



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA
Dipartimento di Ingegneria Industriale DII
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia
Elettrica

Studio ed implementazione
di un convertitore monofase a ponte
con controllo del fattore di potenza

Relatore: Prof. Manuele Bertoluzzo

Christian Lauri 1152715

Anno Accademico 2017/2018

Indice

Sommario	1
1. Introduzione.....	3
1.1 Trasporto elettrico su strada.....	3
1.2 Tipologie di ricarica.....	4
1.3 Schema generale ricarica wireless	7
1.4 Power quality	9
2. Descrizione teorica	13
2.1 Chopper boost.....	13
2.2 Convertitore a quattro quadranti	15
2.3 Chopper a ponte.....	16
2.4 Inverter a ponte	20
2.5 Funzionamento da raddrizzatore.....	23
2.6 Precarica del condensatore.....	27
3. Anello di tensione.....	31
3.1 Realizzazione del riferimento di corrente	32
3.2 Modellizzazione del sistema nell'anello di tensione	36
3.3 Taratura dei guadagni del PI.....	38
4. Anello di corrente	45
4.1 Studio del controllore.....	46
4.2 Realizzazione del segnale di controllo per la PWM	53
5. Implementazione del convertitore	59
5.1 Componenti fondamentali.....	60
5.2 Componenti secondari	64
5.3 Descrizione del microprocessore	65

5.4	Algoritmo di controllo	68
6.	Simulazioni.....	71
6.1	Realizzazione del circuito	71
6.2	Considerazioni sulle simulazioni.....	77
7.	Risultati sperimentali.....	85
7.1	Funzionamento da chopper abbassatore	86
7.2	Funzionamento da chopper elevatore	91
	Conclusioni.....	95
	Fonti bibliografiche e sitografia	97

Sommario

La sempre maggior importanza dell'elettricità come vettore energetico e la sua diffusione ad ogni settore pone degli importanti quesiti riguardanti, soprattutto, la gestione del sistema elettrico stesso. Nello specifico, con la crescente produzione e, quindi, circolazione di veicoli elettrici dotati di sistemi di accumulo a bordo, si rende necessario perseguire delle soluzioni che garantiscano sia le migliori condizioni di ricarica degli stessi, sia la minor quantità possibile di fenomeni di distorsione nei confronti della rete elettrica.

L'obiettivo di questo elaborato, quindi, è quello di presentare un convertitore bidirezionale, in particolare studiandone il comportamento in configurazione di raddrizzatore; viene altresì approfondita una possibile tecnica di controllo (basata sulla modulazione ad ampiezza di impulso), al fine di garantire il raggiungimento del livello di tensione desiderato ed un fattore di potenza sostanzialmente unitario dal punto di vista della rete. Il lavoro di tesi è arricchito da simulazioni con opportuni software e prove sperimentali, svolte nel laboratorio di Veicoli Elettrici e Sistemi per l'Automazione.

Abstract

The ever-rising importance of electricity as an energy carrier and its quick spread upon most branches is forcing the rise of many questions regarding the electric system's management. More and more electric vehicles, equipped with energy storage systems, are driven all around the world, therefore it's mandatory to look for and to adopt solutions which are able to ensure the best possible charging conditions and the least distorting phenomena towards the grid.

This thesis' goal is to show a bidirectional converter, specifically studying its behaviour as a rectifier; it's also discussed a control technique (based upon the Pulse Width Modulation) able to provide the required DC voltage and a close-to-unity power factor (on the AC side). Many simulations and few experimental tests were carried out to highlight specific effects and working conditions.

1. Introduzione

Prima di entrare strettamente nel merito di questo lavoro di tesi, si ritiene opportuno fornire una rapida descrizione della situazione del trasporto elettrico nel suo complesso, così da fornire un background nel quale inserire le considerazioni successive.

1.1 Trasporto elettrico su strada

È ormai piuttosto evidente, ed altresì accettato dalla gran parte della popolazione, che il futuro dei trasporti su strada (e non solo) non possa far altro che porre le proprie fondamenta sull'utilizzo dell'energia elettrica. È utile sottolineare quanto in questo momento ci si trovi comunque in una sorta di fase di transizione, in cui i veicoli tradizionali (soprattutto alimentati a benzina e gasolio) fanno ancora da padroni nel mercato mondiale, mentre le automobili ibride e puramente elettriche stanno gradualmente trovando consenso. In termini numerici, nel 2017 sono stati venduti per la prima volta oltre un milione di EV (*Electric Vehicles*) e ci si aspetta che nel 2020 questa cifra possa arrivare a quadruplicarsi (raggiungendo circa il 5% del mercato complessivo dei veicoli leggeri¹). La diffusione è parzialmente rallentata a causa di vari fattori, primo fra tutti il costo ancora piuttosto elevato dei modelli in commercio (che li sta spesso limitando alle fasce più benestanti della popolazione), ma anche l'autonomia (spesso percepita come insoddisfacente da parti di alcuni utenti²) e la lenta proliferazione di infrastrutture adeguate.

Sebbene per molti l'idea di utilizzare motori elettrici per fornire potenza ai veicoli di uso quotidiano possa sembrare una novità o addirittura qualcosa di avveniristico, in realtà è un concetto le cui radici risalgono ad oltre un secolo fa. Già sul finire del XIX secolo, molti ingegneri, ed inventori in genere, avevano iniziato a proporre modelli di veicoli alimentati da batterie (spesso per uso ludico); nei primi anni del '900, soprattutto negli Stati Uniti, le strade iniziavano ad essere percorse da un discreto numero di EV,

¹ Secondo le stime della McKinsey&Company, a partire dai dati di EV-volumes.com.

² Si evidenzia, per correttezza intellettuale, che generalmente l'opinione pubblica tende ad essere eccessivamente critica nei confronti di questo aspetto, in quanto molti studi hanno mostrato quanto l'autonomia sia abbondantemente sufficiente per le abitudini quotidiane della gran parte della popolazione. Inoltre, sia per quanto riguarda l'autonomia che per quanto riguarda il costo dei veicoli, la situazione sta migliorando costantemente e ad un ritmo notevole.

tanto che a New York si potevano contare anche una sessantina di taxi elettrici. Il rapido successo di questi mezzi, tuttavia, è stato seguito da un altrettanto rapido declino, soprattutto a seguito dell'introduzione nel mercato del famoso *Model T* della Ford (del 1908), auto economica ed affidabile, e della crescente diffusione del petrolio (e suoi derivati) a prezzi estremamente ridotti.

Le ragioni del rinnovato interesse nei confronti dei veicoli elettrici, negli ultimi vent'anni, si devono ricercare in una moltitudine di cause e concause; prima fra tutte, probabilmente, è la questione ambientale. L'impellente necessità di ridurre le emissioni di anidride carbonica (e dei gas serra in generale) e i livelli di inquinamento, soprattutto nelle grandi città, ha fatto sì che tutti i settori si siano trovati ad avere a che fare con normative sempre più stringenti in queste materie e siano dovuti correre ai ripari. Le motivazioni a favore degli EV non sono soltanto di carattere ambientale, ma risiedono anche nell'ambito delle prestazioni e dei costi operativi di questi rispetto agli usuali veicoli utilizzando motori a combustione interna. È ben noto, infatti, che i motori elettrici possono raggiungere rendimenti molto elevati (tranquillamente superiori all'80%), al contrario degli ICE (*Internal Combustion Engines*) che sono limitati fortemente dal proprio ciclo termodinamico³, i cui rendimenti, nell'ambito dei veicoli leggeri, possono assestarsi intorno al 20-30% nelle migliori condizioni di lavoro.

1.2 Tipologie di ricarica

Sono state viste, quindi, alcune delle motivazioni principali che portano la nostra società in direzione dei veicoli elettrici. Sebbene al momento una grossa parte di questi mezzi siano degli ibridi, ossia presentino caratteristiche convenzionali dei motori a combustione, affiancate da un motore elettrico e da un sistema di accumulo⁴ (ovviamente c'è anche il sistema di interconnessione e gestione di questi elementi), è manifesto che in un futuro non troppo lontano, con la necessità di distaccarsi completamente dalle fonti

³ Senza soffermarsi eccessivamente sull'argomento, si ricorda che il limite superiore, per quanto riguarda il rendimento della macchina in esame, è comunque posto da quello ideale del ciclo di Carnot corrispondente al medesimo salto di temperatura ($\eta = \frac{T_1 - T_2}{T_1}$).

⁴ Vi sono varie configurazioni possibili per quanto riguarda i veicoli ibridi; prevalentemente si fa riferimento alla configurazione in serie, in parallelo, o la modalità serie-parallelo. In queste modalità, talvolta, è il motore a combustione interna a fornire l'energia al motore elettrico e/o alla batteria, di conseguenza non è per nulla scontata la possibilità di interconnettersi direttamente alla rete elettrica per ricaricare il veicolo (modelli *plug-in*).

fossili (che sia per questione economico/ambientali o semplicemente per l'esaurimento di queste), la totalità dei veicoli dovrà trarre la propria energia direttamente dalla rete elettrica ed immagazzinarla in sistemi di accumulo.

La questione non è così banale, soprattutto per la necessità di opportune infrastrutture di connessione alla rete e di ricarica. Attualmente i veicoli puramente elettrici sono forniti di batterie, le quali vengono caricate per mezzo di connettori fisici che interfacciano il veicolo all'alimentazione. Sostanzialmente, quindi, vengono rese disponibili delle apposite zone di sosta (al momento soprattutto nei parcheggi di centri commerciali, luoghi pubblici, ecc.), fornite di un allacciamento alla rete. Una situazione simile può essere riprodotta anche nel parcheggio personale del proprietario (ad esempio se dispone di un garage con posto auto), tramite l'alimentazione elettrica domestica. Già in questi anni sono stati sviluppati vari standard e sistemi di ricarica differente, a seconda delle specifiche necessità, delle potenze in gioco, del livello di protezione richiesto, ecc., ma in generale tutte queste modalità prevedono di dover ovviamente mantenere l'automobile in sosta per tutto il periodo necessario alla ricarica, che peraltro è una soluzione comune anche al corrente sistema di rifornimento dei veicoli con motore a combustione interna. La situazione, tuttavia, può essere esasperata dai tempi richiesti per il processo; se per un normale rifornimento di combustibile si possono impiegare, nella peggiore delle ipotesi, pochi minuti, per una ricarica di un veicolo elettrico possono essere necessarie anche delle ore⁵.

Questo non è l'unico problema intrinseco della ricarica tramite cavo (*wired*), infatti si deve tenere conto dell'ingombro delle stazioni stesse e della gestione del sistema nel suo complesso. Non va trascurata nemmeno la reazione dell'opinione pubblica, in quanto spesso volte i cittadini sono poco propensi a maneggiare o utilizzare elementi sottoposti a tensioni e/o correnti elevate, mostrando diffidenza nei confronti di queste tecnologie; se a questo si aggiunge la possibilità di dover interagire in condizioni meteorologiche potenzialmente avverse (pioggia, neve, ecc.), è evidente che si potrebbe incorrere in situazioni di forte opposizione provenienti da alcune parti della popolazione. Ovviamente non si può trascurare la questione sicurezza in tutto il suo spettro; ad esempio

⁵ Attualmente, le ricariche lente (ad esempio in contesti domestici) possono necessitare di 5-6 ore, mentre quelle più rapide si aggirano attorno al paio d'ore. Vi sono anche tipologie estremamente rapide, con potenze particolarmente elevate, che impiegano poche decine di minuti per ricaricare il veicolo quasi completamente (in genere si raggiunge circa l'80% della capacità possibile).

le apparecchiature (sia *on-board* che *off-board*) devono essere sottoposte periodicamente a controlli e manutenzioni, al fine di salvaguardare gli utenti e le apparecchiature.

Tra l'altro, generalmente, questi sistemi sono unidirezionali, ossia il flusso di potenza si manifesta soltanto dalla rete verso il veicolo, per la ricarica di questo. Questo, chiaramente, non è un problema di per sé, tuttavia avere dei sistemi bidirezionali può permettere anche ai veicoli di erogare energia in direzione della rete (fermo restando che, nel complesso, siano comunque dei carichi per il sistema⁶), così da poter essere sfruttati, all'evenienza, per alleviare alcune criticità tipiche del sistema elettrico⁷.

Un'altra opzione, che tuttavia non è ancora pronta per l'applicazione su vasta scala, è la cosiddetta ricarica wireless, in cui non esiste collegamento fisico tra il veicolo e la stazione di ricarica. L'idea di base è già discretamente impiegata in contesti meno complessi (si pensi agli spazzolini ricaricabili, piuttosto che ai cellulari con ricarica wireless per l'appunto), tuttavia è particolarmente innovativa nell'ambito veicolistico. Sebbene, in questo senso, ci siano ancora molti ostacoli da affrontare e risolvere⁸, questa ipotesi potrebbe portare con sé alcuni meriti di rilievo; tra i più significativi si può evidenziare la potenziale rimozione di stazioni e strutture di ricarica (le bobine volte alla ricarica potrebbero essere interrate, o comunque poste a livello del manto stradale), nel senso abituale del termine, e l'estrema semplicità d'utilizzo da parte dell'utente (non essendoci cavi da collegare o particolari operazioni da svolgere), il tutto va anche a vantaggio della sicurezza. L'opzione più semplice e pratica è quella di utilizzare due bobine, l'una interrata (e collegata alla rete tramite opportuni sistemi di condizionamento della potenza) e l'altra a bordo del veicolo; in questo modo, effettivamente, l'unica operazione che l'utente deve svolgere è quella di posizionare il mezzo sopra queste opportune zone di sosta e attendere la fine del processo. L'ipotesi più interessante è però rappresentata dalla possibilità di effettuare la ricarica durante il moto dell'automobile, andando addirittura ad eliminare (o più realisticamente a ridurre, in termini di dimensioni e prestazioni) la batteria; infatti, sarebbe possibile interrare le bobine lungo un percorso

⁶ Supposto che vi siano flussi di potenza in entrambe le direzioni, l'obiettivo ultimo è comunque quello di ricaricare il veicolo per permettergli adempire al suo compito; di conseguenza, la potenza prelevata dalla batteria (oltre che essere opportunamente monetizzata) dovrà poi essere restituita da parte della rete.

⁷ La funzione principale sarebbe quella di livellamento del carico, ossia l'andare a smorzare i picchi di potenza richiesti durante le ore più critiche ed incrementare i carichi durante l'orario notturno; altre opzioni sono quelle legate all'erogazione di potenza attiva/reactiva per regolare ampiezza e frequenza della tensione di rete.

⁸ Per citarne brevemente alcuni, ricordiamo le difficoltà di accoppiamento magnetico tra le due estremità del sistema e i problemi di schermatura e riduzione di effetti indesiderati dei campi generati.

predefinito (ad esempio lungo le autostrade, piuttosto che in aree cittadine in prossimità di semafori, dove le auto sono più frequentemente ferme), in modo che le auto che percorrono tali strade possano caricarsi continuamente lungo il tragitto o addirittura utilizzare direttamente la potenza senza la necessità di immagazzinarla⁹.

1.3 Schema generale ricarica wireless

Considerando lo schema generale di un sistema di ricarica wireless per autoveicoli (fig. 1.1), possiamo identificare alcuni elementi fondamentali. Al centro della figura si può osservare l'elemento fondamentale che rende possibile l'effettivo trasferimento di potenza tra trasmettitore e ricevitore, ossia l'accoppiamento magnetico. L'idea di base è la medesima che viene applicata ai comuni trasformatori che si possono trovare per le più disparate applicazioni; senza addentrarci in eccessivi formalismi, che esulerebbero dall'obiettivo di questo testo, si ricorda che avendo a disposizione due (o più) bobine di materiale conduttore, elettricamente isolate l'una dall'altra, e alimentando la prima di queste con una tensione alternata, si è in grado di indurre sulla seconda una forza elettromotrice proporzionale alla precedente. Questo fenomeno funziona particolarmente bene (con rendimenti che rasentano l'unità) fintanto che le due bobine sono accuratamente accoppiate dal punto di vista magnetico, infatti nei comuni trasformatori esse si trovano ad una distanza reciproca estremamente ridotta; inoltre al flusso magnetico viene offerto un percorso preferenziale a bassa riluttanza in materiale ferromagnetico (solitamente realizzato in lamierini assemblati a formare una strutta solida), così da convogliarlo dove necessario.

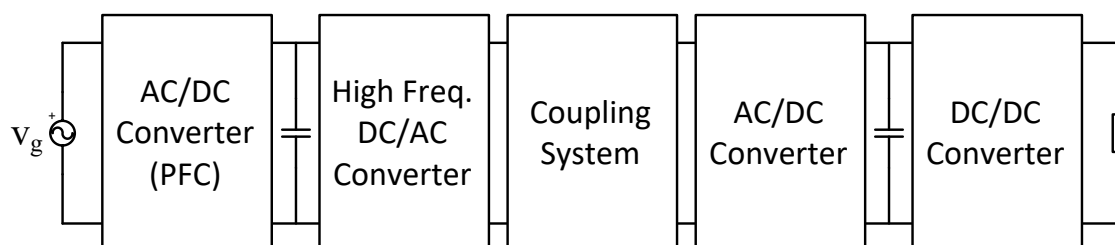


Figure 1.1 Schema a blocchi semplificato di un sistema di ricarica wireless.

⁹ Si evidenzia come questo concetto sia simile a quello utilizzato da vari veicoli urbani e non, come treni, tram e navette di vario genere, che seguono percorsi predefiniti e vengono alimentati per mezzo di pantografi.

Per quanto riguarda la ricarica dei veicoli, tuttavia, è chiaro che la situazione degenera rapidamente e per vari motivi; in particolare, le due bobine sono fisicamente poste ad una distanza tutt'altro che trascurabile (decine di centimetri), in quanto l'una è alimentata dalla rete elettrica (bobina trasmittente, posizionata quindi *off-board*), mentre la secondaria si trova a bordo del mezzo (ricevente, *on-board*). Questo problema è esasperato dal fatto che non sia possibile nemmeno fornire un percorso particolarmente privilegiato per le linee di flusso del campo magnetico, in quanto tra le due estremità del sistema ci dev'essere necessariamente dell'aria (che presente una riluttanza più elevata dei materiali ferromagnetici). Questi aspetti non fanno altro che peggiorare l'accoppiamento tra le bobine e di conseguenza ridurrebbero il rendimento della trasmissione in modo drastico. Le soluzioni per "aggiustare" la situazione sono molteplici e tutt'ora in fase di studio e continuo miglioramento, tra l'altro non sono strettamente prerogativa di questo elaborato e di conseguenza non si ritiene necessario addentrarsi in troppi dettagli; una di queste, tuttavia, è rappresentata dalla necessità di elevare la frequenza con cui viene alimentato il sistema, rispetto a quella tipica offerta dalla rete di distribuzione (50 Hz, o 60 Hz dove questi sono presenti).

Si tornerà in seguito sul come venga garantita questa condizione, per il momento assumiamo che si riesca a realizzarla. Spostandoci quindi verso l'estremità destra dello schema iniziale, ossia considerando la strumentazione e le apparecchiature fisicamente poste a bordo del veicolo, si osserva la presenza di un raddrizzatore; la batteria, infatti, deve essere caricata (o eventualmente scaricata) per mezzo di una corrente continua. Questo elemento è generalmente realizzato con un convenzionale ponte a diodi¹⁰, in modo da ridurre il costo dei componenti (che ovviamente vanno ad influire su quello del veicolo) ed il costo computazionale¹¹. A sua volta, il raddrizzatore, si affaccia ad un *chopper*, un tipico elemento di conversione DC-DC, il quale permette di regolare la tensione che alla fine del processo viene effettivamente fornita al carico (in questo caso rappresentato dal sistema d'accumulo). Possiamo pensare al chopper come fosse un

¹⁰ Nel caso venga utilizzato un ponte a diodi, il sistema nel suo complesso non è più bidirezionale ma è soltanto in grado di far transitare energia dall'alimentazione alla batteria. Se si desidera ottenere uno schema bidirezionale, è necessario ricorrere ad un convertitore a quattro quadranti, il cui controllo, tuttavia, può risultare piuttosto complesso (vista l'interfaccia con il lato ad alta frequenza).

¹¹ Nel caso del raddrizzatore a diodi, appunto, non è necessario alcun intervento esterno per la gestione di questo, in quanto è composto da elementi che commutano spontaneamente in dipendenza della tensione a cui sono sottoposti.

trasformatore dedicato a gestire, in modo bidirezionale, correnti continue e quindi in grado di regolarle a seconda delle necessità e della logica di controllo.

Muovendoci a ritroso, invece, andiamo ad analizzare il lato sinistro del circuito, ossia quegli elementi *off-board* che hanno la funzione di prelevare potenza dalla rete elettrica e condizionarla in modo opportuno, affinché possa essere trasferita verso il mezzo. Si era accennato in precedenza della necessità di generare una tensione ad alta frequenza, per poter ottenere un trasferimento di potenza quantomeno soddisfacente. Questa operazione viene comunemente svolta, anche in molti altri contesti, per mezzo di un inverter; uno strumento bidirezionale, alimentato con una tensione continua, in grado di fornire in uscita una tensione modulata di cui può essere regolata sia l'ampiezza che, per l'appunto, la frequenza della prima armonica. La struttura tipica di questo elemento è simile a quella del già citato raddrizzatore a ponte (sebbene visto in modo speculare), tuttavia i diodi sono sostituiti da elementi a commutazione controllabili (ad esempio MOSFET o IGBT).

A questo punto resta da presentare un ultimo elemento (in realtà, dal punto di vista pratico, è il primo elemento dal sistema), il quale è l'unico ad interfacciarsi direttamente con la rete elettrica. Anche in questo caso si ha a che fare con un raddrizzatore, il quale permette di realizzare un livello di tensione quasi costante che sarà portato all'ingresso del sopra citato inverter. Tale oggetto è effettivamente l'argomento di studio di questo elaborato e di conseguenza sarà descritto con più cura nel seguito, ad ogni modo si vuole evidenziare fin da subito il fatto che si tratti di uno strumento più complesso rispetto a quello utilizzato *on-board*, sebbene ricadano nella stessa grande famiglia di convertitori AC-DC. La maggior complessità, d'altra parte, non pesa strettamente sul costo del veicolo e anche dal punto di vista computazionale è facilmente gestibile, essendo allacciato ad un sistema a bassa frequenza.

1.4 Power quality

Se in precedenza si parlava delle sempre più stringenti richieste dei legislatori in termini di emissioni ed efficienza da parte dei veicoli (e non solo, ma anche per quanto riguarda impianti e processi industriali, ecc.), allo stesso tempo, negli ultimi anni, sta diventando via via più critico e sentito il concetto di *power quality*. Sebbene il termine

sia spesso usato fuori luogo e, a seconda dell'autore, possa assumere diverse sfaccettature di significato, in sostanza va a racchiudere un duplice concetto: da un lato il cliente ha il diritto di vedersi fornire un bene (l'energia elettrica, in questo caso) di buona qualità, dall'altro lato, proprio il cliente, corre il rischio di degradare lo stato del sistema elettrico complessivo per via degli elementi che ad esso vi collega. In sostanza, il fornitore di energia deve assicurare un servizio di qualità, ma ogni singolo utente deve prendere tutti i provvedimenti necessari a non aggravare la condizione della rete.

La situazione è diventata maggiormente critica negli ultimi decenni per via del crescente impiego di strumenti elettronici; da un lato queste apparecchiature sono particolarmente sensibili ai disturbi presenti sulla tensione di alimentazione, dall'altro la massiccia presenza di convertitori statici (come i già citati inverter, raddrizzatori, ecc., utilizzando appunto elementi di elettronica di potenza) sono la principale cause delle distorsioni presenti sul sistema elettrico.

Per introdurre l'argomento e fornire qualche semplice esempio, si può prendere in esame il caso di un raddrizzatore a diodi. Questo tipo di convertitore ha un funzionamento piuttosto elementare e non richiede particolari interventi da parte dell'utente; i diodi, come risaputo, sono elementi che permettono il passaggio della corrente in un unico verso, mentre sono in grado di sostenere una tensione idealmente illimitata quando si trovano contro-polarizzati. Simulando il circuito rappresentato in figura 1.2, si possono cogliere vari aspetti significativi, ma è particolarmente critico l'andamento della corrente di linea i_s . Si può notare (fig. 1.3) infatti sia lo sfasamento della fondamentale rispetto alla tensione di alimentazione v_s , che l'evidente distorsione in termini di forma d'onda, ossia il conseguente elevato contenuto armonico.

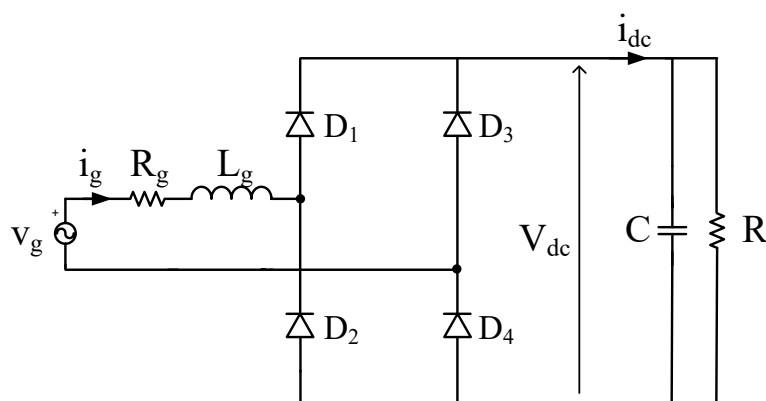


Figure 1.2 Rappresentazione circuitale di un raddrizzatore a diodi.

