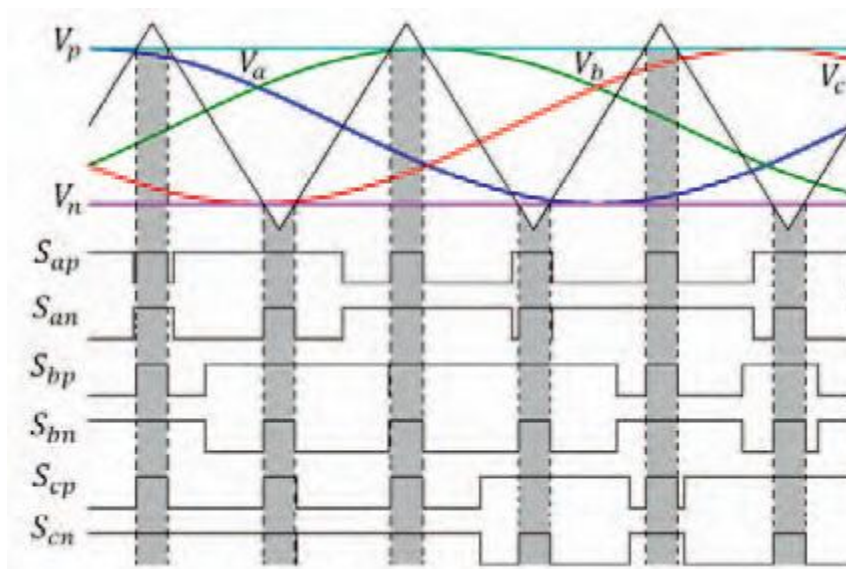


Fig. 2.19: Controllo simple boost PWM.

B. MAXIMUM BOOST PWM

La tecnica di controllo Simple Boost PWM aumenta lo stress della tensione, limitando il guadagno di tensione a causa della limitazione in tensione dei dispositivi di potenza. La tecnica Maximum boost PWM è una opzione che può risolvere il problema. Questa tecnica converte tutti i tradizionali stati nulli in “stati zero di cortocircuito” mentre mantiene inalterati i sei stati attivi. Questo si ottiene confrontando la massima e la minima curva del riferimento sinusoidale con il segnale portante. Ogniqualvolta il massimo è inferiore al segnale portante e analogamente il minimo è superiore al segnale portante, l’inverter opera in “stato zero di cortocircuito”, diversamente opererà come un inverter controllato con tecnica PWM tradizionale. Con questa strategia di controllo il duty cycle dello “stato zero di cortocircuito” varia ogni ciclo. A causa di questo è di interesse il valor medio che, nell’intervallo $(\pi/6, \pi/2)$ può essere espresso come

$$\delta_0 = \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{(2 - M \sin \theta - M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))}{2} d\theta = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}\pi}{2\pi} \quad (2.35)$$

Esistono due tipi di maximum-boost: maximum boost PWM e maximum boost con iniezione della terza armonica. La figura 2.20 mostra il controllo con maximum boost in un sistema ad anello aperto; è simile alla tecnica di PWM tradizionale con la differenza che lo stato di cortocircuito è ripetuto periodicamente, ogni $\pi/3$.

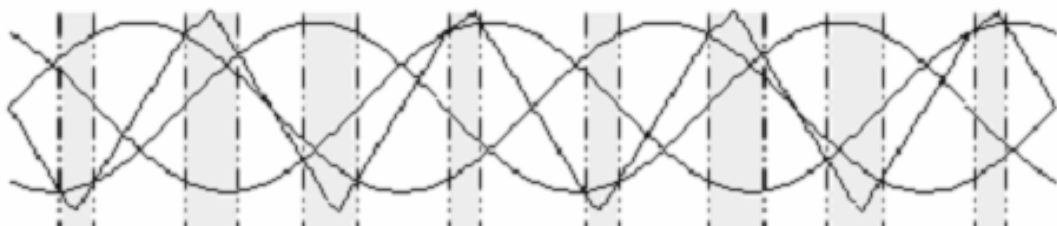


Fig. 2.20: Controllo maximum boost PWM per sistemi trifase.

Questo controllo si può modificare con l'iniezione della terza armonica (figura 2.21), con i segnali di riferimento V_a , V_b e V_c ; l'indice di modulazione massimo può arrivare fino ad $1/6$ dell'iniezione della terza armonica.

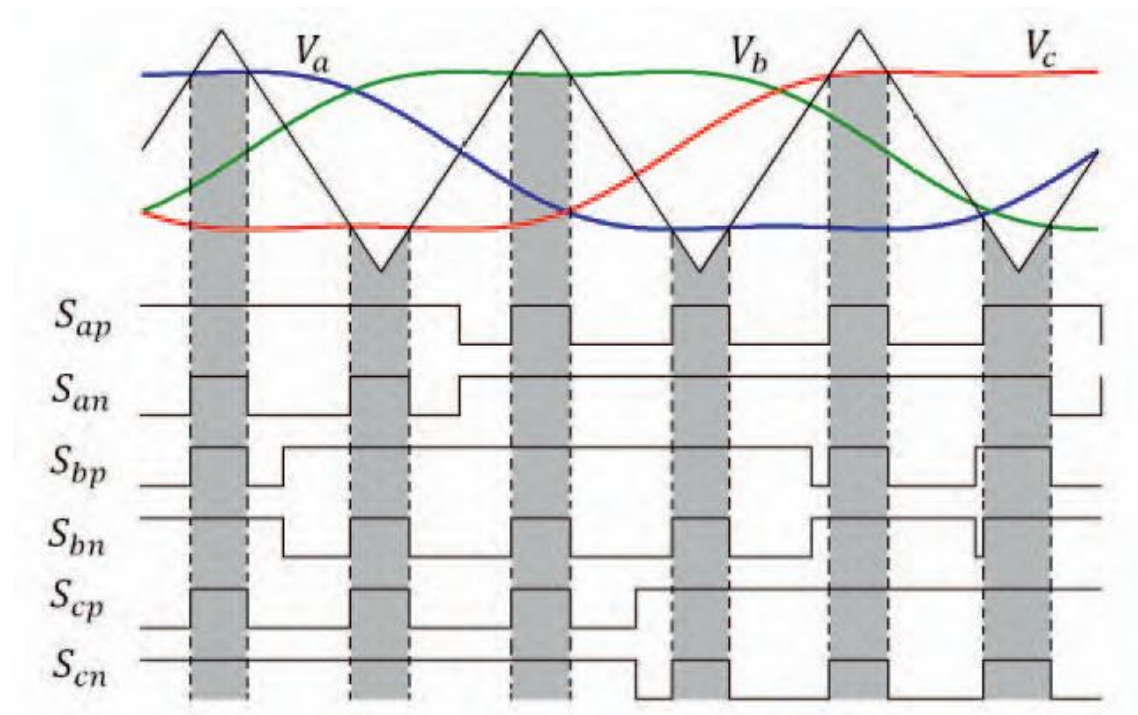


Fig. 2.21: Controllo maximum boost PWM modificato con l'iniezione della terza armonica.

C. MAXIMUM CONSTANT BOOST PWM

Uno svantaggio del controllo maximum boost è la bassa frequenza del ripple di corrente (associata con la frequenza in uscita) prodotta nella corrente dell'induttanza e nella tensione del condensatore, che incrementa la richiesta di componenti passivi. La figura 2.22 mostra tale tecnica di controllo, che comprende cinque segnali di modulazioni: tre segnali di riferimento V_a , V_b e V_c , e V_p e V_n , rispettivamente il cortocircuito superiore e il cortocircuito inferiore. Quando il segnale portante è maggiore del segnale di cortocircuito superiore o minore del segnale di cortocircuito inferiore, l'inverter va in uno stato di cortocircuito e si controlla con la tecnica tradizionale PWM.