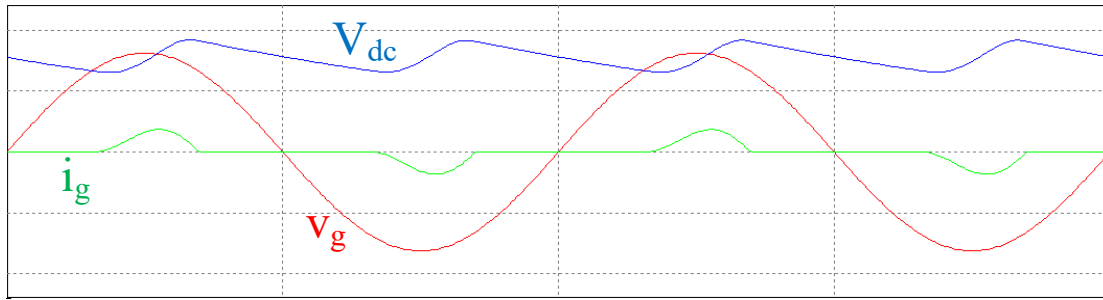


Figure 1.3 Forme d'onda delle grandezze più significative del raddrizzatore a diodi.

Per tenere conto di questi aspetti e darne una descrizione maggiormente quantitativa, si utilizzano generalmente alcuni parametri adimensionali; nello specifico si introducono a seguito la *Total Harmonic Distorsion* (THD), il *Displacement Power Factor* (DPF) e il *Power Factor* (PF).

Il THD è definito come il rapporto tra il valore efficace della componente distorta di una grandezza (grandezza che chiamiamo genericamente x), e il valore efficace della componente fondamentale della medesima, in termini percentuali;

$$THD_x\% = 100 \cdot \frac{X_{dis}}{X_1} \quad (1.1)$$

Il DPF, invece, tiene conto strettamente dello sfasamento tra due grandezze sotto esame (frequentemente l'una una tensione v e l'altra una corrente i), qualora queste siano perfettamente sinusoidali. In caso contrario, si considera lo sfasamento tra le componenti fondamentali;

$$DPF = \cos(\theta_1) \quad (1.2)$$

È manifesto che, in un caso reale, anche a fronte di quanto detto poc'anzi, non ci si troverà mai a lavorare con forme d'onda sinusoidali, di conseguenza è necessario tenere conto anche del contenuto armonico delle grandezze in gioco, oltre che del loro sfasamento. Questo ruolo è quello coperto dal terzo parametro di interesse, il PF¹², in cui possiamo assumere che la tensione abbia andamento sinusoidale e di conseguenza la fonte principale di distorsione è rappresentata dalla corrente;

¹² Il Power Factor è formalmente definito come il rapporto tra la potenza attiva e quella apparente ($PF = \frac{P}{S}$).

$$PF = DPF \cdot \frac{I_1}{I} = DPF \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (1.3)$$

Si vede, quindi, che il fattore di potenza (PF) tiene conto sia dello sfasamento tra le grandezze (DPF) che della distorsione armonica presente in queste (THD).

Facendo riferimento alla situazione descritta nelle immagini precedenti, si possono individuare i seguenti valori per i vari parametri¹³:

$$THD_i \cong 95\% \quad (1.3)$$

$$DPF = 0.985 \quad (\text{in ritardo, con } \theta_1 = 10^\circ) \quad (1.4)$$

$$PF \cong 0.71 \quad (1.5)$$

In cui si nota che effettivamente il contenuto armonico della corrente di rete ha un peso significativo sull'effettivo fattore di potenza finale.

¹³ Le grandezze utilizzate per la simulazione erano: $V_g = \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$, $L_g = 1 \text{ mH}$, $R_g = 1 \text{ m}\Omega$, $C_d = 1000 \text{ }\mu\text{F}$ e $R = 20 \text{ }\Omega$.

2. Descrizione teorica

Prima di addentrarsi nella descrizione di modelli circuitali più complessi, si ritiene utile descrivere rapidamente una tipologia di convertitore DC/DC piuttosto semplice, ossia quella del chopper boost. Come suggerisce il nome, questo circuito ha l'obiettivo di fornire in uscita una tensione continua di valore maggiore rispetto a quella di alimentazione. Questo tipo di strumento, sebbene possa sembrare poco interessante dal punto di vista della realizzazione di un raddrizzatore di tipo PFC (come quello di cui si interessa questo elaborato), è significativo in quanto permette di evidenziare in modo semplice una proprietà intrinseca degli induttori e come essa possa essere sfruttata per elevare, per l'appunto, i livelli di tensione.

2.1 Chopper boost

Come si può vedere dallo schema fornito in figura 2.1, il circuito è composto da un ridotto numero di elementi e da soltanto un elemento a commutazione (a cui ci si riferirà genericamente come interruttore nel seguito); si ricorda, inoltre, che l'induttore è un elemento in grado di accumulare energia per mezzo del campo magnetico e di rilasciarla in un secondo momento.

Studiando il funzionamento del circuito, si nota che quando l'interruttore è chiuso il carico (che si può pensare comprenda sia l'elemento resistivo che il condensatore) si trova sostanzialmente isolato rispetto all'ingresso, perciò, durante questa fase, il generatore di tensione V_{in} alimenta soltanto l'induttanza e la carica. Nella restante porzione del periodo di commutazione, quando l'interruttore è aperto, le due metà del circuito effettivamente possono scambiare potenza tra loro; nello specifico, il carico viene alimentato direttamente dalla tensione di ingresso, ma riceve anche l'energia precedentemente immagazzinata nell'elemento induttivo. Il condensatore serve sostanzialmente per modellare l'andamento della tensione di uscita al fine di renderla sostanzialmente costante (perlomeno in prima approssimazione).

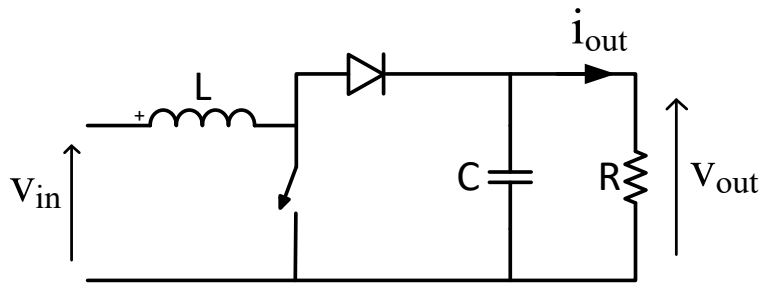


Fig. 2.1 Schema circuitale di un chopper boost.

Si può facilmente vedere che, con l'interruttore chiuso (cioè durante t_{on}), la tensione ai capi dell'induttanza è pari a V_{in} e la corrente transitante su di essa tende ad aumentare, mentre, ad interruttore aperto (t_{off}), la tensione risulta essere esattamente la differenza tra quella di alimentazione e quella applicata al carico ($V_{in} - V_{out}$) e la corrente diminuisce.

Si supponga di lavorare a regime e si faccia l'ipotesi di conduzione continua (la corrente sull'induttanza non raggiunge mai lo zero); per la condizione di regime, il flusso concatenato medio sul periodo deve essere costante, di conseguenza la tensione media ai capi dell'induttore deve essere nulla se valutata nell'arco di un periodo di commutazione (si ricorda infatti che la tensione è definita proprio a partire dalla derivazione del flusso magnetico). Si può, quindi, ricavare

$$V_{in} \cdot t_{on} + (V_{in} - V_{out}) \cdot t_{off} = 0 \quad (2.1)$$

Si può inoltre definire il *duty cycle* in funzione del periodo di commutazione (T_s), ossia

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.2)$$

Combinando le equazioni appena discusse, si ricava quella che è sostanzialmente la relazione ingresso-uscita del semplice sistema sotto esame

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.3)$$

e, trascurando le perdite, si può ricavare l'equazione duale in termini di correnti

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = 1 - D \quad (2.4)$$

Ricordando che, necessariamente, il duty cycle deve essere minore o uguale a uno, si evince che il rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso è definito da una frazione impropria, come previsto ad inizio trattazione. Nello specifico, tanto minore è il

tempo in cui effettivamente ingresso ed uscita sono in grado di scambiare potenza tra loro (t_{on}) e tanto maggiore sarà la tensione di uscita. Si evidenzia che, sebbene teoricamente sembrerebbe possibile raggiungere valori di tensioni pressoché infiniti, nella realtà, a causa delle perdite non nulle dei vari elementi in gioco, ci si può spingere soltanto fino a valori limitati di tensione.

2.2 Convertitore a quattro quadranti

Lasciando, per il momento, da parte il circuito elementare appena descritto, si ritiene opportuno descrivere ora la topologia di circuito che effettivamente assumerà il convertitore di interesse.

Partendo dalla struttura del comune raddrizzatore a ponte a diodi (fig. 2.2), si può pensare di aggiungere dei dispositivi elettronici a commutazione (come, ad esempio, degli IGBT o dei MOSFET) in antiparallelo rispetto ai quattro diodi; quello che si ottiene è la tipica architettura di un cosiddetto ponte H, che è comune sia all'inverter monofase che al chopper a quattro quadranti. La nomenclatura, in effetti, dipende strettamente dalla logica di controllo e quindi da quello che si vuole ottenere da questo dispositivo; infatti, questo sistema è in generale un convertitore a quattro quadranti, ossia è in grado di gestire ogni condizione di flusso di potenza tra i terminali di ingresso e quelli di uscita.

Se ci si pone in una generica condizione di lavoro, supponendo di alimentarlo con una tensione continua, al fine di realizzare una tensione alternata tra i terminali in uscita, si può subito notare la versatilità di questo strumento. Ipotizzando che vi sia un carico parzialmente induttivo e che la forma d'onda di corrente in uscita sia perfettamente sinusoidale, quello che si può subito evidenziare è lo sfasamento temporale tra la prima armonica della tensione applicata al carico e la corrente in esso transitante (fig. 2.3).

Appare manifesto, quindi, che vi siano degli archi temporali in cui le due sinusoidi sono di segno concorde, e quindi la potenza risulti essere positiva (ossia viene erogata dall'alimentazione in DC e assorbita dal lato in AC), mentre altri in cui sono di segno discorde, con conseguente potenza di valore negativo (erogata dal lato in alternata e rimandata verso l'alimentazione).

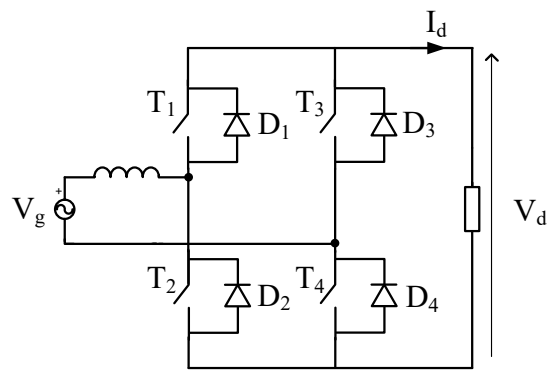


Fig. 2.2 Schema circuitale di un generico convertitore a quattro quadranti.

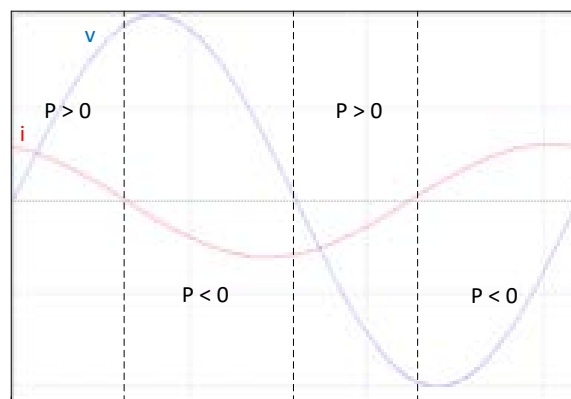


Fig. 2.3 Flussi di potenza in una generica condizione di funzionamento.

Prima di affrontare direttamente la questione della conversione da AC a DC, si ritiene utile fornire una breve descrizione del comportamento di questo convertitore in altre condizioni di funzionamento, al fine di introdurre gradualmente i concetti necessari al completo funzionamento come PFC.

2.3 Chopper a ponte

Come si accennava in precedenza, la struttura di base è comune a vari dispositivi con funzionalità piuttosto differenti. Il caso più semplice da analizzare è quello che si riferisce esclusivamente all'ambito DC, ossia il convertitore comunemente denominato come chopper a quattro quadranti (o a ponte). In generale, il chopper è un dispositivo che fa le veci del trasformatore in ambito DC, ossia permettere di modulare l'ampiezza di una grandezza continua a partire da un'alimentazione anch'essa continua. Nello specifico,

essendo un dispositivo a quattro quadranti, è possibile modulare sia l'ampiezza che la polarità della tensione e della corrente sul lato d'uscita, così da supportare entrambi i flussi di potenza (dall'alimentazione verso il carico e viceversa¹⁴).

Facendo riferimento al circuito rappresentato in figura, si possono notare le due gambe (o rami) del convertitore. Ci riferiremo agli interruttori e diodi della prima gamba come T_1 e D_1 per quelli superiori, mentre T_2 e D_2 per quelli inferiori; allo stesso modo, riferendoci alla seconda gamba, avremo T_3 e D_3 superiori, mentre T_4 e D_4 inferiori. Si evidenzia fin da ora che è assolutamente necessario prestare attenzione a non trovarsi nella condizione di avere entrambi gli interruttori relativi ad una stessa gamba contemporaneamente chiusi, al fine di evitare un corto circuito tra i terminali DC di ingresso. Di conseguenza, a prescindere dalla logica di controllo, l'interruttore superiore di una gamba e quello inferiore della medesima saranno controllati sempre in modo complementare (se T_1 è aperto, allora T_2 sarà chiuso, e viceversa). Sebbene teoricamente ci si aspetti di avere sempre un interruttore chiuso per ciascuna gamba, nella pratica vengono anche introdotti i cosiddetti tempi morti (in cui entrambi gli interruttori di una medesima gamba restano aperti), al fine di considerare i tempi di apertura e chiusura non istantanei dei transistor reali. Ad ogni modo, per questo studio teorico del sistema, si farà riferimento alla condizione ideale senza tempi morti.

Facendo riferimento alle tensioni, quella in uscita $V_{AB} = V_{out}$ è data dalla differenza tra le tensioni V_{AN} e V_{BN} , le quali dipendono, a loro volta, soltanto dalla condizione degli interruttori afferenti al proprio ramo. Nello specifico:

$$V_{AN} = \begin{cases} V_{in} & \text{se } T_1 \text{ chiuso} \\ 0 & \text{se } T_1 \text{ aperto} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$V_{BN} = \begin{cases} V_{in} & \text{se } T_3 \text{ chiuso} \\ 0 & \text{se } T_3 \text{ aperto} \end{cases} \quad (2.6)$$

Se definiamo come D' come duty cycle dell'interruttore T_1 , ossia il suo tempo di chiusura in rapporto al periodo di commutazione (T_s), e D'' come il duty cycle dell'interruttore T_3 , allora possiamo esprimere la tensione di uscita come:

$$V_{out} = V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} = V_{in} \cdot D' - V_{in} \cdot D'' \quad (2.7)$$

Per quanto riguarda la logica di controllo, generalmente sono diffuse due differenti tecniche PWM (*Pulse Width Modulation*): bipolare ed unipolare.

¹⁴ È evidente che il carico debba essere attivo per poter effettivamente erogare della potenza verso l'alimentazione.

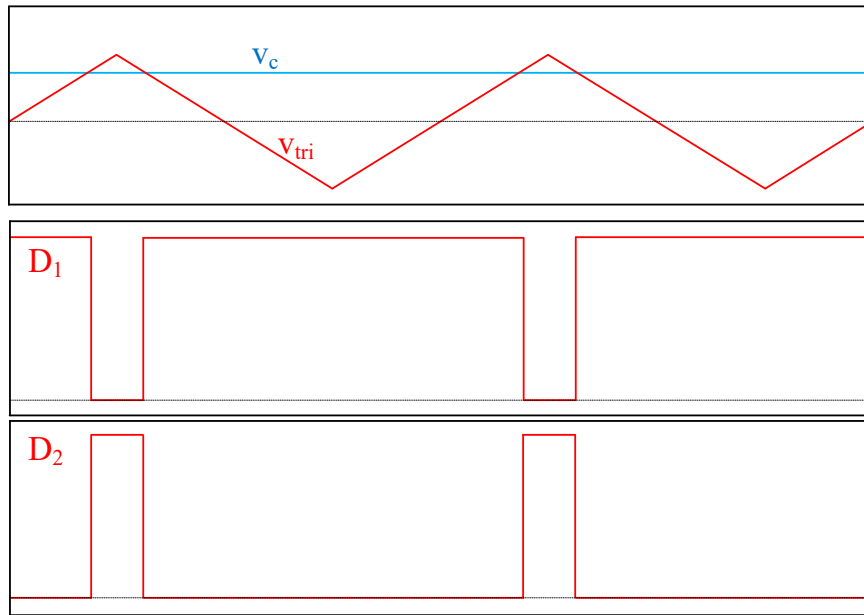


Fig. 2.4 Realizzazione dei duty cycle con tecnica bipolare.

La prima è di più rapida implementazione ed è più semplice intuirne il funzionamento; in sostanza, gli interruttori T_1 e T_4 vengono comandati in modo concorde (entrambi aperti o entrambi chiusi) e, allo stesso modo, vengono controllati gli interruttori T_2 e T_3 (con la prima coppia gestita in modo opposto rispetto alla seconda, per le ragioni citate in precedenza).

Per ottenere questa modalità di funzionamento, si confronta una grandezza di controllo continua (v_c) con un'onda triangolare (v_{tri}), quando il segnale di controllo è maggiore di quello alternato allora si mantengono chiusi gli interruttori T_1 e T_4 , altrimenti si opera il contrario (fig. 2.4).

Con qualche passaggio algebrico si può dimostrare che il *duty cycle* D' , riferendosi al rapporto tra il tempo di chiusura di T_1 e il periodo di commutazione, è esprimibile in funzione dei due segnali citati in precedenza:

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_c}{\hat{V}_{tri}} \right) \quad (2.8)$$

Dove \hat{V}_{tri} è il picco dell'onda triangolare. Tra l'altro, il *duty cycle* D'' , riferito all'interruttore T_3 , è strettamente legato al precedente secondo la relazione

$$D'' = 1 - D' \quad (2.9)$$

Di conseguenza, si può tornare ad esprimere la tensione in uscita in funzione di queste espressioni appena sviluppate:

$$V_{out} = V_{in} \cdot (2D' - 1) = \frac{v_c}{\hat{V}_{tri}} \cdot V_{in} \quad (2.10)$$

Questa espressione evidenzia il comportamento lineare dell'uscita in funzione del segnale di controllo (supposto che V_{in} e \hat{V}_{tri} siano di valore costante).

Si può anche evidenziare come la tensione di uscita oscilla tra V_{in} e $-V_{in}$ e la corrente abbia una componente di ripple a frequenza pari a quella di commutazione.

La seconda opzione è quella di utilizzare un controllo unipolare (fig. 2.5); questa volta, si rende necessario l'utilizzo di due tensioni di controllo ($v_{c,1}$ e $v_{c,2}$). L'interruttore T_1 viene mantenuto chiuso fintanto che $v_{c,1}$ è maggiore dell'onda triangolare, mentre T_3 si trova chiuso quando $v_{c,2}$ è superiore all'onda triangolare. Si noti che i due segnali di controllo sono strettamente dipendenti tra loro, infatti sono uno l'opposto dell'altro (cioè $v_{c,2} = -v_{c,1}$). Dal punto di vista algebrico, le equazioni che descrivono questa logica sono le medesime già messe in mostra in precedenza per la tecnica bipolare, tuttavia, in questo caso, appaiono degli intervalli di tempo in cui entrambi gli interruttori superiori (e vale il medesimo discorso per quelli inferiori) si trovano chiusi in contemporanea per un certo intervallo di tempo. Questa situazione è voluta, infatti, in tale circostanza, la tensione ai morsetti di uscita è nulla per la durata dell'intero intervallo.

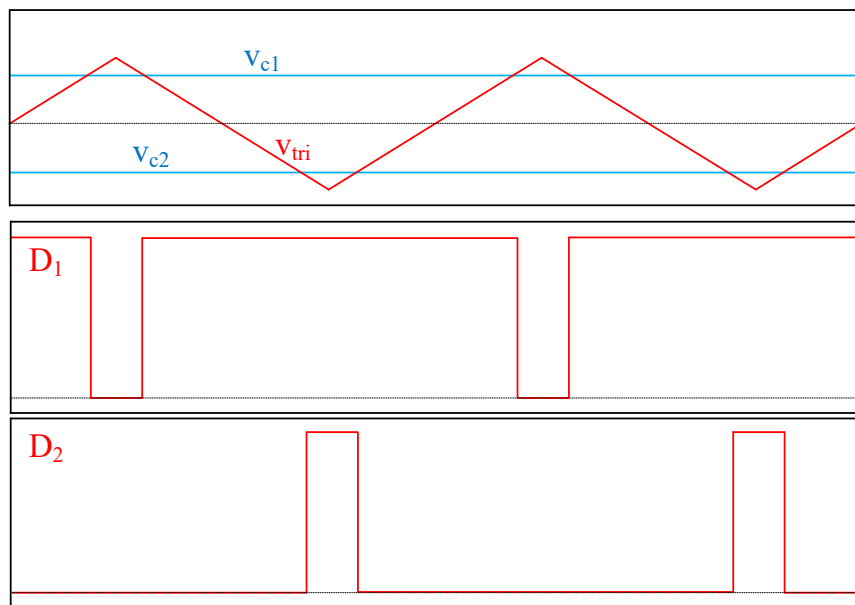


Fig. 2.5 Realizzazione dei duty cycle con tecnica unipolare.

Questo tipo di controllo ha due conseguenze significative: la tensione di uscita si trova ad oscillare tra zero e V_{in} , offrendo quindi un'ampiezza di oscillazione ridotta rispetto al caso precedente; inoltre, la componente di ripple della corrente, oltre a quello della tensione, ha una frequenza effettiva pari al doppio di quella di commutazione.

Di conseguenza, generalmente, si preferisce utilizzare quest'ultima tecnica di controllo (quella unipolare, per l'appunto) al fine di realizzare delle forme d'onda più convenienti, dal punto di vista del contenuto armonico, e più agevoli da filtrare.

2.4 Inverter a ponte

Un altro utilizzo particolarmente diffuso di questo tipo di convertitore è il funzionamento da inverter; l'obiettivo è quello di realizzare, in uscita, una tensione modulata con valore medio nel periodo di modulazione sinusoidale, a partire da un'alimentazione a tensione continua.

La tecnica più elementare consiste nel controllare gli interruttori in modo tale da mostrare al carico una tensione proporzionale a quella costante d'ingresso, ma invertendola a cadenza costante (controllo in onda quadra). Questo sistema di controllo è piuttosto rudimentale e ovviamente non fornisce un risultato particolarmente raffinato, in quanto la forma d'onda della tensione in uscita è sostanzialmente un'onda quadra che oscilla tra un valore massimo, pari alla tensione d'alimentazione, ed uno minimo, opposto al precedente, con una frequenza prefissata e dettata da quella di commutazione.

Per ottenere tensioni con un contenuto armonico migliore, si può fare ricorso a varie tecniche di controllo degli interruttori; tra queste, quella certamente più nota e diffusa è quella che ricorre all'utilizzo della modulazione a larghezza d'impulso, o PWM in breve (*Pulse Width Modulation*), già impiegata per il convertitore DC-DC.

La differenza più significativa, rispetto al precedente convertitore, è la necessità di realizzare ed utilizzare un segnale di controllo con andamento sinusoidale, con frequenza pari alla fondamentale della tensione alternata che si vuole realizzare (ad esempio 50 Hz). Inoltre, per ottimizzare il contenuto armonico delle forme d'onda realizzare, è importante mantenere un rapporto di modulazione delle ampiezze (m_a) minore di uno, dove tale rapporto è definito come:

$$m_a = \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.11)$$

Dove \hat{V}_c è l'ampiezza del segnale di controllo v_c .

Anche in questo contesto, quindi, si ha la possibilità di scegliere tra i due tipi di controllo: logica bipolare o logica unipolare.

Come prima si inizia dal controllo bipolare, in cui gli interruttori vengono controllati a coppie (T_1 e T_4 sono gestiti in modo complementare rispetto a T_2 e T_3) da un'unica tensione di controllo.

Con semplici considerazioni algebriche e circuitali si può dimostrare che la fondamentale della tensione v_{AN} è data da:

$$(v_{AN})_1 = \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} \cdot \frac{V_{in}}{2} \cdot \sin(\omega_1 t) \rightarrow (\hat{V}_{AN})_1 = m_a \frac{V_{in}}{2} \quad (2.12)$$

Dove ω_1 è la pulsazione angolare, alla frequenza fondamentale, della tensione d'uscita.

Da queste espressioni si può ricavare una rappresentazione anche per quanto riguarda l'effettiva tensione di uscita v_{out} , infatti:

$$v_{out}(t) = 2 \cdot v_{AN}(t) \quad (2.13)$$

La cui ampiezza della componente a frequenza fondamentale ha andamento lineare rispetto alla tensione di ingresso ed è esprimibile come

$$(\hat{V}_{out})_1 = m_a \cdot V_{in} \quad (2.14)$$

Quello che si può notare è che l'andamento istantaneo della tensione di uscita è un'onda quadra, ad alta frequenza (pari a quella di commutazione), che oscilla tra V_{in} e $-V_{in}$.

Passando ad analizzare la logica unipolare, si possono ripercorrere i medesimi ragionamenti già svolti in precedenza; si rende quindi necessario l'utilizzo di due segnali di controllo, l'uno opposto all'altro, al fine di garantire degli intervalli di tempo in cui entrambi gli interruttori superiori, o inferiori, si trovano chiusi. Durante questi eventi, la tensione d'uscita è nuovamente nulla e la corrente sul lato AC si trova costretta a circolare in un anello costituito da T_1 e D_3 o da D_2 e T_3 , a seconda del segno della corrente, quando i due interruttori superiori sono chiusi (si manifesta un comportamento simile nel caso in cui siano chiusi i due interruttori inferiori). Anche le equazioni mostrate in precedenza rimangono valide anche per questo tipo di controllo.

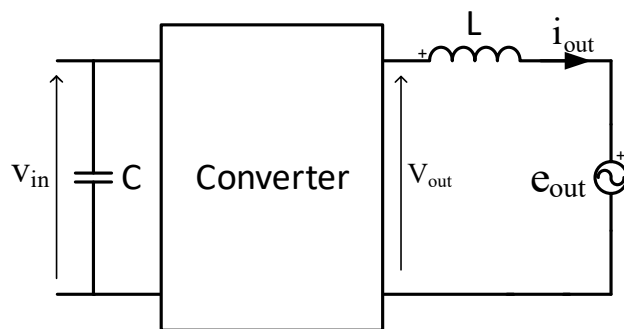


Fig. 2.6 Inverter che alimenta un carico con una componente di forza contro-elettromotrice.

Da queste breve descrizione del comportamento, si può già intuire che la tensione v_{out} oscillerà alternativamente tra zero e V_{in} (nel realizzare il semiperiodo positivo) o tra zero e $-V_{in}$ (per quello negativo); di conseguenza viene a crearsi un livello addizionale di tensione (a 0 volt) che non era presente nel comportamento bipolare, andando in pratica a raddoppiare la frequenza di commutazione per quanto riguarda il contenuto armonico. È significativo anche sottolineare come la corrente assorbita dall'alimentazione DC abbia un miglior contenuto armonico nel caso unipolare rispetto a quello bipolare.

Prima di concludere questa breve trattazione, si ritiene utile soffermarsi rapidamente su alcune considerazioni per quanto riguarda le grandezze di uscita (fig. 2.6). Supponendo di applicare sul lato AC un carico costituito da un induttore in serie ad un generatore di forza contro-elettromotrice (come potrebbe essere un motore) puramente sinusoidale, la tensione e la corrente di uscita posso essere spezzate in un contributo a frequenza fondamentale ed una componente di ripple. Sfruttando la sovrapposizione degli effetti, si possono studiare separatamente i due contributi. Lavorando in termini fasoriali, dal circuito a frequenza fondamentale si può ricavare:

$$\mathbf{V}_{out,1} = \mathbf{E}_{out} + \mathbf{V}_{L,1} = \mathbf{E}_{out} + j\omega_1 L \mathbf{I}_{out,1} \quad (2.15)$$

Di conseguenza, tutta la componente di ripple della tensione di uscita deve cadere sull'induttore; in altre parole, si può sempre esprimere (per un'opportuna scelta del riferimento temporale) la componente di ripple della corrente come:

$$i_{ripple}(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_{ripple}(\tau) \cdot d\tau \quad (2.16)$$

Dove si indica con τ la variabile di integrazione. Questa espressione è piuttosto significativa in quanto manifesta come il ripple di corrente sia indipendente dalla potenza

attiva effettivamente trasferita sul carico. A questo punto si dovrebbero avere a disposizione tutti gli strumenti di base per osservare questo convertitore nel comportamento da raddrizzatore. Si ricorda, infatti, che la tensione di uscita può essere controllata in termini di ampiezza, frequenza e fase. Riallacciandosi allo schema precedente, in cui era presente un generatore di forza contro-elettromotrice sul lato in AC, per avere trasferimento di potenza dal lato in continua a quello in alternata, la tensione di uscita V_{out} era in anticipo di un certo angolo rispetto a E_{out} , di conseguenza la componente attiva della corrente ($I_{out,attiva}$) si trovava in fase con la forza contro-elettromotrice. D'altra parte, se si decidesse di realizzare una V_{out} in ritardo rispetto a E_{out} , allora la $I_{out,attiva}$ si troverebbe in opposizione di fase rispetto alla forza contro-elettromotrice; in tale situazione, quindi, la potenza attiva dovrebbe necessariamente avere segno opposto rispetto al caso precedente, ossia dovrebbe fluire dal lato AC verso quello DC, ossia funzionando da raddrizzatore.

2.5 Funzionamento da raddrizzatore

Questo tipo di convertitore si sposa perfettamente anche alla necessità di utilizzarlo come raddrizzatore. Nello specifico, entrando in quest'ordine di idee, risulta più comodo utilizzare dei riferimenti che ne rispecchino il funzionamento. Si osserva infatti che il generatore di tensione AC è effettivamente convenzionato da generatore, mentre gli elementi posti sul bus DC seguono la convenzione del carico (fig. 2.7). Avendo invertito il riferimento della corrente AC, quanto si diceva prima, perciò, deve essere interpretato in modo opposto; al fine di avere trasferimento di potenza dal lato a tensione alternata verso quello a tensione continua, è necessario che la tensione di rete (v_g) e la componente attiva della corrente ($i_{g,attiva}$) siano in fase.

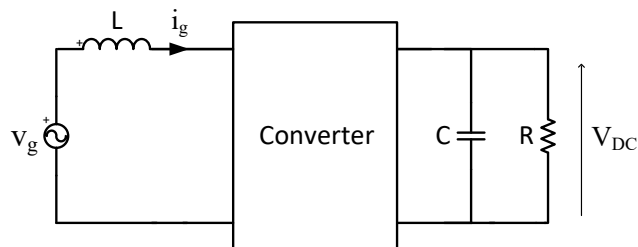


Fig. 2.7 Schema semplificato di un convertitore in modalità raddrizzatore.

Come si accennava durante l'introduzione, l'idea che si pone alla base di questo tipo di raddrizzatore è quella di assorbire dalla rete una corrente con andamento sinusoidale e completamente in fase con la tensione, ossia di avere un fattore di potenza unitario. Il come sarà possibile raggiungere questo obiettivo verrà discusso nel seguito, nel capitolo legato al controllo del convertitore, per ora si può assumere come ipotesi che ciò sia effettivamente realizzabile e che quindi la rete si veda collegata ad un carico puramente resistivo.

Supponendo di utilizzare un controllo di tipo PWM con logica unipolare, in virtù dei benefici discussi precedentemente, si può rappresentare l'intera evoluzione del sistema con un susseguirsi di otto differenti fasi di funzionamento¹⁵, di cui soltanto sei si verificano effettivamente. È possibile anche effettuare una distinzione tra fasi attive, in cui le due estremità del convertitore sono effettivamente in comunicazione e vi è trasferimento di potenza dal lato AC a quello DC, e fasi passive, in cui le due porzioni del circuito rimangono separate; per essere più precisi, fasi attive e fasi passive si alternano ciclicamente. Si può anche evidenziare come questo tipo di funzionamento sia alquanto simile a quello descritto nel funzionamento del chopper di tipo boost, in cui si desidera mantenere una tensione di uscita continua, controllata, e di valore maggiore rispetto a quella di ingresso.

Nello specifico, quando la corrente di rete è positiva (che, per quanto detto, significa anche che la tensione di alimentazione è positiva) è possibile identificare quattro fasi (fig. 2.8):

1. T_1 chiuso e T_3 aperto: questa è l'unica fase attiva, relativamente a questo verso della corrente; i_g viene condotta attraverso i diodi D_1 e D_4 , raggiungendo il carico posto sul bus DC ed alimentandolo anche con l'energia immagazzinata nell'induttore, il quale si scarica. D'altra parte, la tensione sul condensatore (posto in parallelo al carico) aumenta. La tensione v_{AB} di ingresso dell'inverter è pari a V_{DC} .
2. T_1 aperto e T_3 aperto: questa è una fase passiva, la corrente i_g circola tramite T_2 e D_4 senza mai raggiungere il lato in continua; l'induttore viene caricato dalla

¹⁵ Vista la presenza di quattro interruttori (di cui soltanto due indipendenti, poiché se quello superiore di una gamba è chiuso, quello inferiore deve essere aperto, e viceversa.) e due possibili versi della corrente.

potenza di alimentazione, mentre il condensatore (lato DC) si scarica sul carico. La tensione v_{AB} è nulla.

3. T_1 chiuso e T_3 chiuso: seconda e ultima fase passiva di questo gruppo, la corrente i_g circola tramite D_1 e T_3 senza raggiungere il bus DC; come per la fase precedente, l'induttore viene caricato, mentre il condensatore si scarica. La tensione v_{AB} è ancora nulla.
4. T_1 aperto e T_3 chiuso: per come vengono controllati i duty cycle, questa fase non può avvenire durante il semiperiodo positivo della corrente.

Nella restante parte dell'evoluzione temporale della corrente, quando questa cambia polarità, si può anzitutto notare che la corrente sul carico mantiene comunque il medesimo verso e si possono ricavare delle situazioni di funzionamento simili alle precedenti (fig. 2.9).

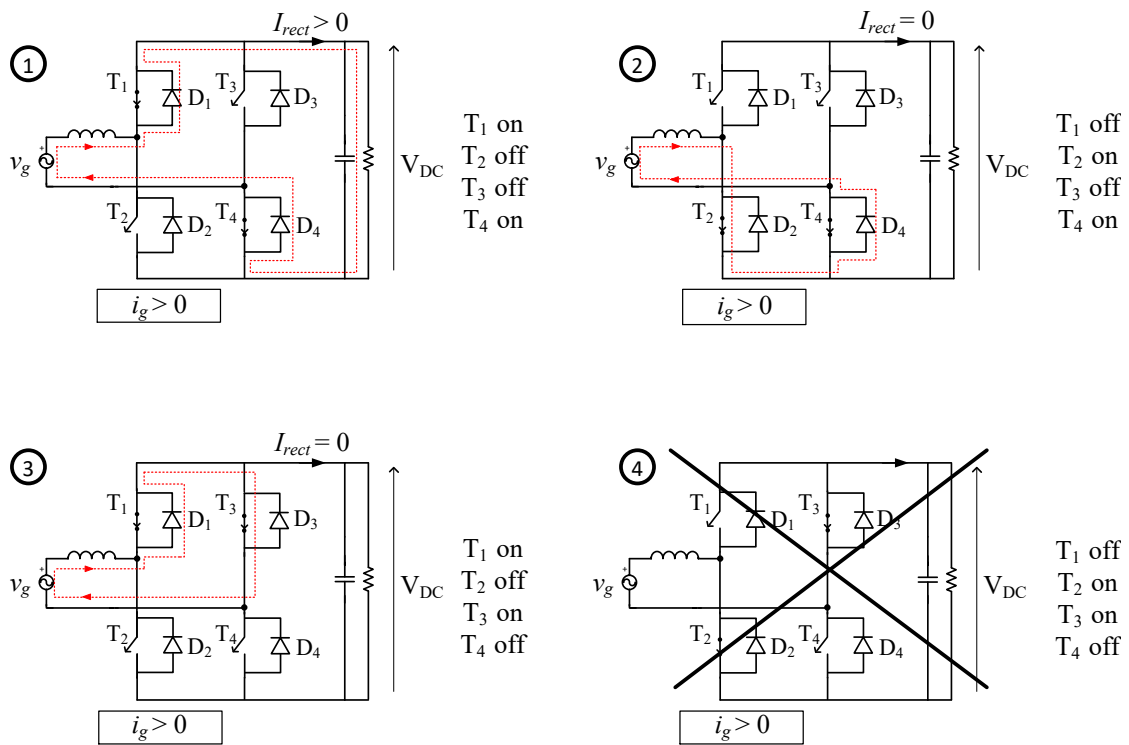


Fig. 2.8 Schemi circuitali e andamenti della corrente con corrente di rete positiva nelle quattro configurazioni possibili.

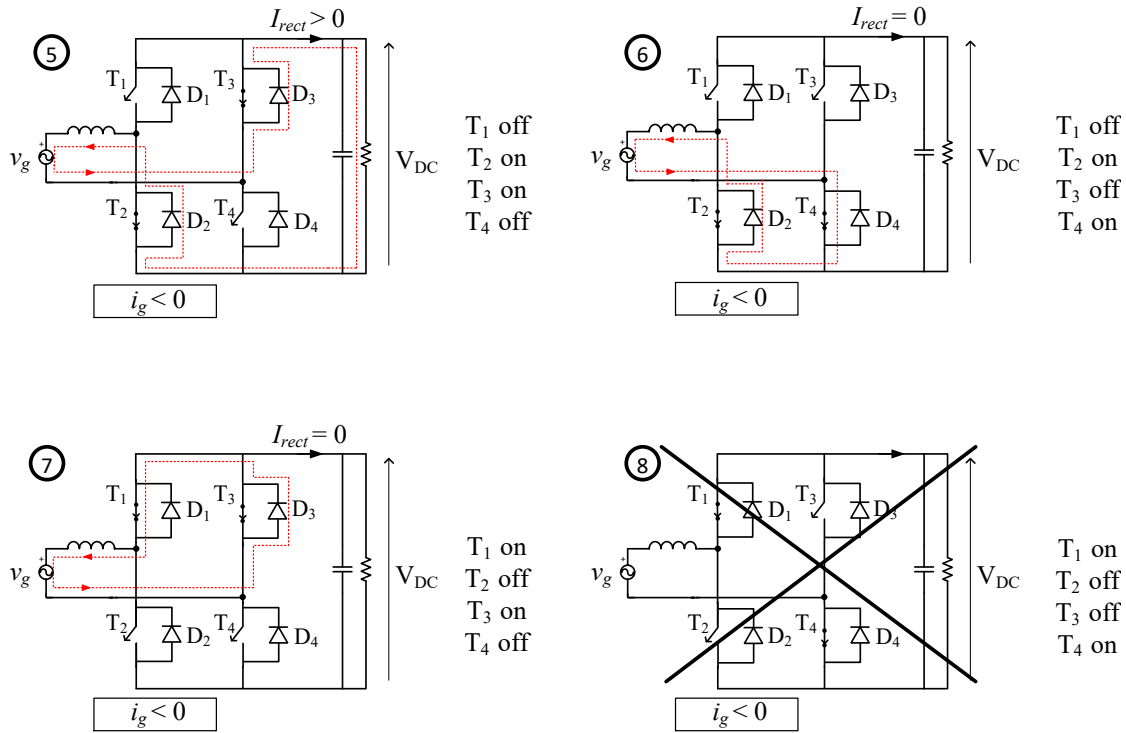


Fig. 2.9 Schemi circuitali e andamenti della corrente con corrente di rete negativa nelle quattro configurazioni possibili.

Nello specifico:

5. T_1 aperto e T_3 chiuso: questa è la prima ed unica fase attiva per questa condizione di funzionamento (speculare alla fase 1); i_g viene condotta attraverso i diodi D_3 e D_2 . Ancora una volta, il carico è alimentato sia dalla rete che dall'energia immagazzinata nell'induttore, mentre la tensione ai capi del condensatore, ossia quella sul carico, aumenta. La tensione v_{AB} di ingresso dell'inverter è pari a $-V_{DC}$.
6. T_1 aperto e T_3 aperto: fase passiva, in cui la corrente i_g percorre T_4 e si chiude attraverso il diodo D_2 . La rete alimenta soltanto l'induttore, che si carica, mentre la tensione sul condensatore diminuisce (scaricandosi sul carico). La tensione v_{AB} è ovviamente nulla.
7. T_1 chiuso e T_3 chiuso: ultima fase passiva da analizzare, in cui la corrente i_g circola tramite D_3 e T_1 senza raggiungere il carico; come per la fase precedente, l'induttore viene caricato, mentre il condensatore si scarica. La tensione v_{AB} è pari a zero.

8. T_1 chiuso e T_3 aperto: questa situazione non si verifica mai durante il semiperiodo negativo della corrente di alimentazione.

2.6 Precarica del condensatore

L'ultimo aspetto su cui vale la pena soffermarsi riguarda la precarica del condensatore posto sul bus in continua. Se si immagina la situazione di partenza del circuito, prima di applicare l'alimentazione, la tensione ai capi del condensatore è necessariamente nulla, ossia questo si presenta sostanzialmente come un corto circuito in uscita del ponte. È manifesto, quindi, che all'accensione del convertitore vi sia un cosiddetto *current inrush*, ossia l'assorbimento di una corrente di valore molto elevato dalla rete. Questo fenomeno va evitato per vari motivi, tra cui il rischio di far scattare intempestivamente i sistemi di protezione del circuito¹⁶ e di causare pesanti distorsioni nei confronti del sistema di alimentazione (che sarebbe un controsenso, visto che l'obiettivo di questo convertitore è proprio quello di eliminare, o perlomeno limitare, i disturbi).

Una soluzione largamente impiegata è quella di precaricare il condensatore, aumentandone gradualmente la tensione fino al valore desiderato, prima di avviare il funzionamento normale del convertitore. Dal punto di vista topologico, si rende necessaria l'introduzione di alcuni elementi addizionali; per caricare l'elemento reattivo è richiesto l'utilizzo di una resistenza addizionale posta in serie a questo, in uscita dal ponte. È manifesto che questa resistenza non possa essere mantenuta durante il normale funzionamento, altrimenti sarebbe sede di perdite indesiderate, perciò deve poter essere inserita durante le fasi iniziali e poi cortocircuitata tramite un contattore. Durante la precarica, è opportuno scollegare il carico per evitare che il condensatore si scarichi su di esso; vi è la possibilità di aggiungere un ulteriore contattore per escluderlo fisicamente, oppure, visto che il carico in realtà è la rappresentazione della resistenza equivalente del restante circuito di ricarica wireless e che quindi l'elemento successivo è un inverter, è possibile controllare tale convertitore affinché non assorba potenza durante la precarica.

¹⁶ I sistemi di protezione effettivamente potrebbero interpretare valori così elevati di corrente come fosse una vera e propria corrente di corto circuito. Per ovviare a questo inconveniente, si possono tarare le protezioni per scattare in presenza di valori maggiori o disabilitarli nei primi istanti del funzionamento; d'altra parte, entrambe queste opzioni vanno a compromettere la sicurezza del circuito.

Per questa configurazione è necessario utilizzare soltanto la prima gamba del convertitore, lasciando la seconda spenta (cioè mantenendo aperti entrambi gli interruttori del secondo ramo); la logica di controllo è quasi identica a quella normale, con l'unica necessità aggiuntiva di effettuare una valutazione della caduta di tensione sulla resistenza di precarica. Anche in questo caso, si alternano una fase passiva (in cui la rete alimenta soltanto l'induttore, caricandolo) ed una attiva, in cui viene aumentata la tensione sul condensatore grazie all'energia proveniente sia dall'alimentazione che dall'induttore (il quale si scarica). È chiaro, quindi, che se il carico restasse collegato in parallelo al condensatore, questo si scaricherebbe sul resistore durante la fase passiva, vanificando (almeno parzialmente) il processo di precarica.

Come fatto in precedenza, si può differenziare il comportamento a seconda del verso della corrente di alimentazione; quando ci si trova nel semiperiodo positivo, si alternano due fasi (fig. 2.10):

1. T_1 chiuso e T_2 aperto: questa è l'unica fase positiva, relativamente a questo verso della corrente; i_g viene condotta attraverso i diodi D_1 e D_4 , raggiungendo il condensatore posto sul bus DC, dopo una caduta di tensione sulla resistenza di precarica, e caricandolo anche con l'energia immagazzinata nell'induttore, il quale si scarica. La tensione sul condensatore, quindi, aumenta e la tensione v_{AB} di ingresso dell'inverter è pari a V_{DC} .
2. T_1 aperto e T_2 chiuso: questa è la fase passiva, la corrente i_g circola tramite T_2 e D_4 senza mai raggiungere il lato in continua; l'induttore viene caricato dalla potenza di alimentazione, mentre il condensatore (lato DC) mantiene la tensione precedentemente accumulata, in quanto si trova isolato rispetto al resto del circuito. La tensione v_{AB} è nulla.

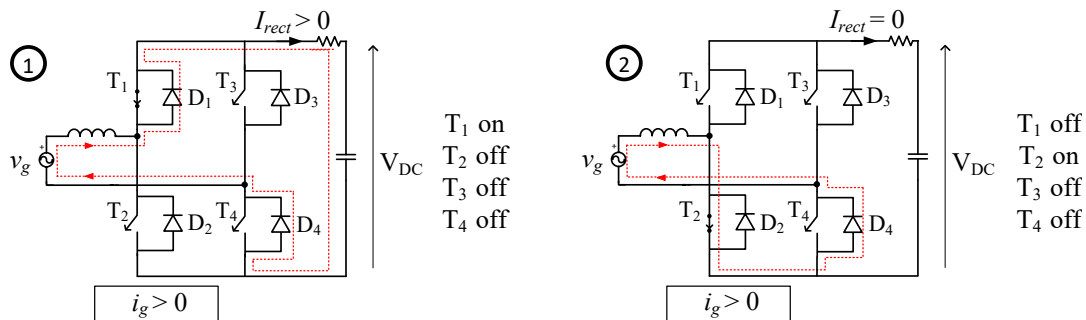


Fig. 2.10 Schemi circuitali e andamenti della corrente con corrente di rete positiva durante la precarica.

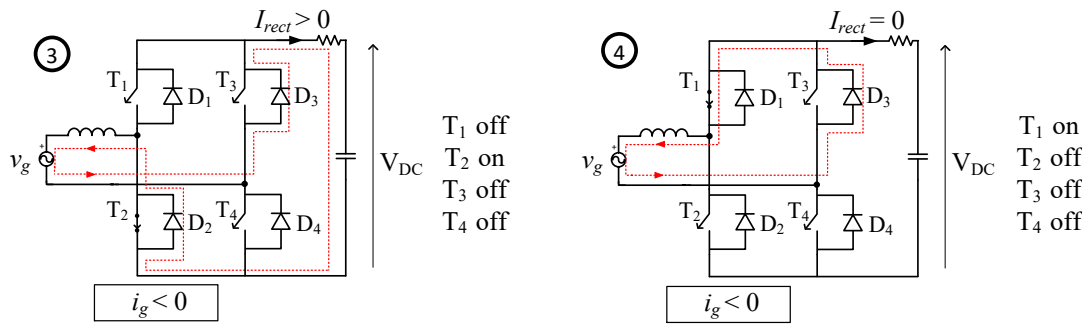


Fig. 2.11 Schemi circuitali e andamenti della corrente con corrente di rete negativa durante la precarica.

Quando la corrente di rete cambia verso, si presentano due nuove fasi (fig. 2.11):

3. T_1 aperto (e quindi T_2 chiuso): questa è la fase attiva per questa condizione di funzionamento; i_g viene condotta attraverso i diodi D_3 e D_2 . Ancora una volta, il condensatore è caricato sia grazie alla rete che grazie all'energia immagazzinata nell'induttore. La tensione v_{AB} di ingresso dell'inverter è pari a $-V_{DC}$.
4. T_1 chiuso (e quindi T_2 aperto): fase passiva, in cui la corrente i_g percorre D_3 e si chiude attraverso il transistor T_1 . La rete alimenta soltanto l'induttore, che si carica, mentre la tensione sul condensatore resta grossomodo costante. La tensione v_{AB} è ovviamente nulla.

3. Anello di tensione

Come accennato in precedenza, l'utilizzo di questo convertitore ha due principali obiettivi: regolare e stabilizzare la tensione in uscita ad un valore grossomodo costante (e maggiore rispetto al picco della tensione in ingresso) e, allo stesso tempo, assorbire dalla rete una corrente sinusoidale ed in fase con la tensione di alimentazione.

Per adempiere a questo duplice compito, si decide di ricorrere ad un sistema di controllo costituito da due anelli, in catena chiusa, interconnessi tra loro. L'anello interno è dedicato al controllo della corrente assorbita dalla rete, mentre quello esterno regola la tensione del bus DC. Nel seguito, quindi, si procederà col descrivere questo articolato sistema di gestione del convertitore, ricordando fin da ora che il tutto verrà poi eseguito da un microprocessore (nello specifico un DSP, *Digital Signal Processor*), quindi con logica digitale.

L'anello più esterno, detto anche anello di tensione, si occupa di confrontare la tensione presente sul lato in continua con un riferimento prefissato dall'utente (ed eventualmente regolabile, anche durante il funzionamento, dallo stesso utente). Dal confronto tra questi due segnali si ottiene quello che è comunemente identificato come l'errore di tensione, il quale viene indirizzato verso un controllore di tipo proporzionale-integrale (PI) al fine di portarlo ad annullarsi in condizioni di regime. Questo tipo di controllore è tra le varianti più diffuse, grazie alla semplicità di utilizzo e ai buoni risultati in gradi di garantire, in termini di stabilità e robustezza. L'equazione tipica che contraddistingue questo elemento è del tipo

$$y(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \int_0^t e(\vartheta) \cdot d\vartheta = k_p \left(e(t) + \frac{1}{\tau} \int_0^t e(\vartheta) \cdot d\vartheta \right) \quad (3.1)$$

Dove intendiamo con ϑ la variabile di integrazione e definiamo $\tau = k_p/k_i$. Come evidenziato in precedenza, tuttavia, poiché avremo a che fare con una logica di tipo digitale, conviene elaborare queste espressioni in termini discreti, di conseguenza

$$y(kT_s) = k_p \left(e(kT_s) + \frac{T_s}{\tau} \sum_{j=0}^k e(jT_s) \right) \quad (3.2)$$

L'operazione di integrazione, nello specifico, può essere espressa anche utilizzando il metodo di Eulero all'indietro (*Backward Euler*)

$$u(n) = u(n - 1) + T_s \cdot i(n) \quad (3.3)$$

Dove intendiamo con $u(n)$ e $i(n)$ rispettivamente l'uscita e l'ingresso (del contributivo integrale) al passo corrente, mentre con $u(n - 1)$ l'uscita all'iterazione precedente.