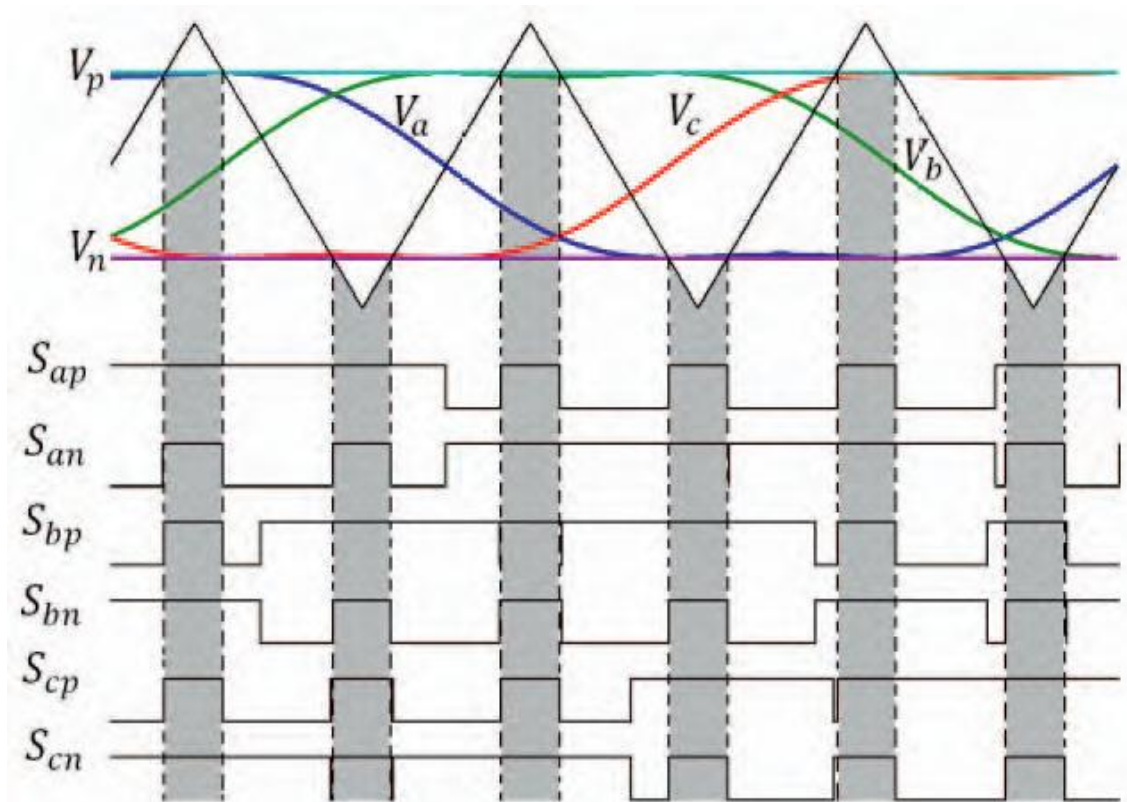


Fig. 2.22: Controllo maximum constant boost PWM per sistemi trifase.

2.9 Modulazione SVPWM per Inverter trifase Z-source

Si propone una modulazione di tipo SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) per inverter trifase. In figura 2.23 è mostrato lo schema del circuito di potenza dell'Inverter Z-source.

La modulazione presentata è un tipo di modulazione che prevede la simmetria del singolo ciclo di commutazione T . Si consideri, quindi, un intervallo di tempo pari a T ; questo intervallo è suddiviso a sua volta in sette sottointervalli, che sono nell'ordine un primo stato N (nullo), un primo stato ST ("stato zero di cortocircuito"), un primo stato A_1 (attivo), un secondo stato ST, un secondo stato A_2 , un terzo stato ST e un secondo stato N; ricapitolando il ciclo prevede la sequenza N-ST- A_1 -ST- A_2 -ST-N.

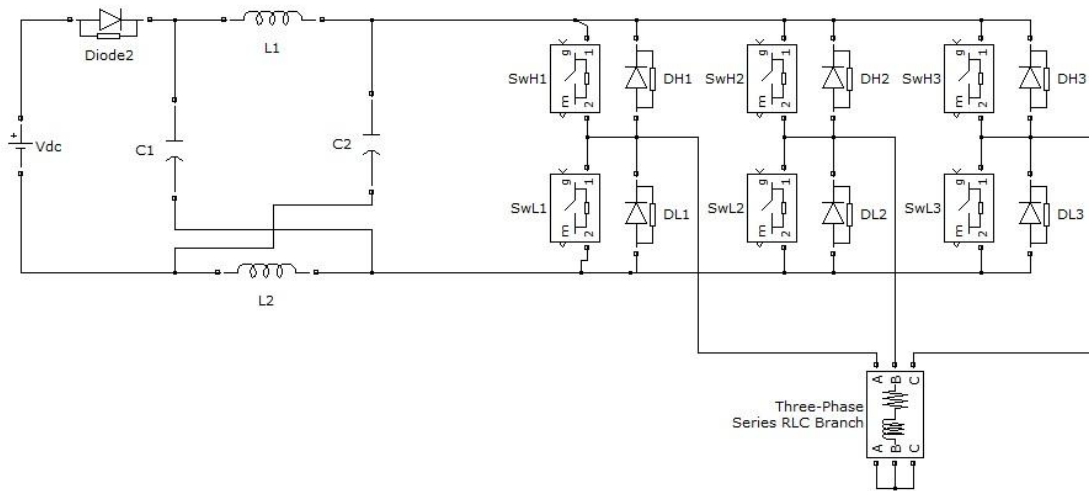


Fig. 2.23: Circuito di potenza dell’Inverter Z-source.

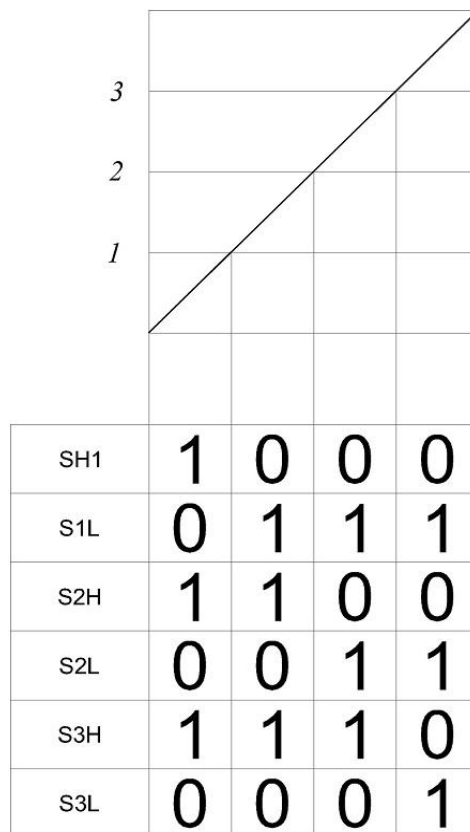
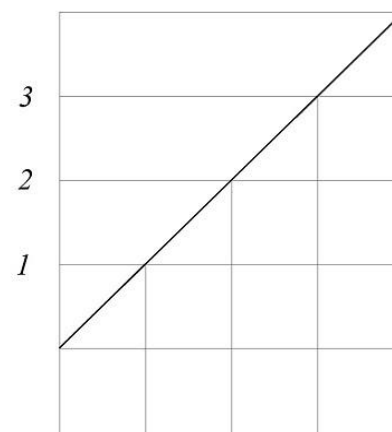


Figura 2.24: Stato degli interruttori con la tecnica di modulazione tradizionale

Ovviamente, essendo simmetrico, si considera solo metà tempo ciclo, come mostrato in figura 2.25. In figura 2.24 si mostrano gli stati degli

interruttori con la tecnica di modulazione tradizionale. L'idea è quella di sfruttare un funzionamento simmetrico di ogni ramo di fase che si riconduca al funzionamento del chopper per ogni singolo ramo di fase, cioè con l'inserimento nell'ordine prima del tempo dello stato nullo, poi l'inserimento del tempo dello "stato zero di cortocircuito" ed infine l'inserimento del tempo dello stato attivo. In questo modo la figura 2.24 si "trasforma" nella figura 2.25.



SH1	1	1	0	0	0
S1L	0	1	1	1	1
S2H	1	1	1	0	0
S2L	0	0	1	1	1
S3H	1	1	1	1	0
S3L	0	0	0	1	1

Figura 2.25: Stato degli interruttori con l'inserimento degli stati ST

Lo scopo è quello di immettere in ogni ciclo i tempi corretti per fare in modo di avere in uscita ciò che si richiede.