Continuando sul tema del controllo integrale, si evidenzia una problematica tipica di questo tipo di regolazione, ossia il fenomeno del *Windup*; si supponga di essere nella condizione in cui il segnale di uscita, $u(n)$, si venga a trovare in condizione di saturazione per un periodo di tempo prolungato. Chiaramente, se non venissero posti dei limiti, il termine integrale andrebbe via via aumentando in modo incontrollato; questa somma potrebbe risultare così elevata da necessitare di molto tempo prima di poter permettere all'uscita di "liberarsi" dalla condizione di saturazione, andando a compromettere la risposta del sistema in corrispondenza di rapide variazioni. Si rende necessario, quindi, imporre un limite (superiore ed inferiore) al termine integrale, così da scongiurare questa eventualità.

3.1 Realizzazione del riferimento di corrente

Una volta applicata, quindi, l'azione del controllore, l'obiettivo successivo è a realizzare il riferimento per la corrente di rete. A differenza del precedente riferimento della tensione continua sul bus che è un valore costante e quindi non presenta particolari problematiche, questo nuovo riferimento è un segnale necessariamente sinusoidale, con frequenza pari a quella di rete (nel caso in esame, quindi, 50 Hz), ed in fase con la tensione di alimentazione¹⁷.

Per adempire a questo compito si può fare ricorso a varie strategie¹⁸, nel caso specifico si è scelto, tuttavia, di sfruttare le informazioni relative alla tensione di rete (la quale viene comunque portata in ingresso del convertitore analogico-digitale e "letta" dal DSP) per ricavare l'ampiezza di questa e, allo stesso tempo, ricostruire il riferimento sinusoidale per la corrente.

¹⁷ Supposto di aver scelto in riferimenti in modo opportuno; ossia in modo che, con tensione e corrente di alimentazione in fase, la potenza sia positiva quando fluisce dal lato AC verso quello DC (modalità raddrizzatore). In sostanza, la rete viene convenzionata da generatore, mentre il carico posizionato sul bus DC viene convenzionato da carico, per l'appunto.

¹⁸ Ad esempio, l'uso di circuiti PLL (*Phase Locked Loop*) che "inseguono", in termini di frequenza e fase, una grandezza in ingresso.

Procedendo con ordine, per prima cosa viene calcolata la derivata digitale dei campioni ottenuti dalla tensione di alimentazione; utilizzando le stesse convenzioni dell'operazione di integrazione, possiamo descrivere il processo di derivazione come il rapporto incrementale tra due campioni successivi, ossia:

$$u'(n) = \frac{u(n) - u(n-1)}{T_s} \quad (3.4)$$

Si ricorda, quindi, che, ragionando in termini analogici (che rendono la trattazione più agevole), svolgere la derivata di una funzione sinusoidale, significa sostanzialmente sfasare la medesima di 90° , al netto di un fattore pari alla pulsazione angolare del sistema. Dal punto di vista matematico, si vede che:

$$v_g(t) = \hat{V}_g \cdot \sin(\omega_g t) \rightarrow v'_g(t) = \hat{V}_g \cdot \cos(\omega_g t) \cdot \omega_g \quad (3.5)$$

Dove abbiamo definito con $v_g(t)$ la tensione di rete, di andamento perfettamente sinusoidale (con \hat{V}_g la sua ampiezza), e con $v'_g(t)$ la derivata di questa. A partire, allora, dal valore campionato di $v_g(t)$, valutato in un generico istante t^* , e dal valore assunto dalla derivata nel medesimo istante, si può ricavare direttamente l'ampiezza della tensione di alimentazione con semplici operazioni trigonometriche:

$$\sqrt{\left(v_g(t^*)\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_g} v'_g(t^*)\right)^2} = \sqrt{\hat{V}_g^2 \cdot \sin^2(\omega_g t^*) + \hat{V}_g^2 \cdot \cos^2(\omega_g t^*)} = \hat{V}_g \quad (3.6)$$

A questo punto si rende necessario realizzare il riferimento sinusoidale per la corrente di rete, il quale deve essere quanto più possibile in fase con la relativa tensione. Il compito è reso maggiormente complicato dal fatto che sia stato introdotto un leggero ritardo sui campioni della tensione di rete, a seguito delle operazioni svolte su di questa al fine di renderla utilizzabile e campionabile del convertitore analogico-digitale; infatti, prima di essere introdotte nel microprocessore, tutte le grandezze vengono condizionate da un filtro passa-basso¹⁹, al fine di ridurre l'eventuale presenza di rumore e di disturbi, a frequenze elevate, presenti su di esse.

A partire dalla tensione di rete già definita in precedenza, si supponga ora che la tensione effettivamente letta dal microprocessore sia

¹⁹ Nello specifico, si è fatto uso di un filtro attivo, basato su un amplificatore operazionale, con frequenza di taglio pari a circa 1 kHz.

$$\tilde{v}_g = \hat{V}_g \cdot \sin(\omega_g t + \varphi) \rightarrow \tilde{v}'_g(t) = \hat{V}_g \cdot \cos(\omega_g t + \varphi) \cdot \omega_g \quad (3.6)$$

Dove si indica con φ lo sfasamento temporale introdotto dai processi di condizionamento.

Si introducono, quindi, due nuovi termini, peraltro costanti, quali

$$\sin\left(\frac{\omega_g}{\omega_c}\right) \text{ e } \cos\left(\frac{\omega_g}{\omega_c}\right) \quad (3.7)$$

dove indichiamo con $\omega_c = 2\pi f_c$ la pulsazione relativa alla frequenza di taglio del filtro passa basso; si possono di conseguenza sviluppare alcune espressioni interessanti, facendo anche uso delle formule di addizione degli archi:

$$\tilde{v}_g \cdot \cos\left(\frac{\omega_g}{\omega_c}\right) + \frac{1}{\omega_g} \cdot \tilde{v}'_g(t) \cdot \sin\left(\frac{\omega_g}{\omega_c}\right) = \hat{V}_g \cdot \sin\left(\omega_g t + \varphi + \frac{\omega_g}{\omega_c}\right) \quad (3.8)$$

Ricordando quindi che la tensione di rete originale era stata definita come

$$v_g(t) = \hat{V}_g \cdot \sin(\omega_g t) \quad (3.9)$$

Si può agevolmente notare che si è in grado di ricostruirla fedelmente, a patto che l'argomento delle funzioni seno coincidano. Di conseguenza resta da verificare il fatto che valga la seguente uguaglianza:

$$\varphi + \frac{\omega_g}{\omega_c} = \varphi + \frac{f_g}{f_c} = 0 \quad (3.10)$$

ossia, che lo sfasamento introdotto dal filtro passa basso sia identificabile come

$$\varphi = -\frac{f_g}{f_c} \quad (3.11)$$

Se si considera la funzione di trasferimento del filtro passa basso in esame, si può ricondurre alla forma

$$G(s) = k \cdot \frac{1}{1 + s\tau} \quad (3.12)$$

Dove il termine τ , che ha le dimensioni di una grandezza temporale.

Tra l'altro, il termine τ rappresenta anche il reciproco della pulsazione di taglio del filtro stesso

$$\tau = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi f_c} \rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (3.13)$$

Si può facilmente ricavare l'espressione riguardante la fase (o argomento) della funzione di trasferimento sopra riportata in funzione della pulsazione angolare ω

$$\arg(G(\omega)) = -\arctan(\omega\tau) \quad (3.14)$$

Si evidenzia che gli angoli in esame sono piuttosto piccoli e, se vengono espressi in radianti, si può quindi utilizzare un'approssimazione del primo ordine della funzione arcotangente, ossia:

$$\arg(G(\omega)) \cong -\omega\tau \quad (3.15)$$

Se si valuta quindi lo sfasamento proprio in corrispondenza della pulsazione angolare di interesse ω_g (ad esempio quella relativa alla frequenza di 50 Hz) e si fa ricorso alle equazioni precedentemente trovate, si ottiene

$$\arg(G(\omega_g)) \cong -\omega_g\tau = -2\pi f_g \cdot \frac{1}{2\pi f_c} = -\frac{f_g}{f_c} \quad (3.16)$$

Come volevasi dimostrare, lo sfasamento introdotto dal filtro passa basso, in corrispondenza alla frequenza di rete f_g , è (almeno in prima approssimazione) proprio pari all'opposto²⁰ del rapporto di questa con la frequenza di taglio f_c del filtro stesso.

Dopo aver realizzato, quindi, l'andamento sinusoidale che dovrà assumere il riferimento di corrente ed averlo diviso per l'ampiezza della tensione di rete \hat{V}_g (così da avere una sinusoide di ampiezza unitaria), risulta necessario scalarlo in modo opportuno con un fattore moltiplicativo pari all'ampiezza che si desidera far corrispondere ad esso. Tale fattore proviene proprio dal controllore di tipo PI citato in precedenza, con l'aggiunta di un *feed forward*²¹, che permettere al sistema di seguire le variazioni di carico in modo più rapido.

Il valore da attribuire al feed forward viene valutato in modo abbastanza semplice a partire da alcune considerazioni sulla conservazione della potenza nel circuito; nello specifico, si suppone che gli elementi in gioco siano ideali²², di conseguenza, a regime, la potenza in ingresso sul lato AC deve essere uguagliata da quella in uscita sul lato DC (assorbita dal carico); la potenza alternata entrante²³ è allora definita come

$$P_{in} = \frac{\hat{V}_g}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{I}_g}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{V}_g \cdot \hat{I}_g}{2} \quad (3.17)$$

²⁰ Il segno meno sta ad indicare come lo sfasamento sia effettivamente un ritardo, come supposto ad inizio trattazione.

²¹ A valle del feed forward, è buona norma porre anche un limitatore, al fine di proteggere il sistema da valori indesiderati della corrente di rete.

²² Si trascurano quindi le perdite di conduzione dovute a diodi e MOSFET, comunque generalmente piuttosto ridotte.

²³ Si noti che si è dato per scontato il fatto che tensione e corrente siano perfettamente in fase e sinusoidali, di conseguenza tutta la potenza assorbita dall'alimentazione è effettivamente potenza attiva (ossia PF=1).

dove \hat{V}_g e \hat{I}_g sono i valori di picco delle grandezze sinusoidali in ingresso, di cui l'ampiezza della tensione di rete è stata valutata in precedenza, mentre l'ampiezza della corrente di rete è incognita; la potenza uscente, invece, è

$$P_{out} = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (3.18)$$

Uguagliando le due equazioni, si ottiene quindi

$$\frac{\hat{V}_g \cdot \hat{I}_g}{2} = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad \rightarrow \quad \hat{I}_g = 2 \frac{V_{dc} \cdot I_{dc}}{\hat{V}_g} \quad (3.19)$$

In questo modo si può quindi fare una preliminare valutazione dell'ampiezza che dovrà essere assunta dalla corrente assorbita dall'alimentazione e quindi fornire un feed forward per la realizzazione del riferimento.

Arrivati a questo punto, si è realizzato finalmente il riferimento sinusoidale per la corrente, il quale sarà necessario nello stadio di controllo che verrà studiato in seguito, ossia l'anello di corrente.

3.2 Modellizzazione del sistema nell'anello di tensione

Prima di procedere con la trattazione dell'anello di corrente, occorre fare alcune considerazioni sulla modellizzazione del sistema nell'anello di controllo della tensione. Sebbene sia più intuitivo confrontare la tensione V_{dc} con il proprio riferimento, come annunciato in precedenza, lo schema a blocchi qui illustrato (fig. 3.1) propone una variante leggermente differente; si è optato, infatti, per un confronto tra i quadrati di queste grandezze. La scelta non altera il risultato, in quanto si è scelto di far lavorare il convertitore comunque con tensioni positive sul bus DC (e quindi anche il riferimento è necessariamente positivo), perciò l'elevazione al quadrato non dà origine a problemi con i segni.

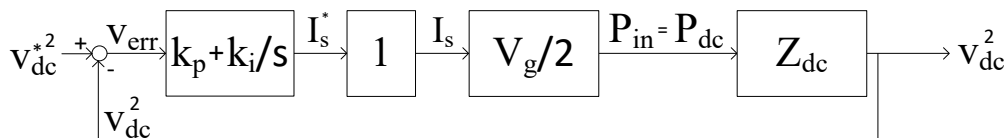


Fig. 3.1 Schema a blocchi dell'anello di tensione con valori quadratici di tensione.

Questa opzione è motivata dalla necessità di rappresentare il sistema nel suo complesso mediante blocchi lineari. Osservando lo schema, infatti, l'uscita del PI rappresenta il riferimento per l'ampiezza della corrente di rete. Il blocco successivo, di valore unitario, rappresenta il contributo dell'anello di corrente; l'anello esterno, infatti, essendo molto più rapido di quello di tensione, può essere trascurato ai fini di questa modellizzazione. Si suppone, quindi, che il convertitore sia in grado di seguire fedelmente (almeno a regime) il riferimento di corrente assorbita dalla rete.

Moltiplicando, quindi, l'ampiezza della corrente per l'ampiezza della tensione di rete e dividendo per un fattore due si ottiene la potenza assorbita dalla rete (si veda l'equazione 3.17). Seguendo le medesime considerazioni già proposte, si suppone l'uguaglianza della potenza entrante con quella uscente (trasferita sul bus DC)

$$P_{in} = P_{out} = P_{dc} \quad (3.20)$$

Definendo l'impedenza Z_{dc} come il parallelo tra il condensatore e la resistenza (carico) presenti sul bus, la potenza in uscita può essere espressa anche come

$$P_{out} = \frac{V_{dc}^2}{Z_{dc}} \quad (3.21)$$

Questa equazione motiva l'ultimo blocco presente nello schema, il quale permette di uscire dal sistema con il quadrato del valore della tensione presente sul bus.

Per completezza, si ritiene utile aggiungere qualche parola in merito alla situazione che si verificherebbe se non si utilizzassero i valori quadratici delle tensioni; facendo riferimento al nuovo schema (fig. 3.2), il confronto tra la V_{dc} ed il proprio riferimento viene sempre elaborato con controllore PI (i guadagni k_p e k_i , nei due casi, sono necessariamente differenti) per ottenere il riferimento dell'ampiezza della corrente di rete.

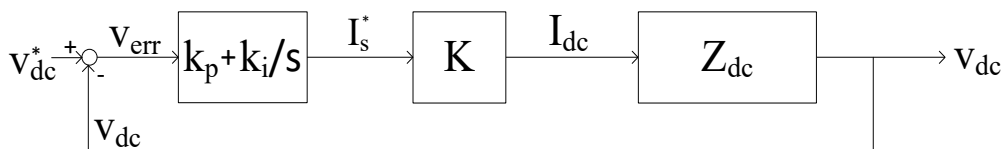


Fig. 3.2 Schema a blocchi dell'anello di tensione con valori di tensione (non elevati al quadrato).

Il problema si verifica quando si presenta la necessità di inserire un blocco (K) che ne giustifichi la trasformazione in I_{dc} ²⁴.

Infatti, la relazione che lega queste due correnti è ottenuta dall'equazione 3.19 e quindi risulta

$$I_{dc} = \frac{\hat{V}_g}{2V_{dc}} \cdot \hat{I}_g \quad (3.22)$$

Da cui si può facilmente ricavare il guadagno K a cui si era interessati:

$$K = \frac{\hat{V}_g}{2V_{dc}} \quad (3.23)$$

La difficoltà, con questa soluzione, è che uno dei guadagni presenti nella catena diretta dello schema è a sua volta dipendente dall'uscita del sistema stesso (V_{dc}), rendendo impraticabile lo studio del sistema mediante le funzioni di trasferimento.

3.3 Taratura dei guadagni del PI

Accettata, quindi, la scelta di sviluppare il controllo con i valori quadratici delle grandezze di interesse, resta da procedere alla taratura dei guadagni del PI. La catena diretta dell'anello di controllo è data dal prodotto dei tre blocchi, in cui l'impedenza Z_{dc} è data, come si accennava in precedenza, dal parallelo tra la resistenza R ed il condensatore (di capacità C):

$$Z_{dc} = \frac{1}{sC + \frac{1}{R}} = \frac{R}{1 + sRC} \quad (3.24)$$

Si può quindi scrivere la FdT a catena aperta come

$$H_{RC}(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{\hat{V}_g}{2}\right) \left(\frac{R}{1 + sRC}\right) \quad (3.25)$$

e, con qualche passaggio algebrico, si può facilmente rielaborare come

$$H_{RC}(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{\hat{V}_g R k_i}{2} \cdot \frac{1 + s \frac{k_p}{k_i}}{1 + sRC} \quad (3.26)$$

È tipico indicare l'inverso della pulsazione di spezzamento dello zero come τ , ossia

²⁴ Si noti, tra l'altro, che I_{dc} non è soltanto la corrente continua effettivamente transitante sul carico, ma anche il valore medio della corrente uscente dal ponte; tale valore medio, infatti, viene indirizzato verso il carico, mentre le oscillazioni sono "assorbite" dal condensatore.

$$\tau = \frac{k_p}{k_i} \quad (3.27)$$

Si evidenzia, comunque, la presenza di un polo nell'origine (per via della presenza di un controllo di tipo integrale), ma anche di un polo e di uno zero.

Potenzialmente, sarebbe interessante far coincidere le pulsazioni di spezzamento dello zero e del polo, così da eliminare gli effetti di entrambi, imponendo l'uguaglianza tra l'appena definito τ e la costante di tempo del carico RC, in formule

$$RC = \tau = \frac{k_p}{k_i} \quad (3.28)$$

Sfortunatamente, tra questi parametri, il valore della resistenza può essere estremamente variabile²⁵ e quindi la cancellazione zero-polo avverrebbe soltanto in una specifica condizione di funzionamento (ad esempio a regime e con valori nominali delle grandezze in gioco). È opportuno, quindi, studiare il sistema anche nella sua configurazione più critica, ossia quando il carico resistivo si comporta come un circuito aperto²⁶ (resistenza di valore infinito); supponendo, perciò, che Z_{dc} sia un elemento puramente capacitivo, si può scrivere la nuova FdT del sistema in catena aperta come:

$$H_C(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{\hat{V}_g}{2}\right) \left(\frac{1}{sC}\right) \quad (3.29)$$

Seguendo gli stessi ragionamenti fatti poc'anzi, è possibile rappresentarla nella forma

$$H_C(s) = \frac{1}{s^2} \cdot \frac{\hat{V}_g k_i}{2C} \cdot (1 + s\tau) \quad (3.30)$$

Si evidenzia quindi la presenza di un polo doppio nell'origine e del medesimo zero già visto nel caso precedente, mentre il guadagno non dipende più da R.

Com'è noto, il polo doppio induce una pendenza di -40 dB/decade sul diagramma delle ampiezze ed un argomento pari a -180° a partire dalla pulsazione $10^{-\infty} \text{ rad/s}$. Per evitare di avere un comportamento estremamente instabile, è necessario posizionare lo zero ($1/\tau$) ad una frequenza inferiore rispetto a quella di interesse, così da portare la pendenza del grafico delle ampiezze a -20 dB/decade , ma soprattutto stabilizzare il diagramma delle fasi in corrispondenza dei -90° .

²⁵ Si accenna solamente che tale valore è sostanzialmente quello della resistenza equivalente, vista dal raddrizzatore, del resto del circuito atto alla ricarica wireless della batteria, quindi è influenzato da molteplici parametri.

²⁶ Questa situazione è presente anche durante la precarica del condensatore, come si è discusso del capitolo dedicato alla trattazione teorica.

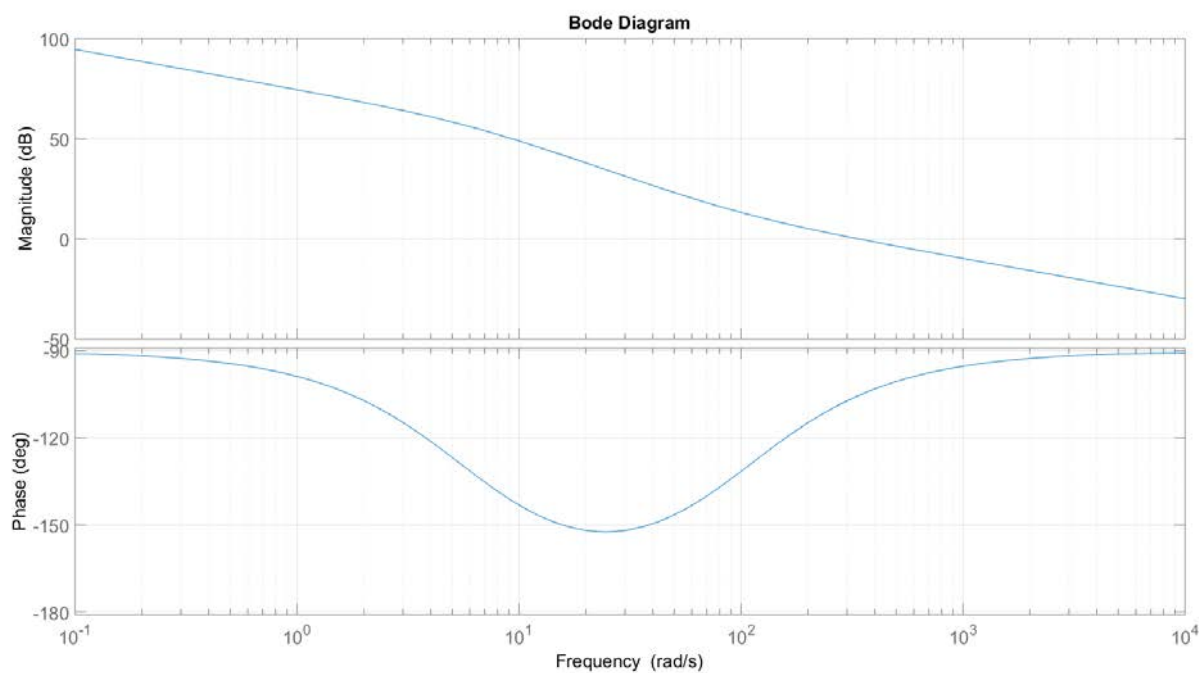


Fig. 3.3 Diagrammi di Bode dell'anello di tensione in catena aperta con carico RC.

Nello specifico, si desidera una banda passante posta grossomodo una decade prima rispetto a quella imposta all'anello di corrente (il concetto sarà più chiaro nel capitolo successivo).

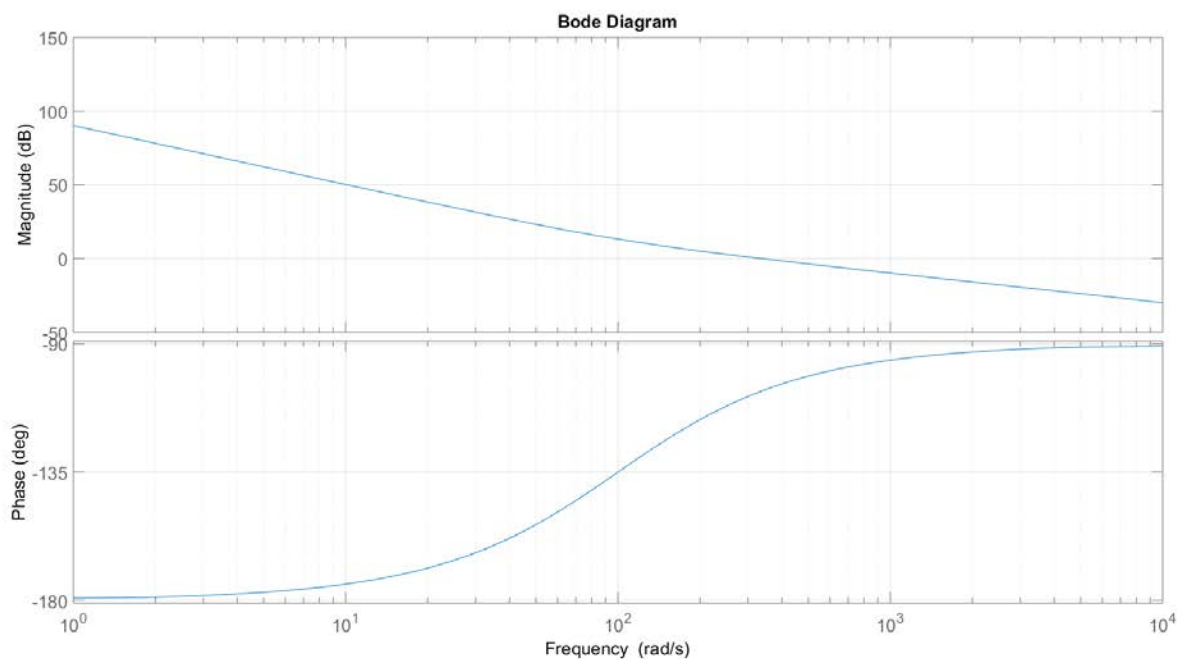


Fig. 3.4 Diagrammi di Bode dell'anello di tensione in catena aperta con carico puramente capacitivo.

Osservando il primo (fig. 3.3) diagramma di Bode²⁷, relativo al carico RC, si vede chiaramente la presenza del polo alla pulsazione $1/RC$ (pari circa a 6 rad/s), che porta la pendenza del grafico delle ampiezze a -40 dB/decade ed fa abbassare la fase; la presenza dello zero (in corrispondenza della pulsazione $1/\tau = 100 \text{ rad/s}$) permette di guadagnare un cospicuo margine di fase in corrispondenza della pulsazione di attraversamento (prossima alla pulsazione corrispondente ai 50 Hz).

I parametri scelti permettono di ottenere risultati simili anche nel caso del carico puramente capacitivo (fig. 3.4), con una pulsazione di attraversamento sostanzialmente inalterata a scapito di una leggera riduzione del margine di fase, comunque prossimo ai 70° .

Per completezza si può studiare e rappresentare anche la FdT ad anello chiuso, sia per carico RC che per quello puramente capacitivo; analiticamente possono essere espresse come:

$$G_{RC}(s) = \frac{H_{RC}(s)}{1 + H_{RC}(s)} = \frac{1 + s\tau}{1 + s\left(\tau + \frac{2}{\hat{V}_g R k_i}\right) + \frac{2C}{\hat{V}_g k_i} s^2} \quad (3.31)$$

e

$$G_C(s) = \frac{H_C(s)}{1 + H_C(s)} = \frac{1 + s\tau}{1 + s\tau + \frac{2C}{\hat{V}_g k_i} s^2} \quad (3.32)$$

Si può osservare quindi, in entrambi i casi, la presenza del solito zero al numeratore, ma questa volta appare un polinomio di secondo grado al denominatore; è consuetudine rappresentare i polinomi di secondo grado in funzione di due nuovi parametri: la pulsazione naturale ω_n e lo smorzamento ξ . Le FdT possono quindi essere espresse come:

$$G_{RC}(s) = \frac{1 + s \cdot \tau}{1 + 2\xi_{RC} \frac{s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (3.33)$$

e

$$G_C(s) = \frac{1 + s \cdot \tau}{1 + 2\xi_c \frac{s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (3.34)$$

In entrambi i casi, come si può vedere, la pulsazione naturale vale

²⁷ Per la realizzazione dei diagrammi di Bode, sono stati usati i seguenti parametri: $\hat{V}_g = \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V}$, $R = 44 \Omega$. $C = 3.77 \text{ mF}$, $k_p = 0.0075$ e $k_i = 0.75$.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\hat{V}_g k_i}{2C}} \quad (3.35)$$

Mentre gli smorzamenti assumono valori differenti nelle due situazioni; per il carico RC abbiamo un coefficiente di smorzamento pari a

$$\xi_{RC} = \frac{1}{2} \left(\tau + \frac{2}{\hat{V}_g R k_i} \right) \sqrt{\frac{\hat{V}_g k_i}{2C}} \quad (3.36)$$

Mentre nel caso puramente capacitivo, si può trovare un'espressione più semplice:

$$\xi_c = \frac{k_p}{2} \sqrt{\frac{\hat{V}_g}{2C k_i}} \quad (3.37)$$

I diagrammi di Bode ad anello chiuso (figure 3.5 e 3.6), per entrambe le condizioni di funzionamento, hanno un andamento piuttosto simile, con la riconferma della banda passante prossima ai 50 Hz. Si può notare anche una leggera sovraelongazione attorno alla pulsazione di 100 rad/s che, tuttavia, non pone particolari problemi ai fini del risultato ricercato.

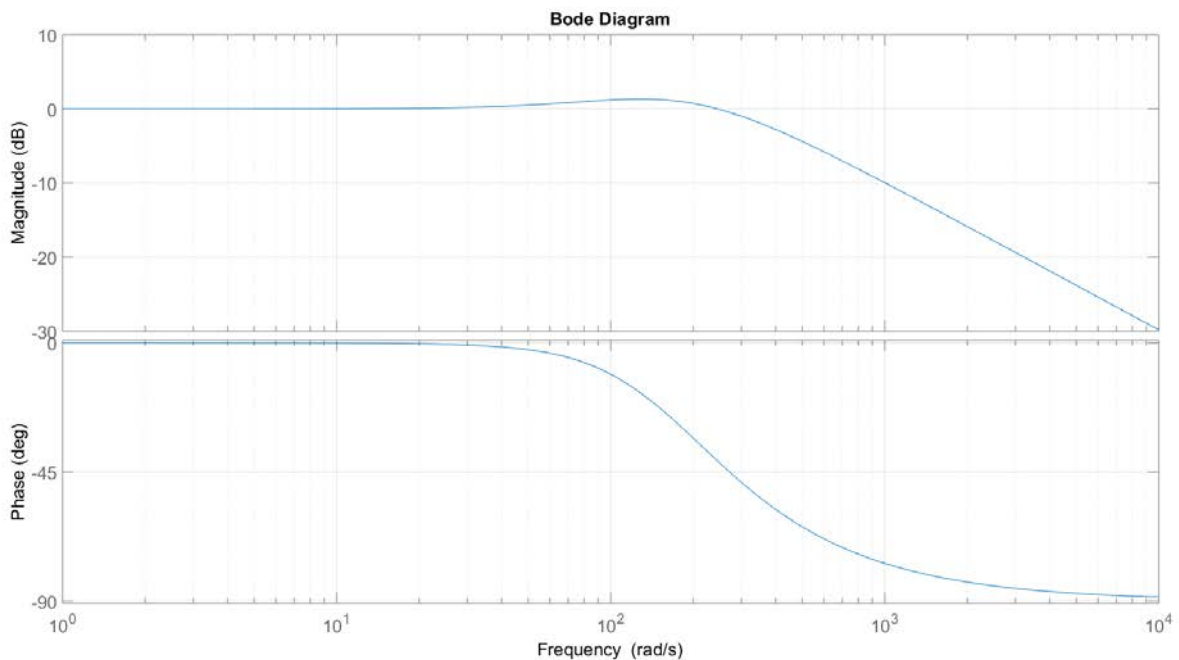


Fig. 3.5 Diagrammi di Bode dell'anello di tensione ad anello chiuso con carico RC.

3. Anello di tensione

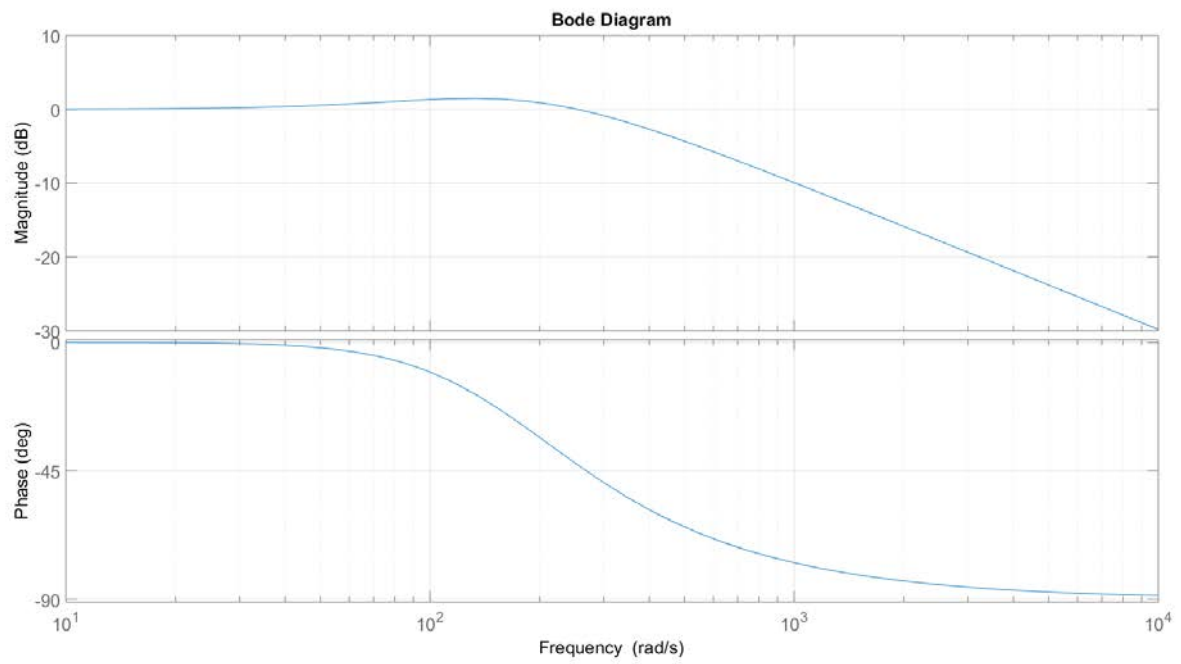


Fig. 3.6 Diagrammi di Bode dell'anello di tensione ad anello chiuso con carico puramente capacitivo.

4. Anello di corrente

Il secondo blocco del sistema di controllo, quello più interno, è dedicato al controllo della corrente assorbita²⁸ dalla rete di alimentazione; come si è già detto, è desiderabile ottenere una corrente quanto più sinusoidale possibile ed in fase con la tensione. Vista la struttura dell'intero sistema, è altresì necessario che questo anello di controllo abbia una larghezza di banda maggiore di quella dell'anello di tensione di almeno un fattore dieci.

Com'è tipico, si inizia effettuando un confronto tra l'effettiva corrente presente sull'alimentazione ed il riferimento realizzato nell'anello di tensione e discusso poc'anzi, così da avere a disposizione l'errore di corrente.

Il segnale di errore viene quindi processato dal controllore vero e proprio (sul quale si tornerà, in modo più dettagliato, a breve), la cui uscita verrà utilizzata come riferimento per la tensione di ingresso del ponte (v_{AB}^*). Questa grandezza è fondamentale in quanto è quella da cui verrà estratto il valore del duty cycle²⁹ con cui comandare gli interruttori del convertitore. Supposto, quindi, di fornire questo segnale al blocco dedicato alla PWM, ci si può aspettare che a regime l'uscita segua fedelmente tale riferimento, almeno in prima approssimazione, e che quindi tale blocco possa essere supposto di guadagno unitario³⁰. Ricordando la struttura del circuito su cui agisce l'anello di corrente (fig. 4.1), sfruttando le leggi di Kirchhoff, si può esprimere la seguente relazione tra le tensioni:

$$v_g - v_L - v_{AB} = 0 \quad \rightarrow \quad v_g - L \frac{di_g}{dt} - v_{AB} = 0 \quad (4.1)$$

²⁸ Potenzialmente potrebbe essere anche erogata verso la rete, in caso di inversione del flusso di potenza in un sistema del tipo *Vehicle-to-Grid*, ma l'argomento non è strettamente affrontato all'interno di questa trattazione.

²⁹ Il concetto verrà approfondito nel seguito.

³⁰ Per uno studio più minuzioso, considerando la non idealità degli elementi in gioco, si potrebbe tenere conto del ritardo introdotto dal microprocessore; in tal caso, stimato questo in un tempo τ , la funzione di trasferimento del blocco PWM assumerebbe la forma

$$H_{PWM}(s) = e^{-s\tau}$$

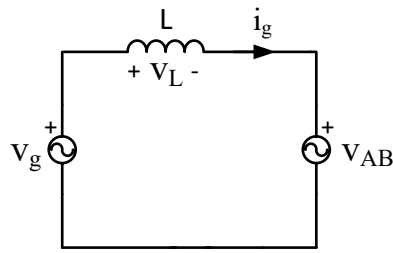


Fig. 4.1 Schema circuitale su cui agisce il controllo di corrente.

Dal punto di vista dello schema a blocchi, ricordando che l'obiettivo ultimo è quello di avere in uscita del sistema la corrente di rete i_g , al fine di riportarla in retroazione verso l'ingresso, si rende necessario introdurre una componente di disturbo pari alla tensione di alimentazione (v_g), a cui viene sottratta la tensione v_{AB} ottenuta precedentemente. Dalla differenza tra queste grandezze si ottiene direttamente la caduta di tensione sull'induttanza (v_L). A questo punto, conoscendo la tensione ai capi dell'elemento induttivo, si può ricavare la corrente transitante in esso (che è pari proprio alla corrente di rete); infatti

$$i_g(s) = \frac{1}{sL} \cdot v_L(s) \quad (4.2)$$

Quest'ultima equazione motiva la presenza dell'ultimo blocco nella catena diretta dello schema a blocchi.

È importante segnalare che questo schema, comunque, rappresenta una approssimazione del circuito reale; uno degli aspetti più critici è dato dal considerare l'impedenza di rete pari ad una pura induttanza, senza alcun elemento resistivo. La semplificazione è abbastanza accettabile, visto l'elevato valore assunto dell'elemento reattivo³¹, ma può indurre ad alcune considerazioni troppo ottimistiche per quanto riguarda lo studio del controllore, problematica che verrà approfondita di seguito.

4.1 Studio del controllore

Come si accennava in precedenza, il primo passaggio critico è quello della progettazione del controllore. Sebbene vi siano sempre molte scelte disponibili, ai fini della trattazione ne verranno affrontate soltanto due: un controllore di tipo PI (come per

³¹ Il valore dell'induttanza non tiene semplicemente conto di quello implicito della rete di alimentazione, ma, anzi, è fondamentalmente influenzato dall'induttore vero e proprio che è aggiunto in ingresso al circuito.

l'anello di tensione) oppure un controllore solamente di tipo proporzionale. Per completezza, poiché il riferimento da seguire è un segnale sinusoidale, per eliminare completamente l'errore a regime sarebbe necessario un controllo di tipo risonante in corrispondenza proprio della pulsazione di alimentazione (così da avere un guadagno potenzialmente infinito a quella frequenza), tuttavia per semplicità di implementazione si è ripiegato su delle opzioni meno ottimali, ma comunque soddisfacenti.

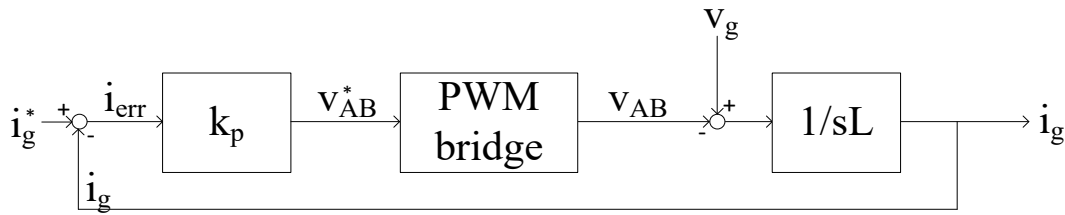


Fig. 4.2 Schema a blocchi dell'anello di corrente con controllo proporzionale.

Come si diceva, le opzioni di controllo analizzate saranno soltanto due, ed entrambe producono risultati piuttosto simili dal punto di vista teorico; infatti, sebbene generalmente sia necessario garantire la presenza di almeno un polo nell'origine all'interno del sistema in catena aperta, in questo caso si ha già a disposizione l'effetto dell'induttanza, la quale può essere sostanzialmente già assimilabile ad un integratore. L'utilizzo di un controllo con azione integrale non è strettamente necessario, perciò si può iniziare a proporre la presenza soltanto di un'azione proporzionale (con guadagno k). Osservando lo schema a blocchi in figura 4.2, si può identificare la funzione di trasferimento in catena aperta del sistema, che ha un'espressione molto semplice:

$$H(s) = \frac{k}{sL} \quad (4.3)$$

Dove, se si desidera, si può definire il parametro τ come

$$\tau = \frac{k}{L} \quad (4.4)$$

In modo da riscrivere la funzione come

$$H(s) = \frac{\tau}{s} \quad (4.5)$$

La rappresentazione nei diagrammi di Bode di questa funzione è facilmente intuibile e poco significativa, vista la presenza di un unico polo nell'origine ed un guadagno che dipende strettamente dalla scelta del valore di k . L'andamento dei moduli è strettamente

decescente con pendenza sempre pari a -20 dB/decade , mentre la fase è altrettanto costante a -90° .

Più interessante può essere osservare la funzione di trasferimento del sistema ad anello chiuso, che può essere scritta come:

$$G(s) = \frac{i_g(s)}{i_g^*(s)} = \frac{H(s)}{1 + H(s)} = \frac{\frac{k}{sL}}{1 + \frac{k}{sL}} \quad (4.6)$$

Con qualche passaggio algebrico si può esprimerla nella forma

$$G(s) = \frac{1}{1 + s \cdot \left(\frac{L}{k}\right)} \quad (4.7)$$

Se si utilizza il parametro τ già definito in precedenza, allora si può riscrivere la FdT (Funzione di Trasferimento) come

$$G(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\tau}} \quad (4.8)$$

Il cui tracciamento sui diagrammi di Bode (fig. 4.3) è piuttosto semplice da realizzare; l'ampiezza si mantiene a 0 dB fino in prossimità della pulsazione di taglio (la quale è data del reciproco del valore di τ), da quel punto in poi prosegue in modo monotono con una pendenza di -20 dB/decade . Parlando del diagramma delle fasi, invece, l'argomento si mantiene a 0° fino in prossimità della pulsazione di taglio per poi abbassarsi gradualmente verso i -90° .

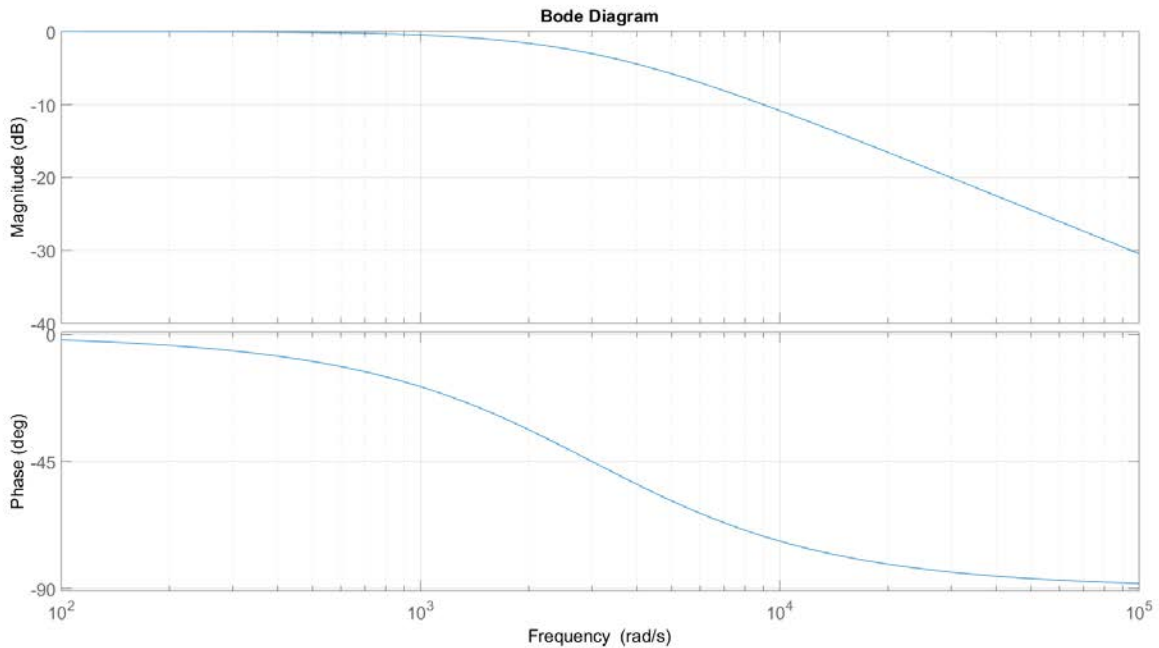


Fig. 4.3 Diagrammi di Bode dell'anello di corrente ad anello chiuso con controllo proporzionale.

Si intuisce, quindi, che scegliendo un opportuno valore della pulsazione di taglio³² (posta comunque a destra rispetto a quella di alimentazione) è possibile includere all'interno della banda passante la pulsazione relativa alla frequenza di alimentazione e altresì garantirne uno sfasamento sostanzialmente nullo. È utile tenere in considerazione che la banda passante non deve essere troppo ampia per non amplificare anche le pulsazioni relative alle alte frequenze (ad esempio quelle legate alla frequenza di commutazione). L'altra opzione è quella di utilizzare comunque un controllo di tipo proporzionale-integrativo (fig. 4.4), per il quale valgono le considerazioni già fatte precedentemente per quanto riguardava l'anello di tensione.

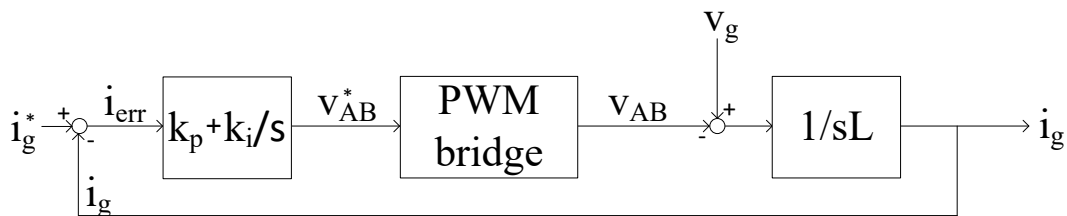


Fig. 4.4 Schema a blocchi dell'anello di corrente con controllo proporzionale-integrativo.

³² Che dipende soltanto dal guadagno proporzionale k (supposta costante l'induttanza L). Nello specifico, per la realizzazione dei diagrammi di Bode si è scelto $k = 6.7$ come valore di guadagno.

La funzione di trasferimento in catena aperta vale

$$H(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{1}{sL}\right) \quad (4.9)$$

e può essere riscritta, con qualche passaggio algebrico, nella forma

$$H(s) = \frac{k_i}{L} \cdot \frac{1 + s \cdot \tau}{s^2} \quad (4.10)$$

Dove il termine τ rappresenta il reciproco della pulsazione di spezzamento e vale:

$$\tau = \frac{k_p}{k_i} \quad (4.11)$$

L'aspetto tipico dei diagrammi di Bode per questo tipo di funzione di trasferimento si può osservare nella figura³³ 4.5.

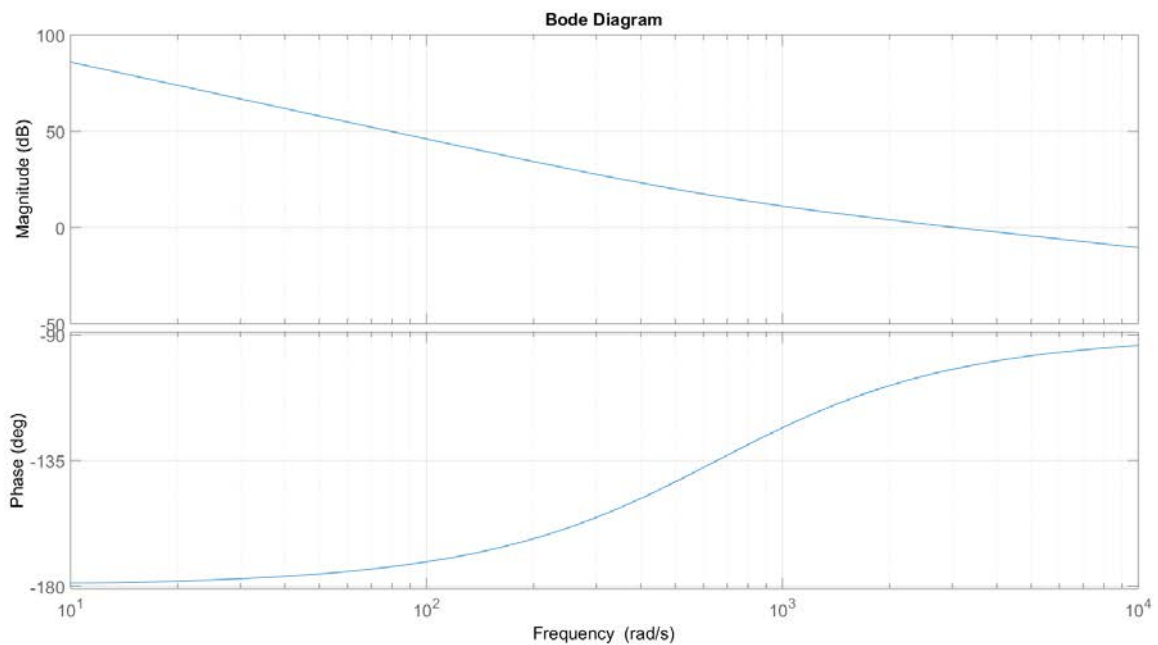


Fig. 4.5 Diagrammi di Bode dell'anello di corrente in catena aperta con controllo proporzionale-integrale.

Per quanto riguarda la funzione di trasferimento ad anello chiuso del sistema, in questo caso, vale

$$G(s) = \frac{i_g(s)}{i_g^*(s)} = \frac{H(s)}{1 + H(s)} = \frac{\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{1}{sL}\right)}{1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{1}{sL}\right)} \quad (4.12)$$

³³ Per tali figure sono stati utilizzati dei valori $k_p = 9$ e $k_i = 5900$, con un'induttanza pari a 3 mH. Gli stessi valori vengono utilizzati anche per i successivi diagrammi di Bode ad anello chiuso.

Dove k_p è il guadagno proporzionale, mentre k_i è quello integrale. Con alcuni passaggi algebrici si può riscrivere l'equazione come

$$G(s) = \frac{1 + s \cdot \frac{k_p}{k_i}}{1 + s \cdot \frac{k_p}{k_i} + s^2 \cdot \frac{L}{k_i}} \quad (4.13)$$

Si può vedere, in questa occasione, che la FdT presente uno zero semplice e due poli complessi coniugati; è consuetudine, quindi, esprimere il numeratore in funzione di una pulsazione di taglio (come fatto in precedenza per il controllore puramente proporzionale) e il denominatore in funzione della pulsazione naturale ω_n e del fattore di smorzamento ξ ³⁴, ossia far assumere all'equazione una forma del tipo:

$$G(s) = \frac{1 + s \cdot \tau}{1 + 2\xi \frac{s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (4.14)$$

Uguagliando quindi i vari termini, si può facilmente ricavare il valore delle tre costanti appena introdotte:

$$\tau = \frac{k_p}{k_i}, \quad \xi = \frac{1}{2} k_p \sqrt{\frac{1}{Lk_i}} \quad e \quad \omega_n = \sqrt{\frac{k_i}{L}} \quad (4.15)$$

Rappresentando nei diagrammi di Bode questa funzione di trasferimento (fig. 4.6), ci si può aspettare che sia ottenuta a partire dalla somma dei contributi dello zero e dei poli.