Si parte quindi dalle relazioni principali descritte nel paragrafo 2.7. Dalla (2.25) le tensioni in uscita per ogni ramo di fase si possono

riscrivere come:

$$\begin{aligned} v_{out1} &= BM_1V_0 \\ v_{out2} &= BM_2V_0 \\ v_{out3} &= BM_3V_0 \end{aligned} \quad (2.36)$$

Se si raggruppano i duty-cycle degli stati nulli e degli stati attivi in un unico duty cycle, cioè $\delta_{N0} = \delta_N + \delta_A$, posso riscrivere l'equazione (2.23) come:

$$B = \frac{1}{\delta_{N0} - \delta_0} \quad (2.37)$$

e la (2.21) come

$$1 = \delta_{N0} + \delta_0 \quad (2.38)$$

Inoltre (2.24) può essere riscritta per ogni ramo di fase:

$$\begin{aligned} M_1 &= \delta_{1A} \\ M_2 &= \delta_{2A} \\ M_3 &= \delta_{3A} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Dalla (2.37) e dalla (2.38)

$$\begin{cases} 1 = \delta_{N0} + \delta_0 \\ B = \frac{1}{\delta_{N0} - \delta_0} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \delta_0 = 1 - \delta_{N0} \\ B = \frac{1}{\delta_{N0} - \delta_0} \end{cases} \quad (2.40)$$

Dalla seconda equazione della (2.40)

$$B(\delta_{N0} - 1 + \delta_{N0}) = 1$$

$$B(2\delta_{N0} - 1) = 1$$

$$2\delta_{N0} - 1 = \frac{1}{B}$$

$$2\delta_{N0} = \frac{1}{B} + 1$$

$$\delta_{N0} = \frac{1 + B}{2B} \quad (2.41)$$

Dalla prima equazione della (2.40) si ricava

$$\delta_0 = 1 - \frac{1 + B}{2B}$$

$$\delta_0 = \frac{B - 1}{2B} \quad (2.42)$$

Infine dalle equazioni di fase (2.36) e (2.39) ricavo

$$\delta_{1A} = \frac{v_{out1}}{V_0 B}$$

$$\delta_{2A} = \frac{v_{out2}}{V_0 B} \quad (2.43)$$

$$\delta_{3A} = \frac{v_{out3}}{V_0 B}$$

A questo punto, per implementare la tecnica di modulazione si devono ordinare i duty cycle attivi di fase in quanto, osservando la figura 2.25, i

valori delle modulanti saranno assegnati alla fase corrispondente e in particolare sono:

$$\begin{cases} M_{min}^L = \delta_{min} + \frac{1}{2} - \frac{\delta_0}{6} \\ M_{min}^H = \delta_{min} + \frac{1}{3}\delta_0 + \frac{1}{2} - \frac{\delta_0}{6} \end{cases} \quad (2.44)$$

$$\begin{cases} M_{med}^L = \delta_{med} + \frac{1}{3}\delta_0 + \frac{1}{2} - \frac{\delta_0}{6} \\ M_{min}^H = \delta_{med} + \frac{2}{3}\delta_0 + \frac{1}{2} - \frac{\delta_0}{6} \end{cases} \quad (2.45)$$

$$\begin{cases} M_{max}^L = \delta_{max} + \frac{2}{3}\delta_0 + \frac{1}{2} - \frac{\delta_0}{6} \\ M_{max}^H = \delta_{max} + \delta_0 + \frac{1}{2} - \frac{\delta_0}{6} \end{cases} \quad (2.46)$$

Il termine $\frac{1}{2} - \frac{\delta_0}{6}$ serve a posizionare le modulanti al centro del corrispondente range di variazione [0,1].

Capitolo 3

SIMULAZIONE DI UN CHOPPER Z-SOURCE

3.1 Introduzione

Questo capitolo è dedicato all'analisi del comportamento del chopper Z-source con l'utilizzo del software Simulink. Dopo avere realizzato in ambiente Simulink il modello del chopper Z-source, si analizzano i risultati ottenuti con lo scopo di confermare, attraverso la simulazione, quanto espresso con la modulazione Double-Sided proposta nel Capitolo 2.

3.2 Presentazione del Software

Simulink (Simulation and Link) è l'ambiente di programmazione grafico associato a Matlab. È un ambiente per la modellazione, l'analisi e la simulazione di sistemi matematici e fisici, lineari e non. Permette di verificare le prestazioni del sistema e modificare i propri progetti, utilizzando una interfaccia grafica che consente di costruire i modelli come diagrammi a blocchi. Simulink consente di modellare un sistema rapidamente, con chiarezza e senza bisogno di scrivere righe di codice; inoltre, permette di costruire modelli con diagrammi a blocchi tramite operazioni "click-and-drag", ritoccare velocemente i parametri e osservare i risultati in tempo reale durante la simulazione. Ogni blocco

rappresenta un sistema dinamico che può produrre un output continuo (blocco continuo) o ad un tempo definito (blocco discreto). La tipologia di blocco, quindi, determina la relazione che lega gli ingressi alle uscite. Il software mette a disposizione una ricca libreria di blocchi funzionali predefiniti pronti per l'utilizzo. Quando il modello aumenta in dimensione e complessità risulta comodo semplificarlo aggregando i blocchi in sottosistemi in modo da rendere meno pesante la visualizzazione in finestra conservando sempre gli stessi legami funzionali. La simulazione di un sistema dinamico consiste nella determinazione, sulla base delle informazioni fornite dal modello, degli stati e delle uscite del sistema, al variare del tempo. Simulink viene utilizzato attraverso due fasi: la definizione del modello da simulare prima ed esecuzione e analisi del sistema stesso poi. La simulazione dei modelli simulink richiede l'integrazione numerica di equazioni differenziali ordinarie e a questo scopo il programma fornisce un elevato numero di solutori per tali equazioni.

3.3 Modellizzazione del Chopper Z-source

Il punto fondamentale per la simulazione del chopper Z-source è la modulazione, in particolare questo capitolo utilizza la tecnica di modulazione Double-Sided descritta nella Capitolo 2. Questa tecnica di modulazione è definita in un sottosistema, mostrato in figura 3.1. Questo sottosistema ha in ingresso la tensione d'ingresso, la tensione di riferimento e il fattore di innalzamento della tensione (boost factor). Questi ingressi vengono utilizzati per calcolare i duty cycle utili per realizzare la modulazione richiesta, in particolare δ_0 e δ_{1N} così come descritti nel paragrafo 2.7. Questi duty cycle vengono poi confrontati con il segnale portante restituendo in output i segnali degli interruttori del ramo di chopper, permettendo così di eseguire il ciclo di

commutazione richiesto dalla tecnica, cioè prima lo stato nullo, a seguire lo “stato zero di cortocircuito” ed infine lo stato attivo.

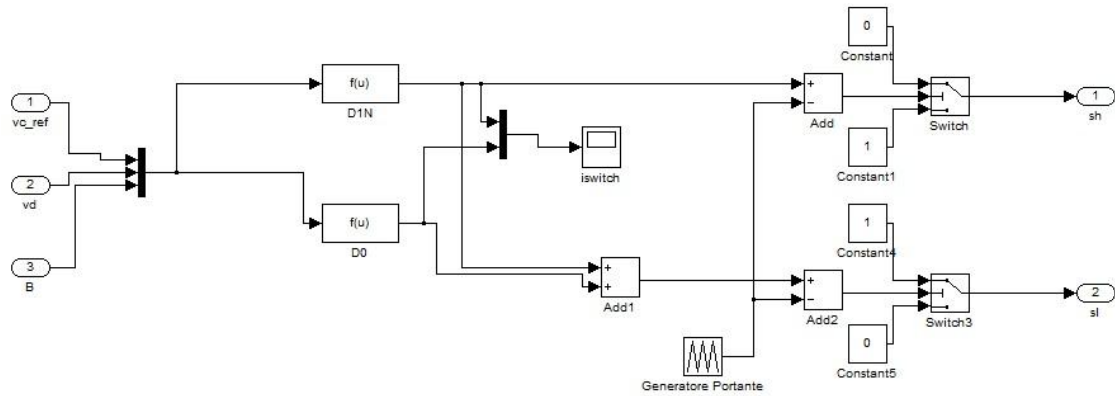


Fig. 3.1: Sottosistema “Modulatore Double-Sided”.

Questo sottosistema è inserito nello schema del chopper Z-source, mostrato in figura 3.2, che utilizza un solo ramo di chopper con un carico R-L. Come si può osservare sono stati posizionati vari scope per tenere sotto controllo i vari parametri, come ad esempio la tensione sui condensatori, che risulta fondamentale per il funzionamento dell’inverter.