Per quanto riguarda il diagramma delle ampiezze, lo zero offre un contributo di 0 dB fino alla pulsazione di taglio, per poi procedere con andamento monotono, con guadagno pari a +20 dB/decade. I due poli complessi coniugati, invece, si mantengono sempre a 0 dB fino in prossimità della pulsazione naturale, per poi proseguire con pendenza pari a -40 dB/decade.

³⁴ Pulsazione naturale e smorzamento sono strettamente legati ai valori assunti dai due poli complessi coniugati; infatti

$$s_{1,2} = -\xi \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

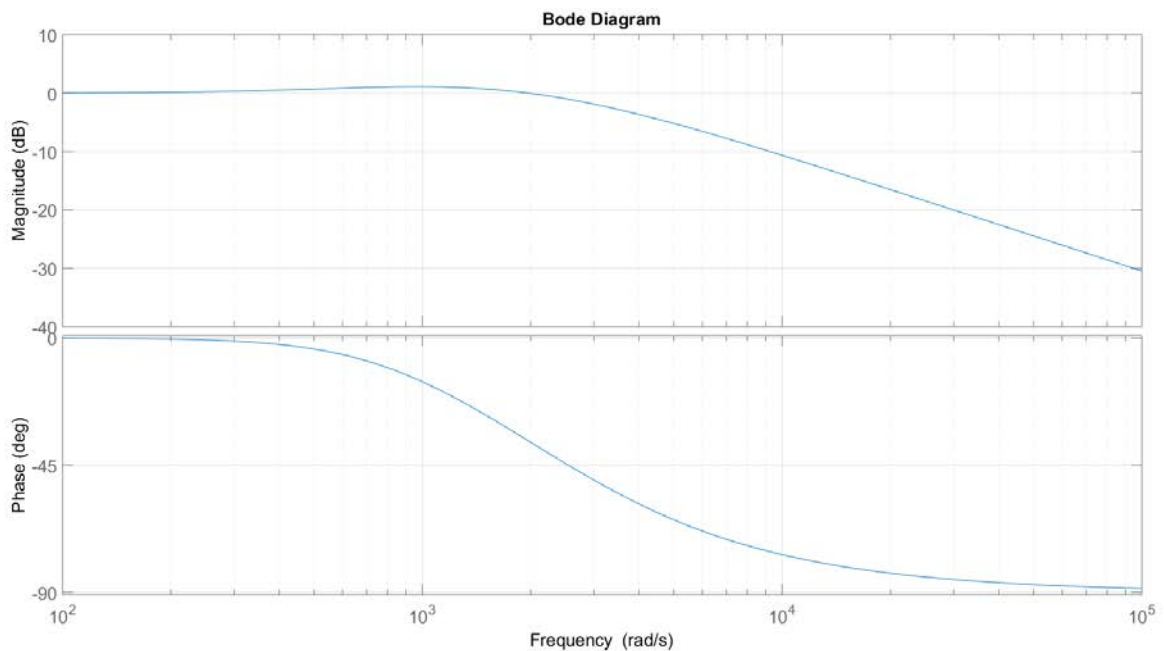


Fig. 4.6 Diagrammi di Bode dell'anello di corrente ad anello chiuso con controllo proporzionale-integrale.

Parlando del diagramma delle fasi, invece, lo zero introduce uno sfasamento di $+90^\circ$ a partire dalla pulsazione di taglio (in realtà, come sempre quando si parla di andamenti reali, la transizione tra 0° $+90^\circ$ non avviene in modo brusco, ma si sviluppa in un paio di decadi attorno alla pulsazione di riferimento); i poli invece introducono uno sfasamento di -180° in prossimità della pulsazione naturale.

Anche in questa circostanza, sarebbe desiderabile ottenere un andamento globale simile a quello già riscontrato nel caso del controllore puramente proporzionale, ossia avere a disposizione una banda passante che includa la pulsazione corrispondente alla frequenza di alimentazione (attenuando pesantemente le frequenze elevate) ed avere sfasamento nullo in prossimità della medesima. Un'opzione è di anteporre la posizione dello zero di circa una decade rispetto alla pulsazione naturale dei poli complessi coniugati, posizionandole, ancora una volta, entrambe a destra della pulsazione di alimentazione. Così facendo, ci sarà una leggera sovralongazione³⁵ a cavallo tra le due pulsazioni scelte, seguita da un andamento decrescente con pendenza pari a -20 dB/decade, per quanto riguarda i moduli, e un assestamento della fase a -90 .

³⁵ La quale dipende principalmente dal valore dello smorzamento ξ .

Chiaramente, da queste rapide osservazioni, sembra poco conveniente complicare il controllo con l'utilizzo di un PI rispetto ad un semplice P. Tuttavia, come accennato precedentemente, nel sistema reale bisogna porsi il problema di una, seppur minima, componente resistiva all'interno dell'impedenza di rete. In tale circostanza, l'uso di un controllore proporzionale non è sufficiente a garantire la presenza di un polo nell'origine, di conseguenza si rende necessaria l'aggiunta del contributo integrale.

Tenendo conto, quindi, della presenza di una resistenza R in serie con l'induttanza, la funzione di trasferimento in catena chiusa ha il medesimo aspetto di prima, ma il fattore di smorzamento deve tenere conto anche dell'elemento resistivo, assumendo il valore:

$$\xi = \frac{1}{2}(k_p + R) \sqrt{\frac{1}{Lk_i}} \quad (4.16)$$

Per quanto riguarda le considerazioni sugli andamenti dei diagrammi di Bode, rimangono generalmente valide.

4.2 Realizzazione del segnale di controllo per la PWM

Come si diceva in precedenza, per conseguire l'obiettivo prefissatosi, ci si affida alla modulazione a larghezza di impulso (PWM) per controllare l'apertura/chiusura degli interruttori del ponte H. A questo fine, risultano particolarmente utili tutte le considerazioni già riportate all'interno del rapido studio dei principali impieghi di questa topologia di convertitore. Per quanto scritto in precedenza, la modalità scelta per il controllo di questo raddrizzatore è quella unipolare. È necessario, quindi, avere a disposizione e confrontare due segnali di controllo con una tensione dall'andamento triangolare. L'unica differenza rispetto a quanto già descritto in precedenza, è che il DSP non è in grado di realizzare un'onda triangolare oscillante tra valori positivi e valori negativi, si rende quindi necessario traslare l'intera operazione (sia i segnali di controllo che quello triangolare) a valori strettamente non-negativi.

Per quanto riguarda l'andamento triangolare, non ci sono grossi problemi di realizzazione, in quanto basta semplicemente impostare i parametri desiderati³⁶ all'interno degli appositi registri del microprocessore, affinché esso realizzi l'equivalente

³⁶ Parametri quali l'ampiezza del segnale e la durata del periodo, la quale è il reciproco rispetto alla frequenza di commutazione degli interruttori.

di una forma d'onda triangolare usando dei contatori interni. Il segnale di controllo, invece, deve essere realizzato a partire da altre informazioni già disponibili, quali la tensione presente sul bus DC (V_{DC}) e il riferimento della tensione v_{AB} , ricavato in precedenza dall'uscita del controllore. Le tensioni di controllo v_c e $v_{c,2}$ hanno anch'esse andamento grossomodo sinusoidale, tuttavia, utilizzando come scala temporale quella relativa alle frequenze di commutazione degli interruttori, può essere considerato sostanzialmente costante.

Procedendo come fatto per lo studio del chopper e dell'inverter, si inizia dal considerare l'istante t_1^* in cui il segnale di controllo dell'interruttore T_A^+ interseca la tensione triangolare³⁷; con semplici considerazioni geometriche si può scrivere che

$$\frac{\hat{V}_{tri}}{T_s/2} \cdot t_1^* = v_c \quad \rightarrow \quad t_1^* = \frac{v_c}{\hat{V}_{tri}} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (4.17)$$

Dove indichiamo, come consuetudine, con \hat{V}_{tri} il picco del segnale triangolare, con v_c la tensione di controllo (assunta, per l'appunto, costante in questo breve arco temporale) e con T_s il periodo di campionamento (pari ad un periodo dell'onda triangolare). Si ricava rapidamente, osservando la figura, che il tempo per cui T_A^+ resta chiuso è pari ad esattamente il doppio di t_1^* perciò il duty cycle della prima gamba (D_1) può essere espresso come segue:

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = 2 \cdot \frac{v_c}{\hat{V}_{tri}} \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1}{T_s} = \frac{v_c}{\hat{V}_{tri}} \quad (4.18)$$

Se si definisce il secondo segnale di controllo $v_{c,2}$ in modo analogo a quanto fatto in precedenza (negli inverter), tenendo conto che questa volta il tutto è stato traslato verso valori positivi, si può ricavare che

$$v_{c,2} = \hat{V}_{tri} - v_c \quad (4.19)$$

Ripercorrendo le considerazioni già fatte, il duty cycle della seconda gamba (D_2) risulta essere

$$t_2^* = \frac{\hat{V}_{tri} - v_c}{\hat{V}_{tri}} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (4.20)$$

e di conseguenza:

$$D_2 = \frac{\hat{V}_{tri} - v_c}{\hat{V}_{tri}} = 1 - D_1 \quad (4.21)$$

³⁷ L'istante iniziale è preso a partire dal passaggio per lo zero dell'onda triangolare.

Le espressioni dei duty cycle, quindi, seguono perfettamente quanto già visto nello studio dell'inverter, nonostante sia avvenuta la traslazione “verso l'altro” dei segnali.

Queste espressioni possono essere rielaborate a partire da alcune considerazioni fatte sul funzionamento del convertitore e sullo schema di controllo già discusso. Si ricorda, infatti, che la logica unipolare fa sì che l'alimentazione ed il carico siano effettivamente in comunicazione soltanto per alcuni intervalli di tempo limitati (in cui il carico è alimentato sia dalla rete che dall'induttanza che si scarica); per la restante porzione del periodo di commutazione, quando entrambi gli interruttori superiori o inferiori si trovano chiusi, l'intera caduta di tensione della rete avviene sull'induttanza, che si carica, in quanto la corrente di linea non raggiunge il lato DC, ma si chiude attraverso gli interruttori e i diodi (a seconda di quali sono aperti e del verso della corrente). D'altra parte, se si osserva la tensione d'ingresso del ponte (v_{AB}), questa è un'onda quadra che oscilla tra zero e V_{dc} quando la corrente di rete è positiva, oppure tra zero e $-V_{dc}$ quando è negativa.

Facendo sempre riferimento alle immagini in figura 4.7 (che rappresentano una situazione in cui la corrente di rete è positiva), si può vedere che il tempo durante il quale la v_{AB} resta diversa da zero è pari alla differenza tra i tempi t_1^* e t_2^* e si ripete con frequenza doppia rispetto a quella di commutazione. Utilizzando le definizioni già ottenute, si può scrivere

$$\Delta t = t_1^* - t_2^* = \frac{v_c}{\hat{V}_{tri}} \cdot \frac{T_s}{2} - \frac{\hat{V}_{tri} - v_c}{\hat{V}_{tri}} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{T_s}{2\hat{V}_{tri}} \cdot (2v_c - \hat{V}_{tri}) \quad (4.22)$$

Si può quindi calcolare il valore medio su mezzo periodo (poiché, appunto, ha frequenza doppia rispetto a f_s) della tensione v_{AB}

$$\bar{v}_{AB} = \frac{\Delta t \cdot V_{dc}}{T_s/2} \quad (4.23)$$

Sostituendovi all'interno l'espressione trovata in precedenza, si può ottenere:

$$\bar{v}_{AB} = \frac{V_{dc}}{\hat{V}_{tri}} \cdot (2v_c - \hat{V}_{tri}) = V_{dc} \cdot \left(\frac{2v_c}{\hat{V}_{tri}} - 1 \right) \quad (4.24)$$

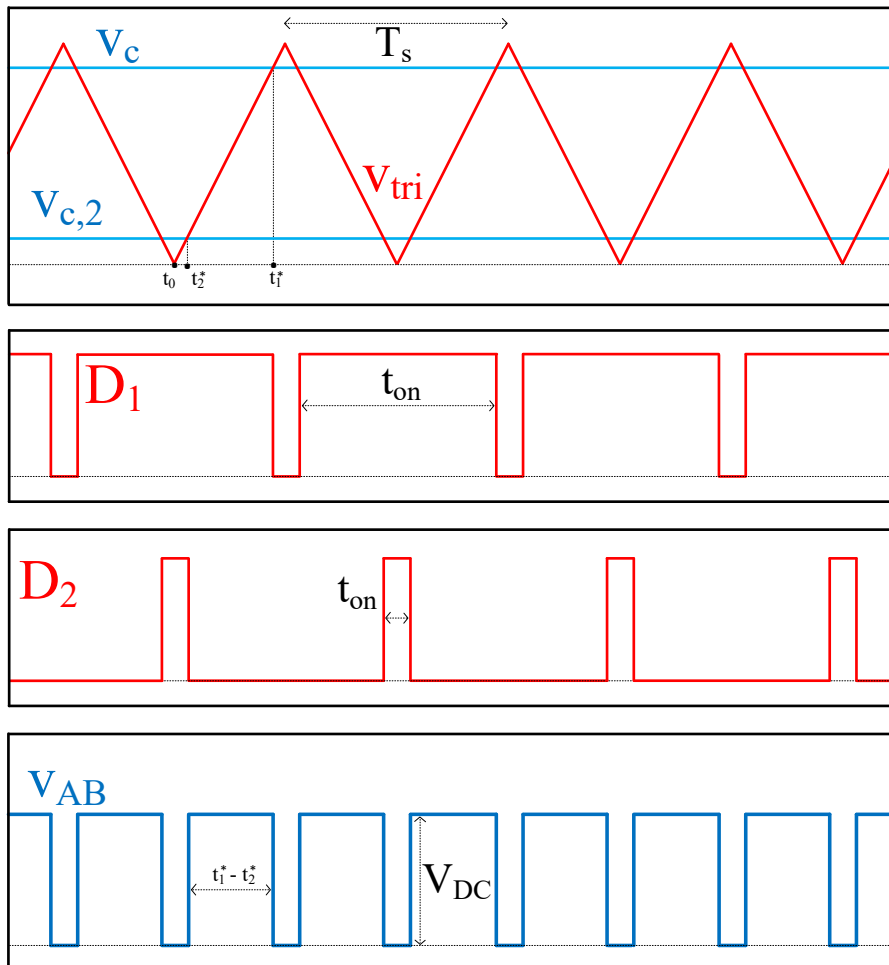


Fig. 4.7 Realizzazione dei segnali di controllo della PWM.

Dove si può riconoscere il rapporto tra il segnale di controllo e il picco di quello triangolare, già definito in precedenza come il duty cycle del primo ramo dell'inverter, perciò si arriva all'equazione seguente:

$$\bar{v}_{AB} = V_{dc} \cdot (2D_1 - 1) \quad (4.25)$$

La medesima equazione può essere ricavata anche osservando che Δt non è altro che la differenza tra il t_{on} della prima gamba e quello della seconda, diviso per un fattore due; in formule

$$\Delta t = \frac{t_{on,1} - t_{on,2}}{2} \quad (4.26)$$

Usando le definizioni iniziali dei duty cycle, si può facilmente ricavare

$$\Delta t = \frac{1}{2} T_s (D_1 - D_2) = \frac{T_s}{2} (2D_1 - 1) \quad (4.27)$$

Procedendo col calcolare il valore medio sul semiperiodo di commutazione di v_{AB} , si ottiene l'equazione già presentata in precedenza:

$$\bar{v}_{AB} = \frac{2}{T_s} \Delta t \cdot V_{dc} = V_{dc} \cdot (2D_1 - 1) \quad (4.28)$$

Ad ogni modo, per l'utilizzo richiesto da parte del sistema di controllo, è più significativa la formulazione in cui viene messo in evidenza il duty cycle

$$D_1 = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{\bar{v}_{AB}}{V_{dc}} \right) \quad (4.29)$$

o, ancora meglio, evidenziando direttamente la tensione di controllo della prima gamba:

$$v_c = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{\bar{v}_{AB}}{V_{dc}} \right) \cdot \hat{V}_{tri} \quad (4.30)$$

Effettivamente, ripercorrendo i ragionamenti fatti, il controllore permette di realizzare un riferimento per la tensione di ingresso del ponte, che in prima approssimazione è assimilabile (trascurando eventuali ritardi) al valore medio, sul semiperiodo di commutazione, della stessa; d'altra parte, si ha anche a disposizione la lettura della tensione sul lato DC (già utilizzata nell'anello di tensione) e l'ampiezza del segnale triangolare è un parametro scelto dall'utente. Con questa equazione si è, quindi, in grado di calcolare il segnale di controllo necessario affinché l'intero sistema segua i riferimenti delineati precedentemente.

In conclusione, si aggiunge una breve nota per quanto riguarda la precarica; come si accennava durante la descrizione teorica, il controllo in tali circostanze è quasi identico a quello del funzionamento normale appena descritto, con l'eccezione che v_{AB} oscilla tra $(V_{dc} + V_{R,prec})$ e zero, oppure tra zero e $-(V_{dc} + V_{R,prec})$, a seconda del verso della corrente; dove si intende con $V_{R,prec}$ la caduta di tensione sulla resistenza di precarica (aggiunta in uscita al ponte, in serie con il condensatore). Di conseguenza, ripercorrendo i ragionamenti già effettuati per il funzionamento normale, si può giungere ad una espressione per il segnale di controllo nella forma:

$$v_c = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{\bar{v}_{AB}}{V_{dc} + V_{R,prec}} \right) \cdot \hat{V}_{tri} \quad (4.31)$$

5. Implementazione del convertitore

Per quanto riguarda la realizzazione del convertitore, partendo dall'elemento fondamentale, il controllo è stato affidato interamente ad un DSP controller della *Texas Instruments* (nello specifico è stato utilizzato il modello TMS320F28335, appartenente alla generazione *Delfino*). Questo microcontrollore non si occupa solamente di effettuare i calcoli veri e propri, ma è in grado di gestire in modo autonomo, ed in modo indipendente rispetto al programma principale, le varie periferiche e funzioni secondarie (come la comunicazione tramite porta seriale, la lettura degli ingressi del convertitore analogico-digitale, il controllo della PWM, ecc.).

Sul funzionamento specifico del controllore si tornerà in modo più approfondito nel seguito della trattazione, mentre per il momento si ritiene utile andare a presentare brevemente anche gli ulteriori componenti fondamentali utilizzati nella realizzazione del circuito; per ovvie ragioni, non ci si soffermerà sull'abbondante utilizzo di vari elementi di uso comune e tipici dell'elettrotecnica e dell'elettronica (resistori, diodi, condensatori, LED e via dicendo).

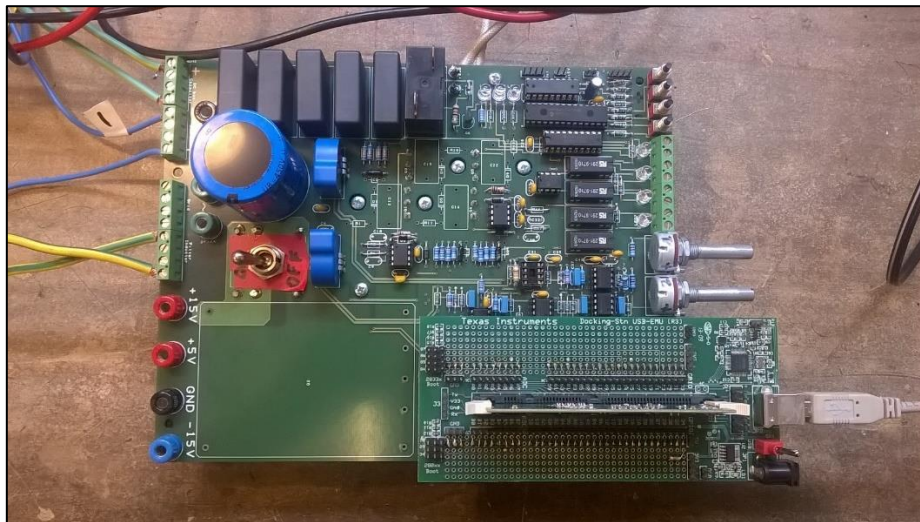


Fig. 5.1 Foto del circuito e del microprocessore (in basso a destra).

5.1 Componenti fondamentali

Iniziando dal convertitore vero e proprio, i quattro interruttori sono realizzati con dei MOSFET³⁸, in grado di commutare a frequenze anche molto elevate, con un limite per la tensione *drain-source* di 600 V, un valore quasi doppio rispetto a quello utilizzato in condizioni nominali, e in grado di condurre correnti continue di oltre 30 A. In caso di necessità, è possibile aggiungere dei circuiti *snubber* in parallelo ai singoli transistor; questi circuiti, composti sostanzialmente da un condensatore in serie al parallelo tra una resistenza ed un diodo, permettono di smorzare le oscillazioni di tensione presenti ai capi degli interruttori durante le commutazioni.

I *gate* di questi transistor non sono comandati direttamente dai segnali provenienti dal microcontrollore, in quanto necessitano di, seppur poca, potenza e di livelli di tensioni che non possono essere forniti dal processore; per porre rimedio a questa situazione, si utilizzano dei *driver*³⁹ che ricevono in ingresso i segnali logici dal DSP e, per mezzo di un'alimentazione supplementare in continua, li inoltrano verso i MOSFET. Questi driver sono realizzati già con l'idea di essere applicati ad una configurazione a ponte (o a semiponte), perciò ciascuno di essi è in grado di gestire due interruttori (quello superiore e quello inferiore, afferenti ad un medesimo ramo). L'utilizzo di questi elementi permette di risolvere anche un ulteriore problema dovuto alla configurazione del circuito; infatti, il terminale di *source* del transistor inferiore è collegato al riferimento di terra, mentre quello dell'elemento superiore è fisicamente collegato al punto mediano del proprio ramo (in una generica condizione di funzionamento, questo punto è ad una tensione differente rispetto ai 0 V). Poiché la tensione di controllo degli interruttori è relativa alla coppia *gate-source*, il driver opera la traslazione di tensione necessaria a pilotare anche il transistor superiore.

Come descritto nella trattazione teorica, durante la precarica è necessario introdurre a valle del ponte un resistore⁴⁰; tale elemento, di dimensioni non trascurabili, deve poter essere escluso dal circuito durante il normale funzionamento (al fine di evitare perdite consistenti e non necessarie) tramite un relè.

³⁸ Nello specifico, dei SiHG33N60EF, della *Vishay Siliconix*.

³⁹ Sono stati scelti dei driver della On Semiconductors, nello specifico il modello NCP5304, in grado di lavorare fino a tensioni di 600 V.

⁴⁰ Nello specifico, quello utilizzato ha una resistenza di valore pari a 22 Ω .

5. Implementazione del convertitore

Altri elementi chiave sono i sensori di corrente⁴¹, che sono in grado, per l'appunto, di effettuare una trasduzione della corrente transitante al proprio interno, per effetto Hall, e fornire quindi un segnale di uscita galvanicamente isolato rispetto al circuito principale di potenza; si sottolinea che sono di tipologia ad anello chiuso, perciò offrono un'uscita compensata rispetto a disturbi di origine esterna e deterioramento dei componenti. Nello specifico, vengono utilizzate due sonde identiche, l'una per la lettura della corrente di rete e l'altra per quella transitante sul carico. Anche questi componenti necessitano di un'alimentazione dedicata a bassa tensione. Il numero di spire dell'avvolgimento primario (percorso dalla corrente in esame) può essere scelto dall'utente a seconda della portata di interesse; è possibile utilizzare una sola, due, oppure tre spire, a cui corrispondono dei fondi scala rispettivamente pari a 25 A, 12.5 A o 8.3 A. Per l'applicazione studiata, si è optato per il fondo scala più ampio (con un'unica spira). La corrente secondaria (quindi quella uscente) viene condotta attraverso una resistenza scelta dall'utente⁴², al fine di ottenere un valore di tensione compatibile con il funzionamento dei circuiti posti in cascata.

Dopo aver visto come effettuare la lettura delle correnti, resta da dedicare poche righe alla valutazione delle tensioni. Anche in questo caso è necessario conoscere sia la tensione di alimentazione che quella presente sul bus DC, e quindi sul carico; il problema (che comunque affligge anche i segnali di uscita provenienti dalle sonde di corrente) è che gli ingressi del microprocessore, afferenti all'ADC, possono gestire soltanto tensioni comprese tra zero e tre volt, mentre in questo caso abbiamo dei valori ovviamente ben maggiori. Il problema è risolto piuttosto semplicemente per mezzo di partitori di tensione, che, con un opportuno utilizzo di resistori⁴³, permettono di ottenere i desiderati rapporti di riduzione.

Come è stato accennato, gli ingressi del convertitore analogico-digitale del processore sono in grado di accogliere solamente segnali positivo; d'altra parte, in un convertitore a quattro quadranti, come quello in esame, le correnti e le tensioni da valutare sono (o, perlomeno, possono essere) anche minori di zero, in certi intervalli di tempo.

⁴¹ Sono stati scelti dei trasduttori della *LEM*, in particolare il modello LTSP 25-NP, in grado di interfacciarsi con correnti sia alternate che continue.

⁴² Per quanto riguarda la sonda relativa al lato AC si è scelto una resistenza di valore pari a 110 Ω , mentre per quella in DC una resistenza di 165 Ω .

⁴³ Per quanto riguarda la tensione di rete, le resistenze utilizzate sono di 261 $k\Omega$ e di 1 $k\Omega$, ottenendo un rapporto di riduzione pari a 1/262; per la tensione del bus, le resistenze utilizzate sono di 133 $k\Omega$ e di 1 $k\Omega$, con un rapporto di riduzione di 1/134.

Anche nell'ipotesi di far lavorare il sistema solamente come raddrizzatore e quindi mantenere un flusso di potenza unidirezionale dall'alimentazione verso il carico (quindi tensioni e correnti sul bus DC positive), le grandezze di rete restano comunque delle sinusoidi. In realtà, il sistema è pensato per essere in grado anche di restituire potenza verso la rete (per garantire la possibilità di utilizzo in uno schema *Vehicle-to-Grid* o semplicemente per evitare sovratensioni sul bus), perciò si suppone che anche la corrente sul bus possa invertire il proprio verso.

Alla luce di queste considerazioni, ai segnali in uscita dai sensori di corrente e dai partitori di tensione (quindi opportunamente scalati in termini di valore assoluto), devono anche essere aggiunti degli *offset* al fine di renderli sempre strettamente positivi; nello specifico, poiché l'intervallo utile è quello tra zero e tre volt, l'offset introdotto dovrà essere pari a 1.5 V. Tale offset è ricavato in modo piuttosto elementare a partire dall'alimentazione supplementare in continua a cinque volt (che permettono il funzionamento di molti dei componenti elettronici del circuito, come i sensori di corrente, ecc.) con un partitore di tensione opportuno.

A questo punto, quindi, si hanno a disposizione delle tensioni (opportunamente scalate nell'intervallo di interesse) che rappresentano i valori delle grandezze di rete (tensioni e correnti alternate) e di quelle sul carico (tensioni e correnti continue). Non è consigliabile, tuttavia, introdurre le tensioni uscenti dai partitori direttamente all'interno del microprocessore; è opportuno, invece, disaccoppiarle dal circuito di potenza per mezzo di amplificatori operazionali⁴⁴ con una tipica configurazione da *buffer* o inseguitore di tensione. I quattro segnali di interesse, quindi, vengono condizionati tramite un filtro passa-basso attivo prima di essere finalmente introdotti nel DSP. I filtri stessi sono realizzati con degli amplificatori operazionali in cui la retroazione è operata tramite il parallelo tra un resistore ed un condensatore⁴⁵ (come si è già descritto nella trattazione relativa alla realizzazione del riferimento di corrente); la frequenza di taglio⁴⁶ è prossima ad un kilohertz, al fine di introdurre dei segnali non eccessivamente disturbati da rumore e dalle componenti ad alta frequenza.

⁴⁴ Com'è noto, almeno idealmente, l'amplificatore operazionale non dovrebbe assorbire potenza dagli ingressi.

⁴⁵ Sono stati utilizzati dei condensatori con capacità pari a 15 nF e resistenza di 10 kΩ.

⁴⁶ Si ricorda che la pulsazione di taglio di un filtro passa basso è data sostanzialmente dal reciproco della costante di tempo del circuito RC, ossia $f_c = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$.

5. Implementazione del convertitore

Come si è potuto notare, per il funzionamento del circuito nel suo complesso sono necessarie delle ulteriori alimentazioni in continua per i vari componenti elettronici. Nello specifico, alcuni di questi necessitano di una sorgente di tensione a quindici volt, mentre per altri sono sufficienti cinque volt; tra i primi, si evidenzia la presenza dei driver dei transistor e degli amplificatori operazionali (che hanno anche bisogno di un ingresso a -15 V), tra i secondi si citano, ad esempio, i sensori di corrente e il microprocessore stesso. La tensione di cinque volt, come già accennato, è anche usata frequentemente per introdurre degli offset su delle grandezze. In ogni caso, sia i 5 V che i $\pm 15\text{ V}$ (oltre che al collegamento a massa) sono garantiti da un alimentatore in continua a sé stante. È presente anche un interruttore *DPDT* (a doppio polo, con doppio contatto) che permette di alimentare soltanto i circuiti elettronici, oppure anche quello di potenza (con la tensione di rete o quella che vi si desidera applicare).

Per migliorare le forme d'onda delle grandezze in gioco, è anche impiegato un induttore di filtro (con un valore di induttanza pari a 3 mH) in serie con l'alimentazione e vari condensatori in parallelo⁴⁷ sul lato DC (per un valore complessivo di capacità pari circa a 3.8 mF) per assorbire le oscillazioni di tensione causate dalla corrente raddrizzata in uscita dal ponte e applicare al carico una tensione quasi perfettamente costante.

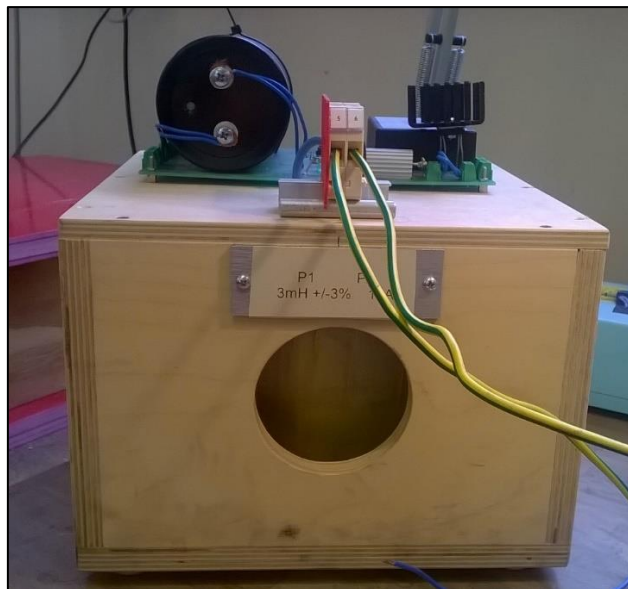


Fig. 5.2 Foto del contenitore al cui interno è posto l'induttore da 3 mH .

⁴⁷ Nello specifico, la quasi totalità della capacità (circa 3.3 mF) viene fornita da un condensatore elettrolitico della *KEMET*.

5.2 Componenti secondari

Oltre ai componenti essenziali già citati, il convertitore è supportato da vari elementi e circuiti integrati che ne permettono un miglior controllo.

Anzitutto ci sono due elementi dedicati alla comunicazione tra il microprocessore e gli altri elementi del sistema; il DSP invia e riceve dati tramite un protocollo di tipo seriale, controllando indirettamente vari elementi o acquisendo informazioni riguardo il loro stato (principalmente led, pulsanti e potenziometri, di cui si parlerà brevemente nel seguito).

Sono presenti anche due comparatori (in realtà inglobati in un unico circuito integrato) che permettono di verificare che la corrente di rete non esca dalla una banda di valori ammissibili (in sostanza garantisce che, in modulo, non superi una certa soglia); in caso contrario, viene inoltrato un segnale al microprocessore tramite l'ingresso delle *trip zone* (verranno descritte meglio in seguito, nel paragrafo dedicato alla PWM) al fine di azzerare il segnale di controllo della PWM e porre fine immediatamente alla crescita incontrollata della corrente.

Come si accennava in precedenza, vi sono vari led che rappresentano visivamente il funzionamento o meno dell'algoritmo e lo stato della precarica (nello specifico, se il contattore è aperto o chiuso). Sono anche presenti alcuni pulsanti a disposizione dell'utente; nello specifico, due di questi permettono avviare o bloccare l'algoritmo di controllo⁴⁸, mentre altri due permettono di regolare manualmente il riferimento per la tensione del bus DC. Ad ogni modo, tutti questi pulsanti sono gestiti tramite software, interfacciandosi soltanto con gli elementi di comunicazione seriale.

Infine, sono presenti anche due potenziometri, al fine di permettere all'utente una regolazione manuale della PWM, sovrascrivendo il valore del duty cycle calcolato dall'algoritmo; normalmente, questo tipo di controllo è disabilitato, per abilitarlo è necessario modificare opportunamente il codice. Si evidenzia, inoltre, che i comandi relativi ai potenziometri, essendo intrinsecamente analogici, non vengono inoltrati al DSP tramite comunicazione seriale, ma vengono letti direttamente a partire dagli ingressi dell'ADC.

⁴⁸ Si intende il controllo sul duty cycle e della PWM, rimane comunque attivo l'ADC che permette di leggere i valori delle grandezze sulla rete e sul bus, così come resta sempre abilitata la comunicazione seriale e la gestione degli allarmi.

5.3 Descrizione del microprocessore

Non sarà possibile, chiaramente, fornire una descrizione completa e dettagliata dello strumento e di tutte le sue funzionalità, in quanto richiederebbe la redazione di un manuale a sé stante. Quello che è possibile fare, invece, è porre l'attenzione su alcune caratteristiche interessanti e significative per l'uso che ne viene fatto in questa circostanza.

Anzitutto il DSP ha a disposizione un ampio numero di pin generici, che possono essere utilizzati sia come input che come output da parte dell'utente; vi è la possibilità di condizionare in vari modi i segnali provenienti dall'esterno (ad esempio sincronizzarli con il clock interno), ma, in ogni caso, vengono poi smistati opportunamente da dei *multiplexer* a seconda della funzione cui devono assolvere. Nel caso in esame, vengono usati soltanto un numero piuttosto limitato di questi pin per la comunicazione seriale con il resto del circuito, per l'attuazione della PWM e per portare i segnali analogici al convertitore analogico-digitale.

È utile fare alcune considerazioni sulla periferica PWM ed il suo funzionamento. Anzitutto, il microprocessore ha a disposizione sei blocchi PWM distinti (potenzialmente indipendenti l'uno dagli altri, ciascuno in grado di pilotare due transistor), tuttavia, per questa applicazione, ne sono necessari soltanto due⁴⁹; ogni blocco PWM può gestire un *interrupt* (su cui si tornerà a breve) e può fornire un segnale *SOC* (*Start of Conversion*) in grado di avviare la conversione dell'ADC al momento opportuno. Questo segnale di controllo è particolarmente utile, perché è utile valutare le grandezze di rete e sul bus proprio a metà del periodo della PWM, anziché in un istante generico. Ogni blocco è dotato di un contatore che, partendo da zero, incrementa gradualmente il suo valore fino a raggiungere un massimo (*period*), per poi riscendere verso zero, realizzando sostanzialmente l'onda triangolare⁵⁰ necessaria al funzionamento della modulazione. Aggiustando il valore del *period*, si può direttamente controllare la frequenza di commutazione (f_s); infatti, conoscendo la frequenza di *clock* del DSP (f_{clk}) e supposto di lavorare con un'onda triangolare completa, si può facilmente ricavare la seguente equazione:

⁴⁹ Poiché sono soltanto due le gambe del convertitore da controllare.

⁵⁰ In realtà, agendo sugli opportuni registri, è possibile realizzare anche andamenti a dente di sega, sia crescenti che decrescenti.

$$f_s = \frac{f_{clk}}{2 \cdot period} \quad (5.1)$$

Nello specifico, la frequenza di clock vale 150 MHz , mentre è stato scelto 7500 come valore di period; ne deriva quindi $f_s = 10 \text{ kHz}$.

Il contatore viene confrontato col riferimento $CMPA$ ⁵¹ (*Compare A*), il quale rappresenta sostanzialmente il valore istantaneo del segnale di controllo (v_c) ed è quindi il valore che viene calcolato di volta in volta dall'algoritmo con l'espressione già vista in precedenza

$$v_c = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{\bar{v}_{AB}}{V_{dc}} \right) \cdot \hat{V}_{tri} \quad (5.2)$$

Vi è una sezione apposita, all'interno di ogni blocco PWM, che gestisce la realizzazione del segnale di comando, in cui si può scegliere come controllarlo a partire dai parametri forniti fino a questo punto (il passaggio per lo zero, il period, il valore del contatore e quello dei compare); nel caso in esame, il segnale di comando viene alzato quando il CMPA è uguale al contatore, durante la fase decrescente, e viene abbassato quando è nuovamente uguale al contatore, durante la fase crescente⁵². Poiché il controllo di interruttori è un'applicazione piuttosto tipica di questo strumento, i blocchi PWM sono anche dotati di alcuni registri dedicati all'inserimento dei tempi morti, cosicché si possa garantire che due transistor in serie non vengano mai a trovarsi chiusi contemporaneamente, aggiungendo dei ritardi sui fronti di salite e di discesa. L'ultima opzione fondamentale è quella delle *trip-zone*, già citate in precedenza; questo sotto-blocco riceve in ingresso dei segnali provenienti dall'esterno (ad esempio degli allarmi, come nel caso della corrente di rete che non deve uscire da un certo intervallo limite) e permette di forzare il valore del segnale di comando ad un certo valore (alto oppure basso) all'evenienza di questi fenomeni.

L'altro elemento fondamentale al funzionamento del sistema è il convertitore analogico-digitale a 12 bit, che è in grado di ricevere in ingresso fino a 16 segnali analogici (compresi tra 0 e tre volt, come ripetuto in varie occasioni) e di convertirli singolarmente oppure a coppie⁵³. Non è ovviamente necessario utilizzare tutti gli input,

⁵¹ Volendo, è disponibile anche un secondo riferimento ($CMPB$) che può essere controllato anche in modo indipendente rispetto al precedente. In ogni caso, ognuno dei sei blocchi è dotato dei propri due riferimenti (A e B).

⁵² In sostanza, significa avere il segnale di comando alto (e quindi chiudere il relativo interruttore) quando la tensione di controllo è maggiore dell'onda triangolare.

⁵³ Si evidenziano due dettagli: la conversione vera e propria avviene comunque per un segnale alla volta, essendo un unico ADC, quella che può avvenire contemporaneamente per due segnali è la gestione del *Sample-and-Hold*; inoltre, l'utilità di valutare due grandezze "contemporaneamente" si motiva con la possibilità di fare una valutazione di potenza (supposta che l'una sia una tensione e l'altra rappresenti una corrente).

infatti, nel caso in esame, sono soltanto sei i segnali da valutare: la tensione e la corrente di rete, la tensione e la corrente sul bus, e, infine, le due tensioni in uscita dai potenziometri (con cui, si ricorda, si può regolare manualmente la PWM). Come accennato in precedenza, la conversione inizia con il sopraggiungere del segnale SOC proveniente dal blocco PWM e termina quando l'ultimo elemento è stato elaborato. I valori numerici vengono quindi salvati in appositi registri. Al termine della conversione, inoltre, viene generato un segnale *EOC (End of Conversion)* che può essere utilizzato dall'utente per avviare degli interrupt; nello specifico, questo interrupt sarà quello che effettivamente svolge l'algoritmo di controllo.

Visto che sono stati chiamati in causa già qualche volta, è giusto dedicare poche parole anche gli interrupt; senza dilungarsi eccessivamente, il processore può gestire fino a 96 eventi differenti, raggruppati in vari sottogruppi. Ogni singolo interrupt ed ogni sottogruppo può essere abilitato o disabilitato e deve seguire un iter ben preciso affinché la CPU sia poi in grado di risalirne alla provenienza effettiva. Com'è noto, supposto che sia abilitato, un interrupt ha l'opportunità di interrompere l'esecuzione del programma principale al fine di svolgere un'operazione secondaria (non necessariamente in termini di importanza).

L'idea complessiva è, quindi, quella di avere un programma primario che inizializzi una volta per tutte i vari blocchi ed elementi del processore, che gestisca la comunicazione con le varie periferiche tramite logica seriale e controlli lo stato complessivo del sistema (ad esempio la presenza di allarmi, o in che condizione di funzionamento esso si trovi⁵⁴); l'algoritmo vero e proprio di controllo del convertitore, ossia quello che effettivamente implementa tutte le considerazioni discusse in precedenza (nei capitoli dedicati agli anelli di tensione e corrente) è gestito totalmente tramite degli interrupt, al fine di essere il più tempestivo possibile; nello specifico, la gran parte di esso è contenuto nell'interrupt relativo al segnale di EOC del convertitore analogico-digitale. Così facendo, appena sono disponibili i valori delle grandezze (tensioni e correnti) presenti sul sistema, il DSP può valutare gli opportuni valori dei duty cycle da applicare ai transistor.

⁵⁴ Per esempio, controlla se il convertitore sta operando la precarica oppure è in corso il funzionamento normale.

5.4 Algoritmo di controllo

Per quanto riguarda la scrittura effettiva dell'algoritmo di controllo, è stato utilizzato il software *Code Composer Studio* (tramite computer) per gestire i file contenenti il codice, gli *header*, svolgere tutte le funzioni tipiche di un compilatore e le sessioni di *debug*. Il linguaggio di programmazione utilizzato è stato il C, essendo piuttosto performante e semplice da imparare, il quale garantisce un'astrazione di alto livello, permettendo, allo stesso tempo, un controllo più accurato dei vari parametri e delle operazioni da svolgere (tipico dei linguaggi di basso livello), al fine di ottimizzare i processi.

Come già accennato, il programma principale (*main*) ha la funzione di gestire le operazioni secondarie (non in termini di importanza, ma in quanto non strettamente necessarie al controllo del convertitore). Nello specifico, le varie fasi sono: inizializzazione del sistema e delle periferiche, attesa del comando di avvio (tramite opportuno pulsante), precarica ed infine avviene il funzionamento normale. Senza dilungarsi eccessivamente su queste quattro condizioni, si evidenzia che durante l'esecuzione di ciascuna di esse è possibile identificare la presenza di situazioni critiche (tramite segnale di allarme). Nel caso in cui esse siano presenti, l'algoritmo si porta in uno stato di allarme ed interrompe il normale procedimento delle operazioni di controllo.

Più interessante è il codice all'interno dell'interrupt principale (al termine delle conversioni da parte dell'ADC), che segue lo schema di controllo presentato durante la trattazione teorica. La figura 5.3 mostra un semplice diagramma a blocchi che ne descrive i passaggi più significativi. Il primo passaggio consiste nell'effettuare una lettura dei registri dedicati ai risultati ottenuti dal convertitore analogico digitale, che devono essere aggiustati per mezzo di offset e guadagni (si approfondirà il processo nel capitolo 7). Una volta ottenuti dei valori più esplicativi delle grandezze presenti sul circuito, è necessario applicare il filtro digitale al segnale campionato della tensione sul bus DC; per questa operazione, risulta necessario utilizzare i campioni relativi anche agli istanti di tempo precedenti, di conseguenza è presente anche una sezione dell'algoritmo che si occupa di aggiornare ad ogni ciclo questi valori.

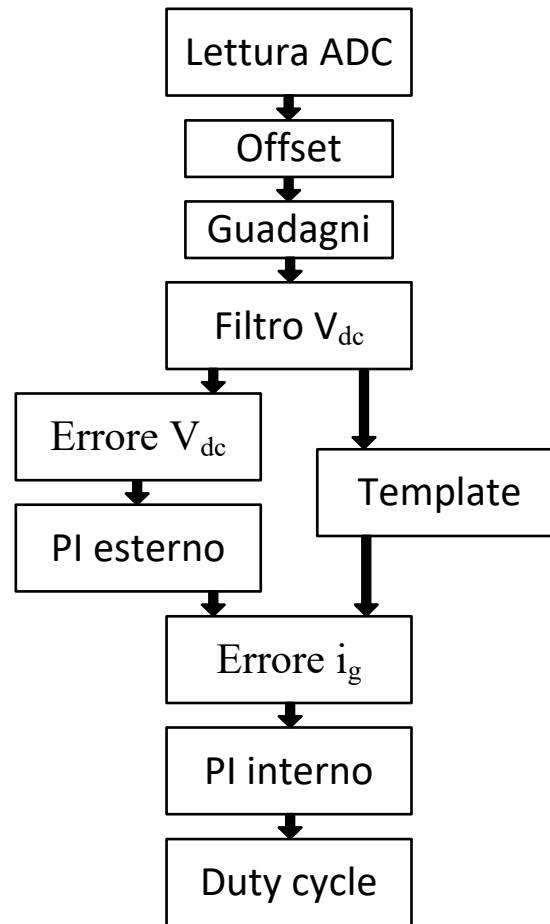


Fig. 5.3 Schema a blocchi semplificato dell'algoritmo di controllo.

Di seguito devono essere svolte due operazioni non strettamente correlate l'una all'altra, perciò l'ordine con cui vengono processate non è particolarmente importante: realizzazione del template sinusoidale e valutazione dell'ampiezza della corrente di rete. Si è scelto di ricostruire per prima cosa il template della corrente; come è stato discusso nel capitolo 3.1, si inizia col calcolare la derivata della tensione di rete⁵⁵, la quale è utilizzata per valutare l'andamento della tensione di rete, ricostruito per mezzo della formula 3.8, e per calcolarne il valore di picco (formula 3.6). Il template finale è quindi ottenuto dal rapporto tra la tensione di rete, appena valutata, e la propria ampiezza. Successivamente si calcola l'errore di tensione, il quale è l'ingresso del controllore di tipo PI, il quale fornisce in uscita una delle due componenti che andranno a costituire l'ampiezza della corrente di rete; la seconda componente è ottenuta dal feed-forward,

⁵⁵ La derivata è calcolata come la differenza tra due campioni successivi, moltiplicata per la frequenza di campionamento.

secondo la relazione mostrata nella formula 3.19. Il prodotto tra l'ampiezza della corrente ed il template sinusoidale costituisce il riferimento per la corrente assorbita dalla rete.

A questo punto, viene svolto l'anello interno del controllo; una volta valutato l'errore di corrente, questo viene processato dal PI e fornisce in uscita, col l'aggiunta del feed-forward della tensione di rete, il riferimento della tensione di ingresso del ponte (si faccia riferimento allo schema a blocchi in figura 4.4). Questa grandezza è utilizzata direttamente, assieme al valore di tensione presente sul bus DC (valutato in precedenza), per calcolare il segnale di controllo⁵⁶ e, quindi, il duty cycle da applicare agli interruttori (come espresso nelle equazioni 4.29 e 4.30).

All'interno dell'algoritmo sono posti vari limitatori per assicurarsi che le grandezze calcolate (riferimenti di tensioni e correnti) non eccedano i limiti preimpostati; lo stesso duty cycle, una volta valutato, è limitato nell'intervallo tra 0.03 e 0.97. Il codice si conclude con l'applicazione dei valori appena calcolati ai registri *compare* del blocco PWM, verificando, prima, se il sistema si trovi in condizione di precarica o di funzionamento normale.

⁵⁶ Si ricorda che il segnale di controllo viene, quindi, confrontato con l'onda triangolare nella logica a PWM.

6. Simulazioni

Per realizzare le simulazioni circuitali si è fatto uso del software PSIM per via della semplicità di utilizzo e degli strumenti di analisi resi disponibili.

Sebbene sia possibile simulare direttamente il comportamento dei microprocessori della famiglia F2833x (a cui appartiene quello utilizzato nell'implementazione vera e propria, come discusso nel precedente capitolo), si è scelto di realizzarne le funzioni basilari (come il controllo della PWM, i convertitori analogico-digitali, ecc.) in modo alternativo, componendo vari blocchi elementari; in questo modo è possibile generalizzare lo studio anche in caso di utilizzo di altri elementi hardware. Tra l'altro, l'uso di blocchi elementari, permette di scomporre funzioni altrimenti complesse in semplici sotto-funzioni, di cui si possono controllare i singoli parametri in modo indipendente e dettagliato.

Si evidenzia, inoltre, che nel circuito simulato sono state fatte molte ipotesi semplificative, al fine di non appesantire l'analisi; nello specifico, sostanzialmente tutti i componenti del circuito sono considerati ideali (quindi non vengono considerate le cadute di tensione e le resistenze parassite di diodi ed interruttori), gli elementi rappresentanti gli ingressi del microprocessore non assorbono alcuna potenza, non viene tenuto conto dei tempi morti nelle commutazioni dei transistor e l'impedenza di rete è supposta puramente induttiva e di valore sostanzialmente trascurabile⁵⁷.

Prima di osservare ed analizzare i risultati delle simulazioni, si procederà col mostrare brevemente gli schemi circuitali utilizzati, evidenziando gli elementi più significativi, al fine di ripercorrere i ragionamenti teorici sviluppati precedentemente.

6.1 Realizzazione del circuito

La struttura fondamentale è ovviamente il circuito di potenza (fig. 6.1), il quale simula i tre elementi fondamentali di cui è costituito: l'alimentazione in alternata, il convertitore a ponte ed il bus DC con il carico.

⁵⁷ Questa ipotesi fa sì possa essere "inglobata" nell'induttore vero e proprio posto tra l'alimentazione ed il ponte.