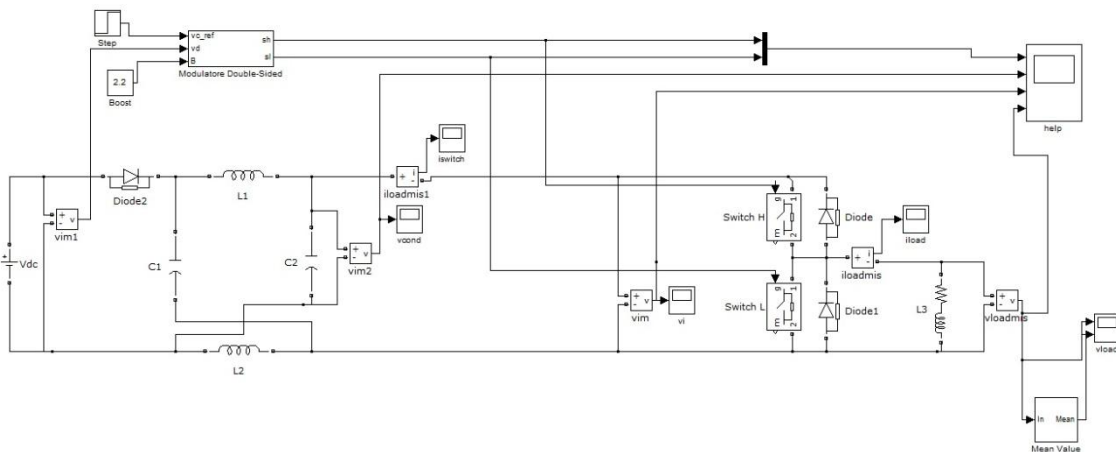


Fig. 3.2: Modellizzazione del chopper Z-source in Simulink

3.4 Simulazione con modulazione Double-Sided

I parametri da implementare sono la resistenza del carico, l'induttanza del carico, la capacità del condensatore e l'induttanza dell'induttore entrambi della rete dello Z-source, la tensione in ingresso e il tempo di ciclo. Si assumono perciò i seguenti valori:

$R_c=10.0$
 $L_c=5.0e-3$

$C=576e-6$
 $L=152e-5$

$V_{dc}=250$

$t_c=100e-6$

Inoltre si assume un valore di $B=2.5$ e si richiede una tensione in uscita che varia da 200V iniziali a 400V dopo 0.5s. La simulazione è effettuata per il tempo di un secondo.

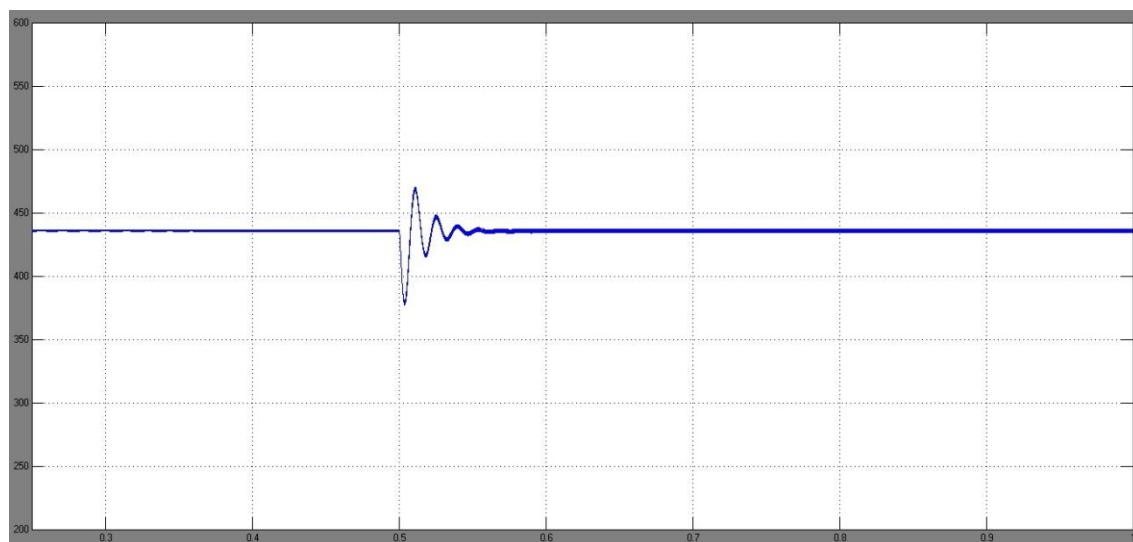


Fig. 3.3: Tensione sui condensatori.

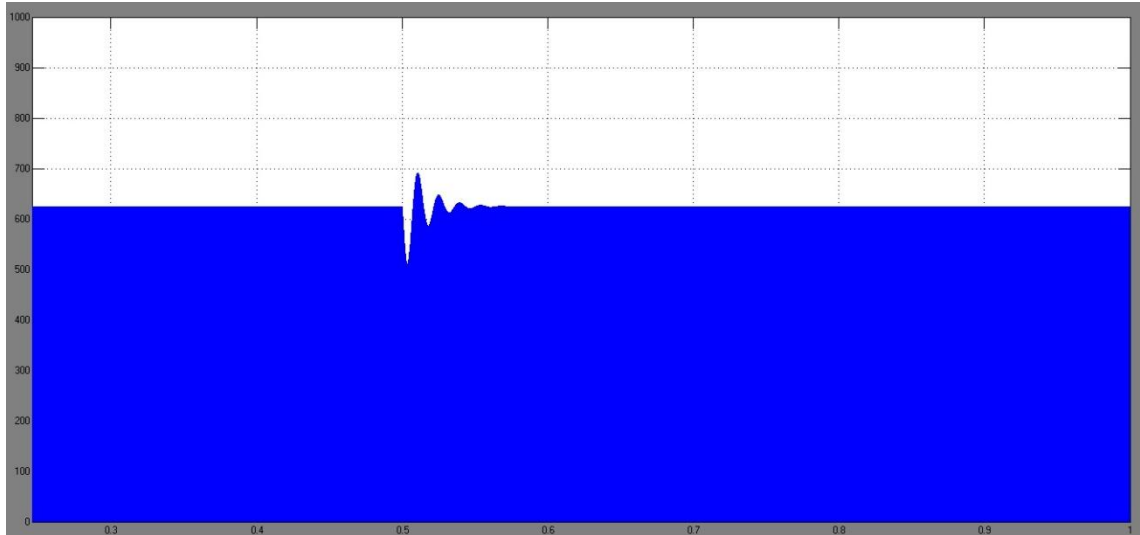


Fig. 3.4: Tensione in uscita dalla rete Z-source.

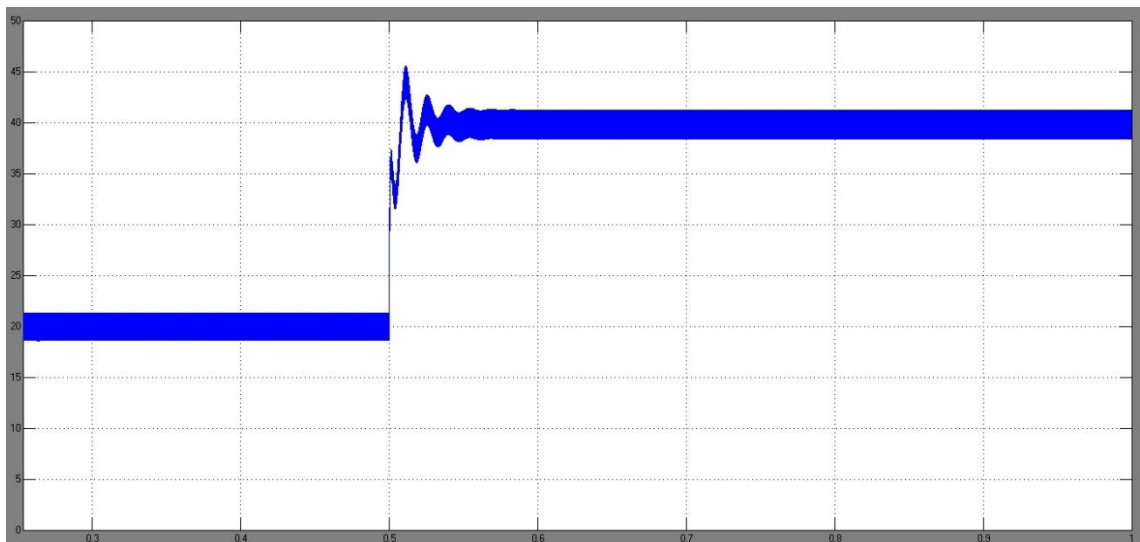


Fig. 3.5: Corrente sul carico.

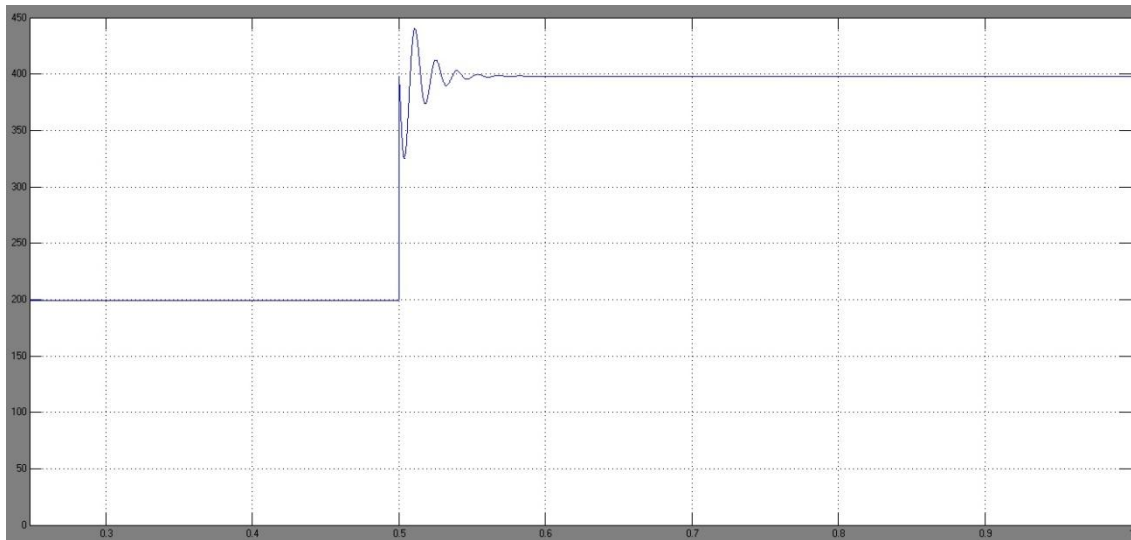


Fig. 3.6: Tensione media sul carico.

3.5 Analisi dei risultati ottenuti con la simulazione con modulazione Double-Sided

Se si osservano le figure 3.3, 3.4, 3.5 e 3.6, possiamo immediatamente dedurre che, al di là di transistori, il chopper Z-source fornisce in uscita effettivamente ciò che è stato richiesto; infatti la tensione risulta 200V nei primi 0.5 per poi salire a 400V. La tensione sul condensatore, come mostra la figura 3.3, risulta pressoché costante, in accordo con la teoria illustrata nel Capitolo 2; ciò significa che si ha effettivamente la tensione del condensatore a 436V permettendo di innalzare la tensione in uscita dalla rete Z-source, come mostrato in figura 3.4. In figura 3.5 la corrente al carico risulta esattamente 20A nei primi 0.5s per poi salire a 40A, come da previsione. È da notare che, mentre l'inverter tradizionale ha una commutazione istantanea, la rete Z-source ha una sua dinamica quando è richiesta una variazione della tensione in uscita e per questo si sceglie di innalzare la tensione anche quando non sarebbe necessario, in quanto la sua dinamica in uno step come quello utilizzato in questa simulazione produrrebbe transistori che non permetterebbero un

funzionamento ottimale del sistema. In figura 3.7 è plottato un numero piccolo di cicli di commutazione per mostrare la risposta del sistema con la modulazione Double-Sided prima dello step, in figura 3.8 dopo lo step.

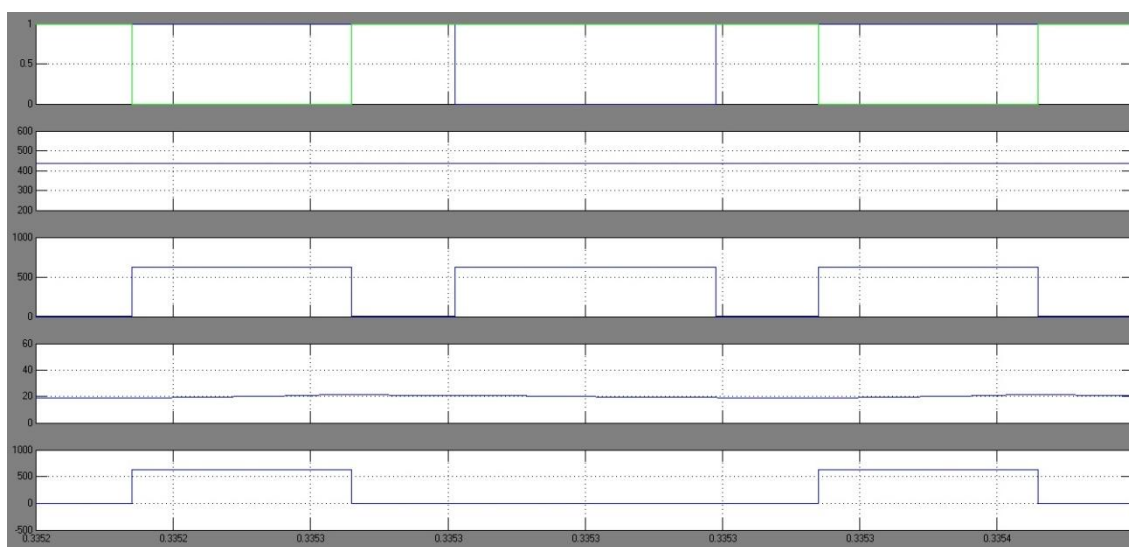


Fig. 3.7: Dall'alto: comando degli interruttori, tensione sui condensatori, tensione in uscita dalla rete Z-source, corrente di carico e tensione di carico prima dello step.

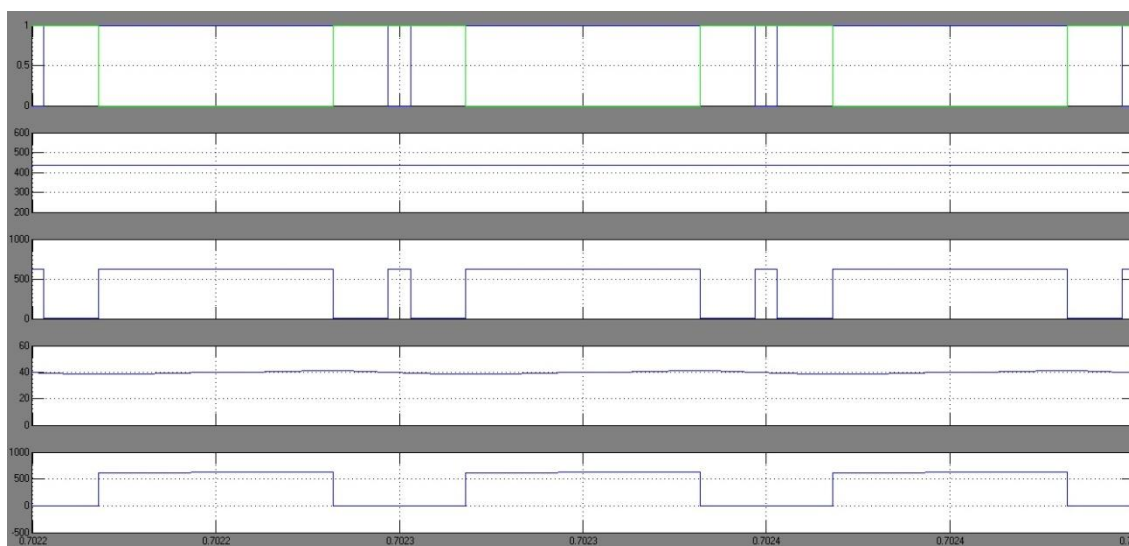


Fig. 3.8: Dall'alto: comando degli interruttori, tensione sui condensatori, tensione in uscita dalla rete Z-source, corrente di carico e tensione di carico dopo lo step.

Inoltre, una osservazione molto importante è che i parametri della rete Z-source devono essere scelti molto accuratamente e con precisione in quanto una scelta non corretta provoca un malfunzionamento molto evidente, con comportamenti indesiderati del sistema che possono portare anche a danneggiare irreversibilmente i componenti. Per esempio, in figura 3.9, è mostrato un caso di malfunzionamento a causa della capacità del condensatore troppo elevata, in particolare $C=576e-5$, che provoca una tensione su di esso non costante, violando l'ipotesi di Peng [1] che, dall'analisi delle tensioni medie, affrontata anche nel Capitolo 2, afferma che la tensione sui condensatori è costante, provocando una tensione e una corrente sul carico non coerente con ciò che ci si attende e quindi inaccettabile. Numericamente la tensione sui condensatori, oltre che a risultare non costante per tutta la simulazione, dopo lo step tende ad un valore di 570V rispetto ai 436 attesi, la tensione in uscita dopo lo step tende a circa 570V invece dei 400V richiesti con una tensione che sfiora i 60A a dispetto dei 40A che ci si attendeva. Inoltre i transistori sono molto elevati.

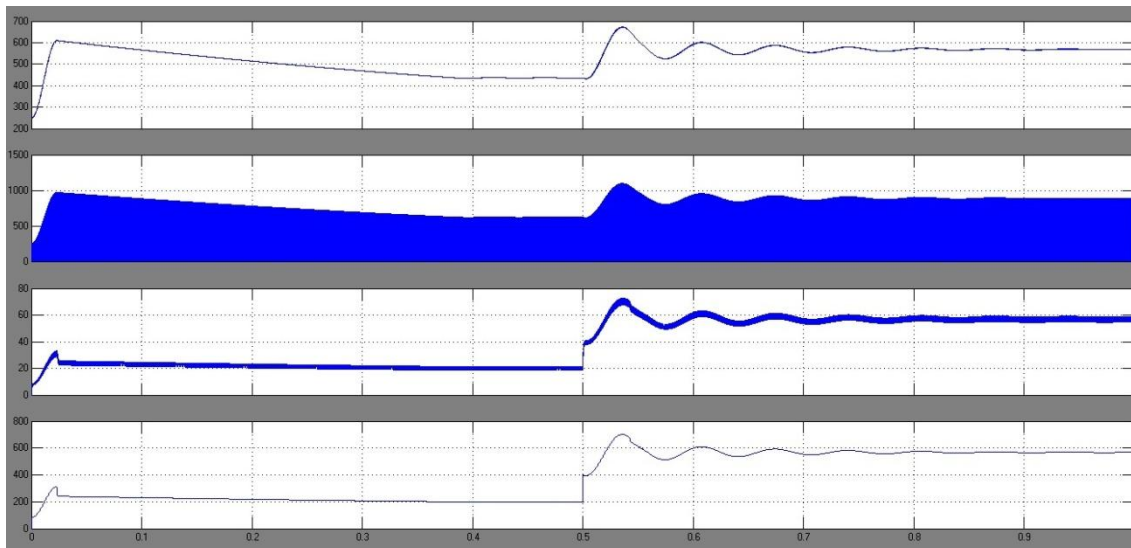


Fig. 3.9: Caso di malfunzionamento del sistema. Dall'alto: tensione sui condensatori, tensione in uscita dalla rete Z-source, corrente di carico e tensione media di carico.

Capitolo 4

SIMULAZIONE DI UN INVERTER TRIFASE Z-SOURCE

4.1 Introduzione

Questo capitolo è dedicato all'analisi del comportamento dell'inverter trifase Z-source con l'utilizzo del software Simulink. Dopo avere realizzato in ambiente Simulink il modello dell'inverter trifase Z-source, si analizzano i risultati ottenuti con lo scopo di confermare, attraverso la simulazione, quanto espresso con la modulazione SVPWM proposta nel Capitolo 2.

4.2 Modellizzazione dell'Inverter trifase Z-source

Il punto fondamentale per la simulazione dell'inverter trifase Z-source è la modulazione, in particolare questo capitolo utilizza la tecnica di modulazione SVPWM descritta nella Capitolo 2. Questa tecnica di modulazione è definita in un sottosistema, mostrato in figura 4.2. Questo sottosistema ha in ingresso la tensione d'ingresso, le tensioni di riferimento delle singole fasi e il fattore di innalzamento della tensione (boost factor). Questi ingressi vengono utilizzati per calcolare i duty cycle utili per realizzare la modulazione richiesta, in particolare δ_0 , δ_{1A} ,

δ_{2A} e δ_{3A} così come descritti nel paragrafo 2.9. Questi duty cycle vengono poi confrontati tra loro e riordinati con un ulteriore sottosistema inglobato in questo sottosistema, mostrato in figura 4.1, e restituisce i valori delle modulanti. Queste modulanti vengono a loro volta confrontate con il segnale portante restituendo in output i segnali degli interruttori dei rami dell'inverter, permettendo così di eseguire il ciclo di commutazione richiesto dalla tecnica, cioè N-ST-A₁-ST-A₂-ST-N.

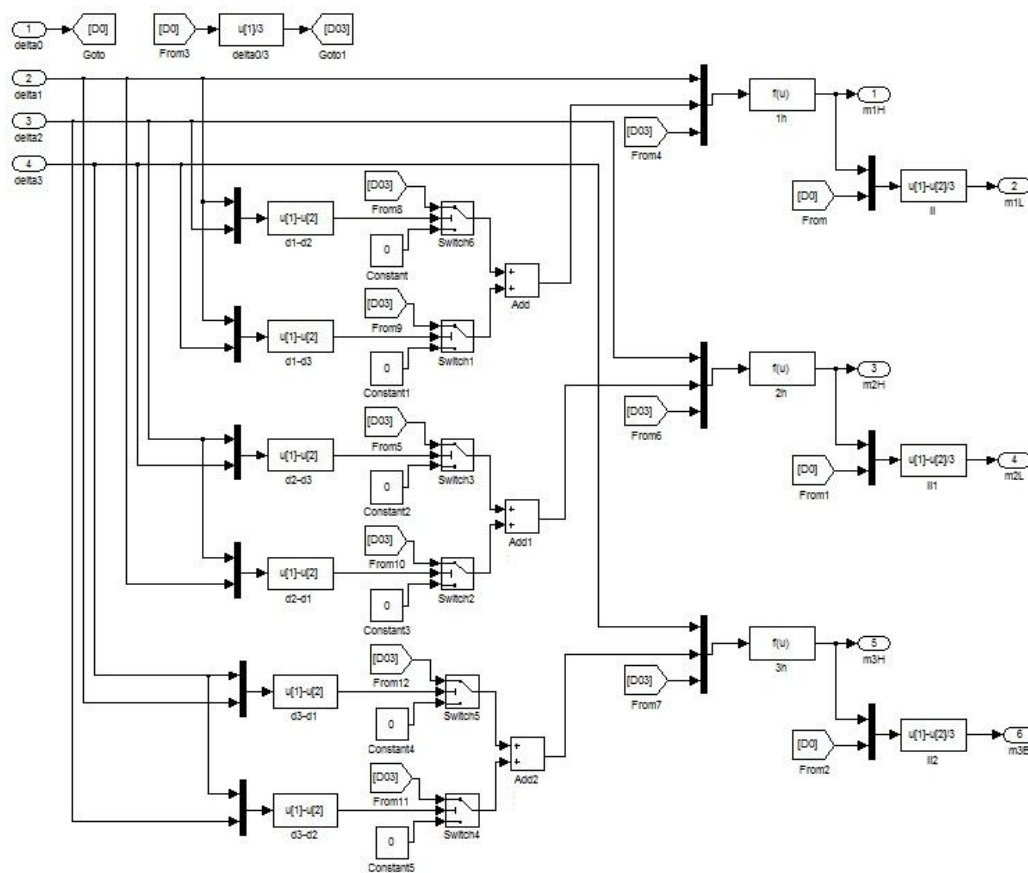


Fig. 4.1: Sottosistema che riordina i duty cycle.

Il sottosistema di figura 4.2 è inserito nello schema dell'inverter Z-source, mostrato in figura 4.3, che presenta in uscita un carico R-L trifase collegato a stella. Come si può osservare sono stati posizionati vari scope per tenere sotto controllo i vari parametri, come ad esempio la tensione sui condensatori, che risulta fondamentale per il funzionamento dell'inverter.

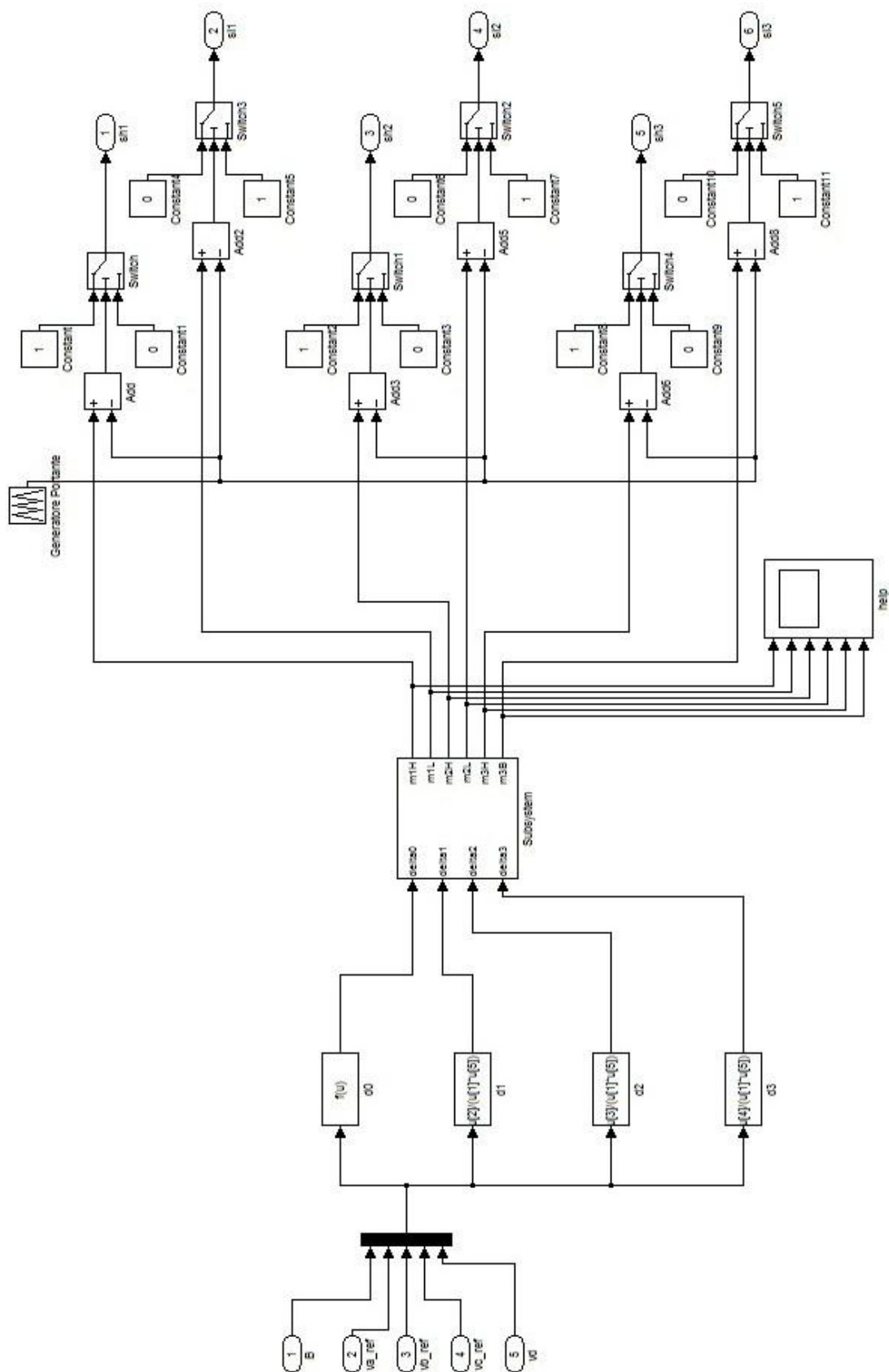


Fig. 4.2: Sottosistema "Modulatore SVPWM".

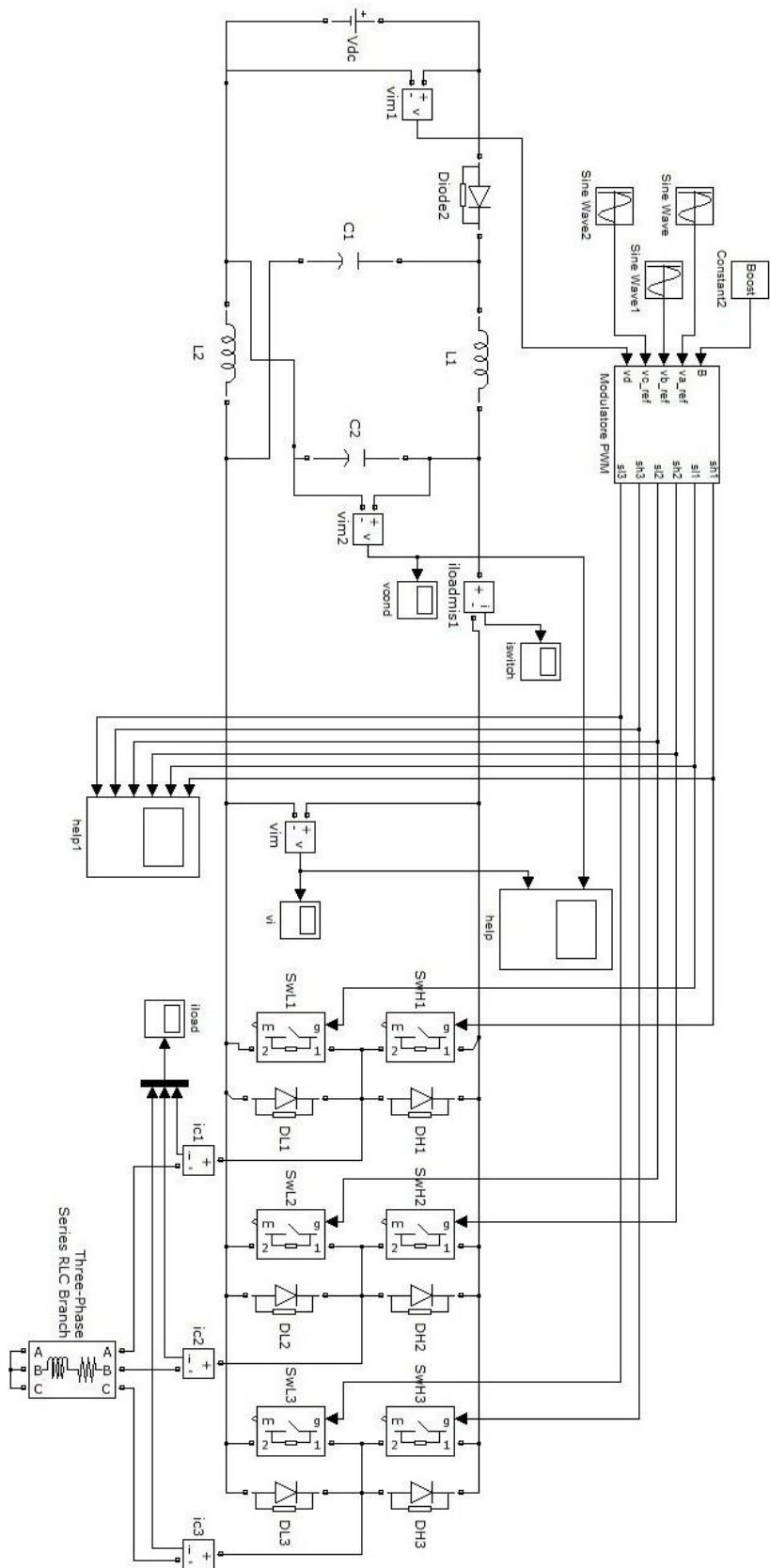


Fig. 4.3: Modellizzazione dell'inverter Z-source in Simulink

4.3 Simulazione con modulazione SVPWM

I parametri da implementare sono la potenza attiva, il coseno dell'angolo di sfasamento, la tensione del carico, la pulsazione della corrente del carico, la capacità del condensatore e l'induttanza dell'induttore entrambi della rete dello Z-source, la tensione in ingresso, il tempo di ciclo e il fattore di innalzamento. Si assumono perciò i seguenti valori:

Vdc=400

C=100e-6

L=26e-3

Vcar=300

wcar=314.16

cosphi=0.8

Pa=13000

$Z_c = 1.5 * (V_{car}^2 * \cos\phi) / P_a$

$\tau_{auc} = \sqrt{(1/\cos\phi^2) - 1}$

$R_c = Z_c / \sqrt{1 + w_{car}^2 * \tau_{auc}^2}$

$L_c = R_c * \tau_{auc}$

tc=100e-6

Boost=3.5

La simulazione è effettuata per il tempo di un secondo. La potenza utilizzata (13KW) è la potenza della nuova vettura puramente elettrica proposta da Renault per muoversi agilmente in città: la Renault Twizy.

4.4 Analisi dei risultati ottenuti con la simulazione con modulazione SVPWM

Se si osservano le figure 4.4, 4.5 e 4.6, possiamo immediatamente dedurre che l'inverter Z-source fornisce in uscita effettivamente ciò che

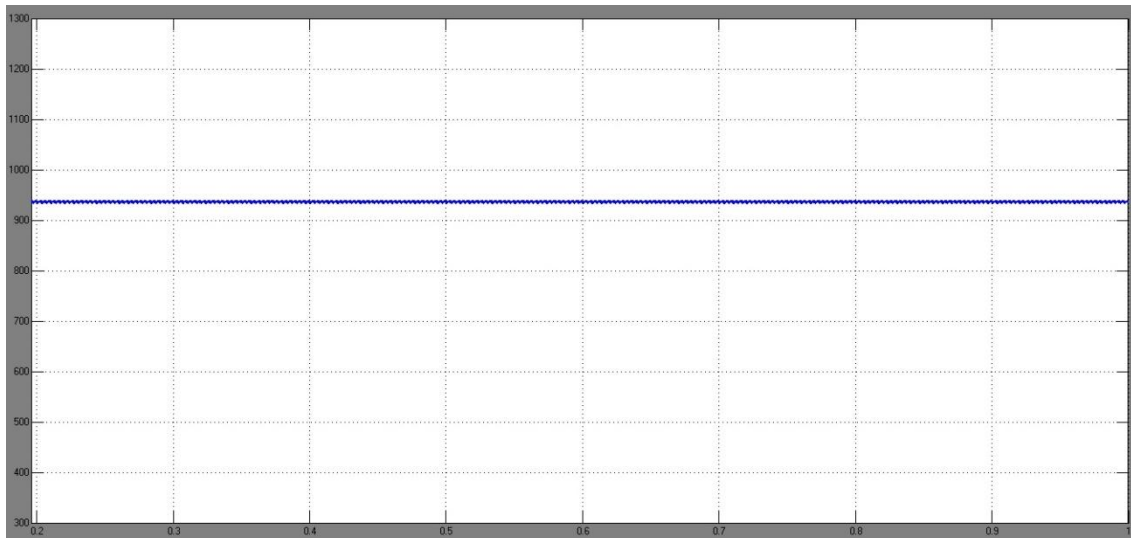


Fig. 4.4: Tensione sui condensatori.

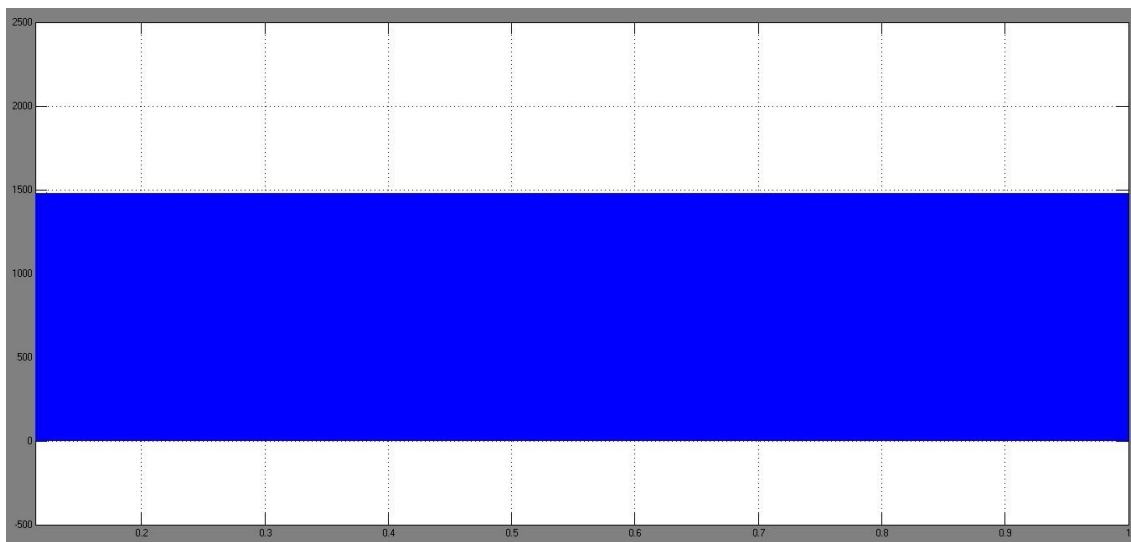


Fig. 4.5: Tensione in uscita dalla rete Z-source.



Fig. 4.6: Corrente sul carico.

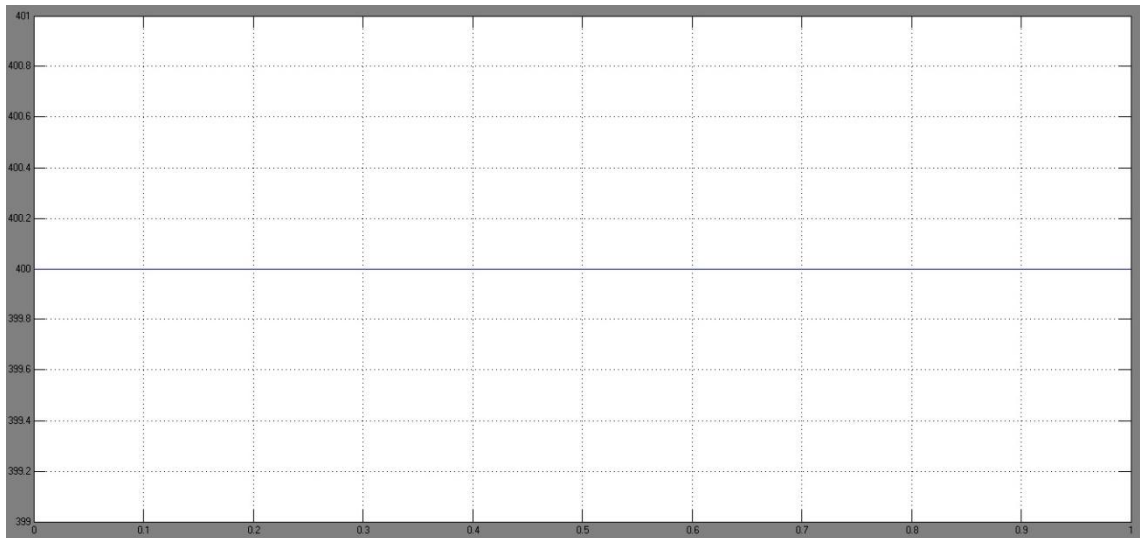


Fig. 4.7: Tensione in ingresso.

è stato richiesto; infatti la corrente risulta perfettamente sinusoidale. La tensione sul condensatore, come mostra la figura 4.4, risulta pressoché costante, in accordo con la teoria illustrata nel Capitolo 2; ciò permette di innalzare la tensione in uscita dalla rete Z-source, come mostrato in figura 4.5. In figura 4.6 la corrente al carico risulta sinusoidale a circa 38A. Confrontando infine le figure 4.5 e 4.7, cioè la tensione in uscita dalla rete Z-source e la tensione in ingresso, si nota come la rete effettivamente innalzi la tensione portandola da 400V fino a valori decisamente superiori.

Molto importante e da ribadire che i parametri della rete Z-source devono essere scelti molto accuratamente e con precisione in quanto una scelta non corretta provoca un malfunzionamento molto evidente, con comportamenti indesiderati del sistema che possono portare anche a danneggiare irreversibilmente i componenti.

CONCLUSIONI

Le vetture elettriche sono una delle migliori soluzioni disponibili per limitare le sostanze inquinanti e ridurre i consumi, soprattutto nel traffico urbano. In fase di sviluppo sono anche le vetture la cui alimentazione avviene tramite una cella a combustibile che ricava energia elettrica dall'idrogeno. Dato che la cella a combustibile fornisce una tensione variabile è necessario stabilizzarla utilizzando varie metodologie.

In questa tesi è affrontata l'applicazione della rete Z-source interposta tra la sorgente, in particolar modo della cella a combustibile, e l'inverter nei veicoli a idrogeno. Le particolarità che introduce questa rete sono molteplici: innanzi tutto la tensione in uscita dall'inverter non risulta più superiormente limitata come capita nei tradizionali inverter grazie all'introduzione di uno "stato zero di cortocircuito" che permette il cortocircuito tra le fasi senza danneggiare gli interruttori. Durante questo stato la corrente carica gli induttori che accumulano energia nei loro campi magnetici che, una volta terminato questo stato, scaricheranno sui condensatori che saranno in grado di innalzare la tensione in uscita dalla rete.

Nella tesi sono proposte due tecniche di modulazione, una per il chopper e una per l'inverter.

Entrambe le tecniche, di tipo Double-Sided, sono state testate mediante simulazione numerica in ambiente Simulink, ed hanno confermato la capacità dell'Inverter Z-source di lavorare in condizioni di boost. Estremamente complicata e delicata è risultata la taratura dei condensatori e degli induttori della rete Z-source; piccoli errori nel dimensionamento possono portare a funzionamenti indesiderati anche molto gravi, in grado di danneggiare irreversibilmente tutti i componenti.

L'analisi effettuata ha comunque evidenziato come l'inverter *Z*-source possa essere utilizzato convenientemente nell'azionamento di un veicolo elettrico, in particolare ad idrogeno.

BIBLIOGRAFIA

[1] F.Z.Peng, “Z-source inverter”; IEEE Transactions on Industry Applications, vol.39, n. 2, pp. 504-510, Marzo/Aprile 2003

[2] O.Ellaban, J.Van Mierlo and P.Lataire, “Comparison between different PWM control method for different Z-source inverter topologies”, Vrije Universiteit Brussel, Belgium

[3] M.S.Bakar, N.A.Rahim, K.H.Ghazali, A.H.M.Hanafi, “Z-source inverter pulse width modulation: a survey”; International conference on electrical, control and computer engineering, pp. 313-316, Giugno 2011

[4] B.Y.Husodo, M.Anwari and S.M.Ayob, “Analysis and simulation of Z-source inverter control Methods”, Department of Energy Conversion Engineering, Universiti Teknologi Malaysia, Malaysia

[5] O.Ellaban, J.Van Mierlo, P.Lataire and P.Van den Bossche, “Z-source inverter for vehicular application”, Vrije Universiteit Brussel, Belgium

[6] C.C.Chan, “The state of the art of electric, hybrid and fuel cell vehicles”; Proceeding of the IEEE, vol. 95, n. 4, pp. 704-718 Aprile 2007

[7] Angelo Tani, “Veicoli Elettrici”, Azionamenti Elettrici, Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Bologna, Italy

[8] Serena Morigi, “Introduzione a Simulink”, Laboratorio di Analisi Numerica, Dipartimento di Matematica, Bologna, Italy

SITOGRAFIA

<http://www.renault.com>