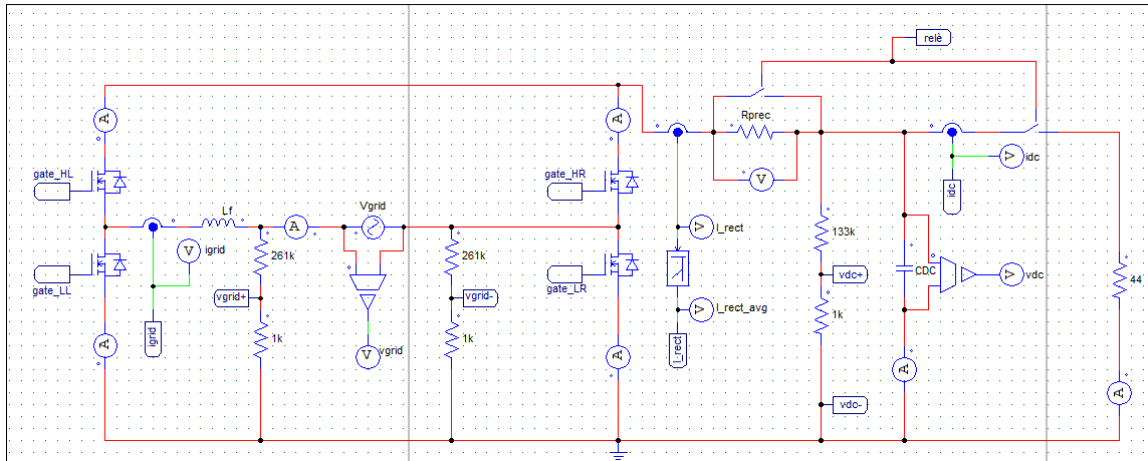


Fig. 6.1 Schema circuitale (PSIM) del circuito di potenza.

La rete (Vgrid) è posizionata nel centro-sinistra dell'immagine ed è affiancata dai due partitori di tensione, necessari al riporto della tensione di linea nel range di interesse, dall'induttore di filtro (Lf) e da una sonda di corrente; l'alimentazione è quindi collegata ai punti centrali dei due rami, formati dai quattro transistor (comandati dai propri segnali di gate). Nella parte destra dello schema si può individuare il carico ed il condensatore di filtro (CDC), oltre alla seconda sonda di corrente e al partitore di tensione dedicato a rilevare la tensione sul bus. Nella parte superiore destra dello schema si possono osservare anche i due contattori (comandati dal segnale "relè"), l'uno dedicato all'esclusione della resistenza di precarica durante il normale funzionamento e l'altro dedicato a separare il carico dal resto del circuito proprio durante la fase di precarica.

Sono presenti anche vari voltmetri ed amperometri virtuali che permettono la lettura di tensioni e correnti in punti specifici del circuito, i quali non esistono fisicamente nel circuito reale. Si segnala, inoltre, che il secondo contattore (il quale separa il carico dal bus DC) è anch'esso virtuale e non presente nel circuito vero e proprio⁵⁸.

La seconda struttura di interesse è quella che realizzare la lettura delle grandezze presenti sull'alimentazione e sul carico (figure 6.2 e 6.3); si ricorda che, fisicamente, questo compito sarebbe svolto dal convertitore analogico-digitale del microprocessore. Si può, tuttavia, simularne il comportamento con una cascata di blocchi opportuni.

⁵⁸ Nel convertitore reale non è strettamente necessario utilizzato un ulteriore relè per scollegare il carico durante la fase di precarica, in quanto si suppone che il raddrizzatore sia collegato in serie ad un inverter, anch'esso controllato dall'utente. È possibile, quindi, comandare l'inverter affinché non assorba potenza negli istanti iniziali, così da apparire al pari di un circuito aperto dal punto di vista del raddrizzatore.

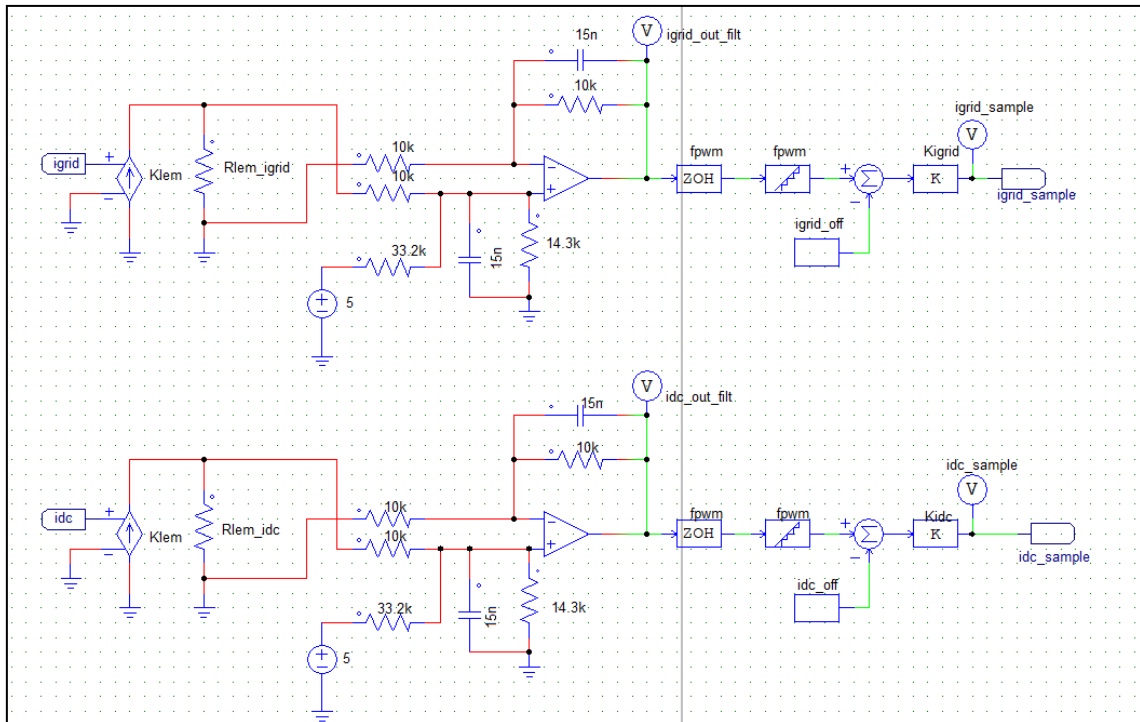


Fig. 6.2 Schema circuitale (PSIM) della lettura dei valori di corrente.

Le sonde di corrente (con il proprio guadagno K_{lem}), viste in precedenza, generano ai capi di R_{lem_igrid} e R_{lem_idc} una tensione proporzionale alle correnti i_{grid} e i_{dc} ; di seguito, viene introdotto il già citato offset di 1.5 V e i segnali vengono quindi processati da filtri passa-basso, realizzati mediante amplificatori differenziali. Il blocco *sample-and-hold* (ZOH) e quello di quantizzazione simulano l'azione degli ADC. Successivamente si rimuove il contributo dell'offset e si riscalda opportunamente⁵⁹ (coi guadagni K_{igrid} e K_{idc}) il segnale al fine di avere una lettura di corrente con valori corrispondenti a quelli realmente transitanti nel circuito.

Per quanto riguarda la valutazione delle tensioni presenti sul circuito, il procedimento è piuttosto simile; la differenza sostanziale è che i segnali arrivano dai partitori di tensione, perciò sono disaccoppiati dal circuito di potenza tramite dei *buffer*. Si evidenzia, come era stato accennato nel precedente capitolo, che la tensione sul bus non ha bisogno di essere traslata per mezzo di un offset, in quanto sempre positiva.

⁵⁹ Questi fattori sono dati dal rapporto tra l'ampiezza massima dei segnali in ingresso dell'ADC (3 V) ed il fondo scala in termini di conteggi (relativo ad un convertitore a 12 bit), moltiplicato per il reciproco del prodotto tra il fattore di riduzione della sonda di corrente e la resistenza posta ai capi dell'avvolgimento secondario di questa; in formule:

$$K_{igrid} = \frac{3}{2^{12}} \cdot \frac{1}{K_{lem} \cdot R_{lem_igrid}} \quad e \quad K_{idc} = \frac{3}{2^{12}} \cdot \frac{1}{K_{lem} \cdot R_{lem_idc}}$$

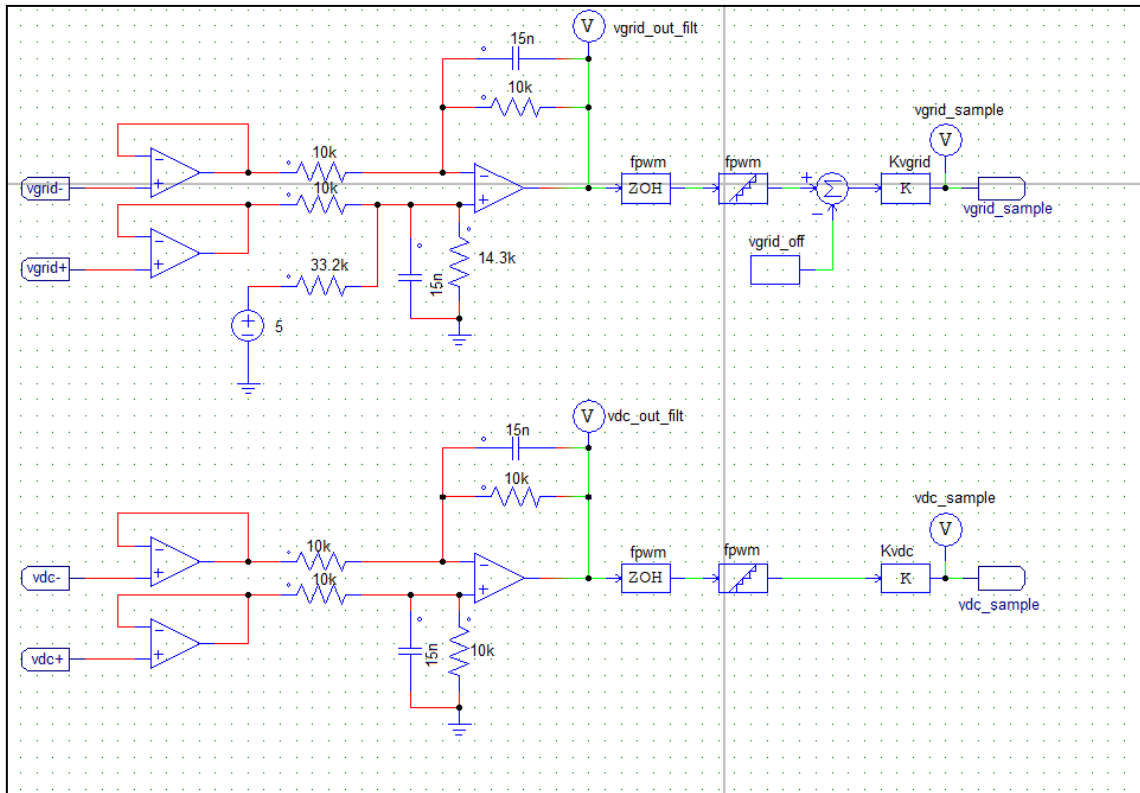


Fig. 6.3 Schema circuitale (PSIM) della lettura dei valori di tensione.

Ancora una volta, a valle degli ADC, si rende necessario riscaldare i segnali con degli opportuni fattori correttivi⁶⁰. I campioni delle correnti e delle tensioni sono utilizzati dall'algoritmo di controllo per la valutazione dei duty cycle degli interruttori.

Lo schema dell'anello di tensione (figura 6.4). Nella parte inferiore dello schema si può osservare la cascata di blocchi con cui viene ricavata l'ampiezza della tensione di alimentazione (vgrid_pk) e con cui viene realizzato il *template* sinusoidale, di ampiezza unitaria, in fase con questa; per entrambe le operazioni è necessario valutare la derivata della tensione di rete. Il procedimento impiegato in queste operazioni segue quanto è stato descritto nel capitolo 3.1.

⁶⁰ Ancora una volta, questi fattori sono dati dal rapporto tra l'ampiezza massima dei segnali in ingresso dell'ADC (3 V) ed il fondo scala in termini di conteggi (relativo ad un convertitore a 12 bit), moltiplicato per il fattore di riduzione del partitore di tensione; in formule:

$$Kvgrid = \frac{3}{2^{12}} \cdot 262 \quad e \quad Kvdc = \frac{3}{2^{12}} \cdot 134$$

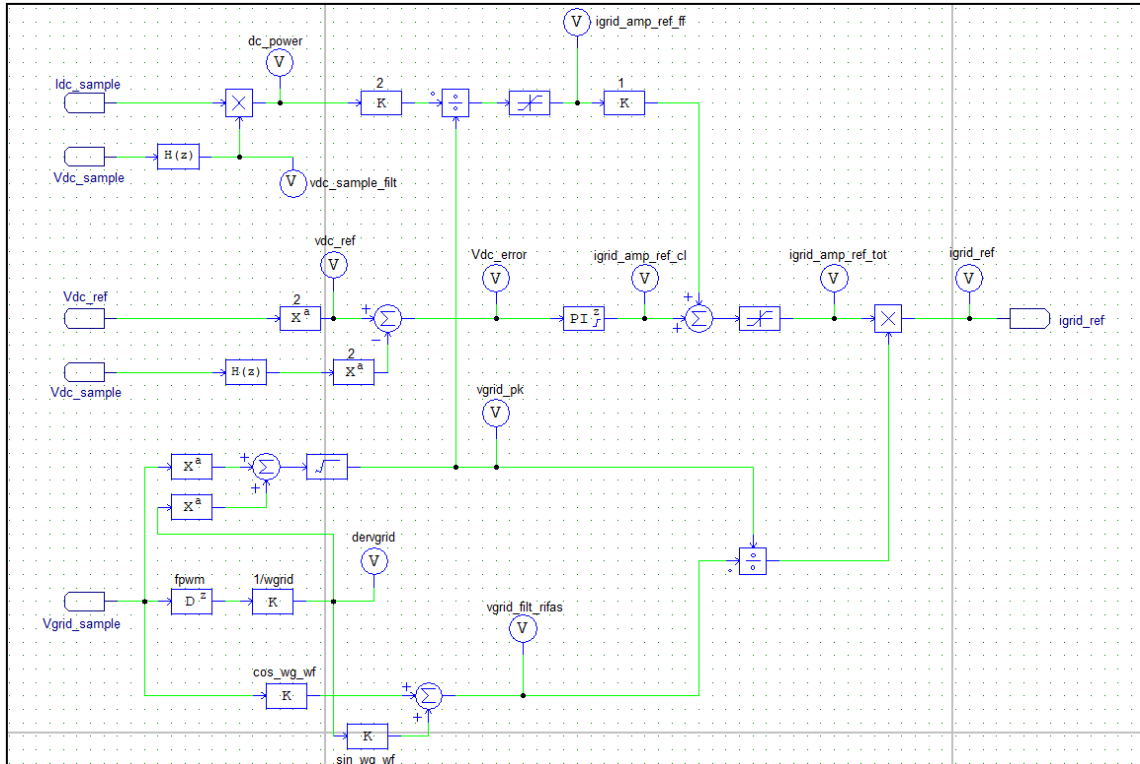


Fig. 6.4 Schema circuitale (PSIM) dell'anello di tensione.

Nella parte superiore dello schema, si possono vedere i blocchi che calcolano il feed-forward (`igrid_amp_ref_ff`) per il valore di ampiezza della corrente di rete (tramite l'uguaglianza tra la potenza assorbita dall'alimentazione e quella trasferita al carico).

Nella zona centrale, invece, si può osservare il blocco per il calcolo dell'errore tra i quadrati del valore di tensione sul bus DC e del riferimento, il quale viene processato dal controllore proporzionale-integrale⁶¹ che fornisce il riferimento per l'ampiezza della corrente di rete (`igrid_amp_ref_cl`). A quest'ultimo è sommato il contributo di feed-forward per ottenere l'ampiezza complessiva di riferimento (`igrid_ref`).

Si evidenzia anche la presenza di un blocco $H(z)$ a valle dei valori campionati della tensione sul bus DC; nello specifico, si tratta di un filtro elimina-banda (o *notch*) centrato attorno alla frequenza di 100 Hz, frequenza di oscillazione di tale tensione in condizioni di regime.

Il riferimento sinusoidale della corrente di rete viene indirizzato all'anello di corrente (fig. 6.5), nella cui parte superiore si vedono il regolatore di tipo PI e i blocchi per la valutazione del duty cycle (secondo quanto discusso nel capitolo 4.2).

⁶¹ I guadagni utilizzati sono i medesimi già valutati in precedenza nella trattazione teorica.

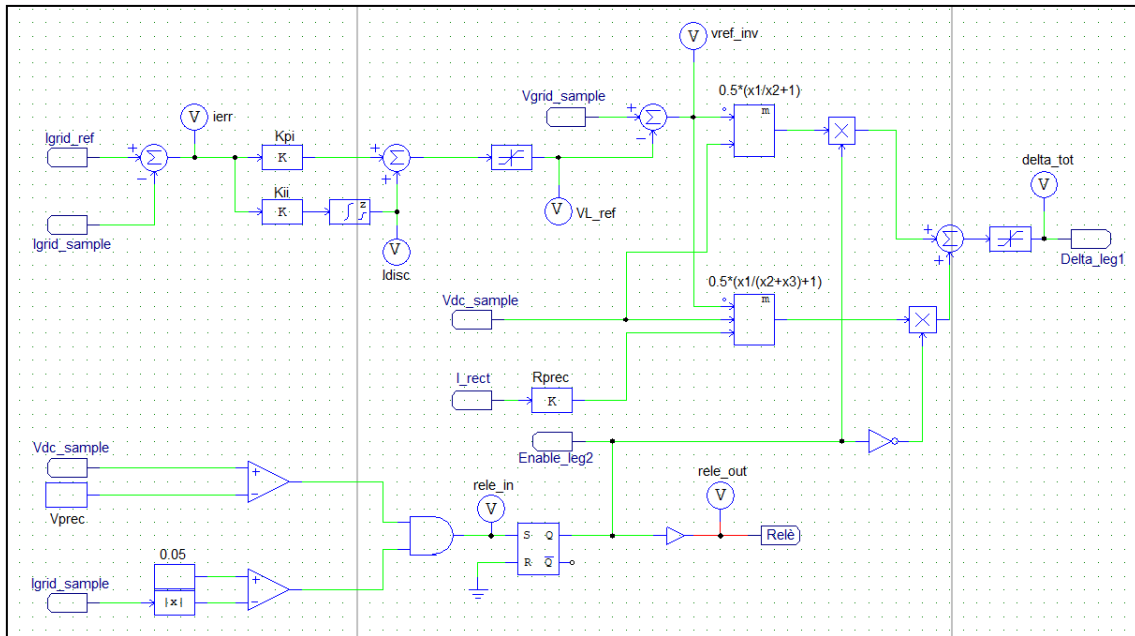


Fig. 6.5 Schema circuitale (PSIM) dell'anello di corrente.

Nella zona inferiore del circuito si può vedere il processo che porta l'algoritmo a valutare se vi si trovi o meno nella condizione di precarica o di funzionamento normale, generando due segnali, l'uno atto a comandare i relè posti nel circuito di potenza (relè_out), l'altro (Enable_leg2) ad attivare/disattivare la seconda gamba del convertitore⁶².

Il medesimo segnale di controllo serve anche a selezionare la formula opportuna con cui calcolare il duty cycle, poiché in precarica è necessario tenere in considerazione anche la caduta di tensione ai capi della resistenza addizionale (Rprec).

L'ultimo passaggio è quello relativo alla generazione vera e propria dei segnali di controllo con cui comandare i gate dei transistor (fig. 6.6). In questo blocco entrano, per l'appunto, il valore del duty cycle e il segnale di enable per la seconda gamba.

Nella zona centrale dello schema si può identificare il generatore dell'onda triangolare (vtri), la quale viene confrontata con il duty cycle (delta_leg1), già normalizzato ad un'ampiezza unitaria. I segnali di uscita vengono indirizzati, quindi, al circuito di potenza visto inizialmente (fig. 6.1).

⁶² Si ricorda che, durante la fase di precarica, viene fatta lavorare soltanto la prima gamba del ponte, mentre i due interruttori della seconda gamba vengono mantenuti aperti.

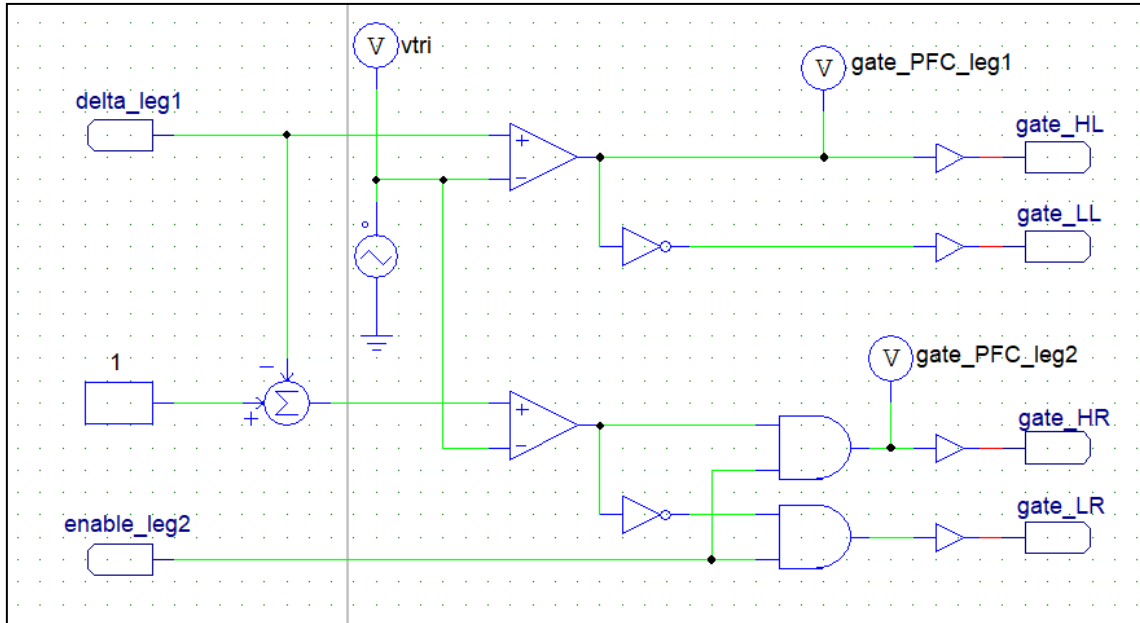


Fig. 6.6 Schema circuitale (PSIM) della realizzazione dei segnali di controllo dei gate.

6.2 Considerazioni sulle simulazioni

Si inizia osservando l'evoluzione temporale delle principali grandezze di interesse, ossia le tensioni e le correnti lato AC e lato DC, evidenziando anche il processo di precarica del condensatore.

Il riferimento per la tensione sul bus è stato impostato ad un valore di 350 V, mentre la tensione di alimentazione rappresenta idealmente quella di rete (valore efficace pari a 230 V ed una frequenza di 50 Hz).

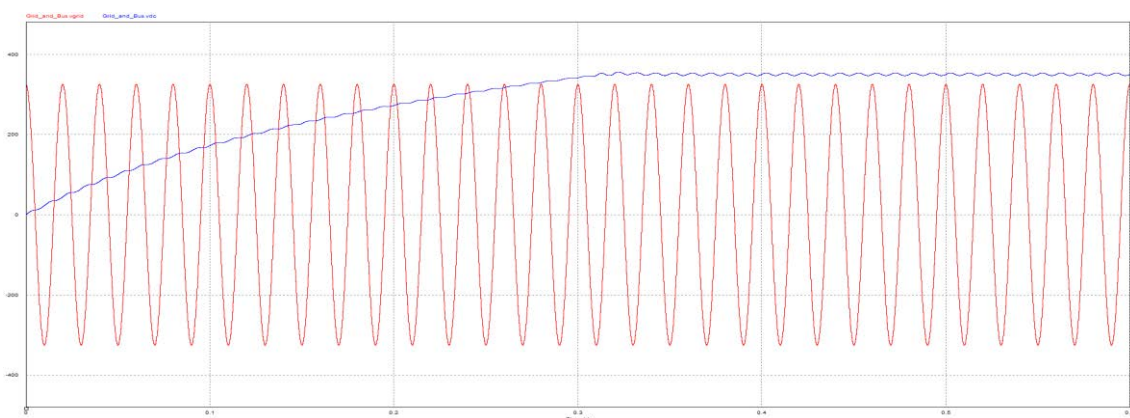


Fig. 6.7 Evoluzione temporale delle tensioni (in rosso quella d'alimentazione, in blu quella sul carico).

È interessante osservare l'andamento della tensione sul bus (curva blu nella parte superiore della figura 6.7), che aumenta gradualmente fino al valore di regime in un tempo di poco superiore a 0.3 s (circa 16 cicli alla frequenza di alimentazione), per poi assestarsi intorno al riferimento con delle oscillazioni a frequenza doppia rispetto a quella di rete. Si può osservare che la corrente di rete (la curva rossa nella parte inferiore dell'immagine 6.7) ha, invece, un andamento sostanzialmente sinusoidale per gran parte dell'evoluzione, sia durante e primi istanti della fase di precarica, sia a regime; nella fase conclusiva della precarica e nei primi cicli a seguito della transizione al funzionamento normale, si può invece notare una distorsione maggiore. La corrente sul carico è ovviamente nulla durante l'intera fase di precarica, per poi assestarsi ad un valore praticamente costante di poco inferiore agli 8 A.

La figura 6.8, invece, mostra gli andamenti delle grandezze di rete (con la corrente moltiplicata per un fattore 10, per esigenze grafiche) al fine di mettere in risalto lo sfasamento tra le due. Limitandosi a considerare il convertitore in una situazione di regime⁶³ (ad esempio gli ultimi 200 ms in figura 6.8), è possibile valutare alcuni parametri significativi già presentati nel capitolo introduttivo, al fine di quantificarne le qualità⁶⁴. Facendo riferimento alla frequenza fondamentale di 50 Hz, la distorsione armonica della corrente di rete si assesta ad un valore di $THD_{\%} \cong 3.53\%$, mentre, in termini di fattore di potenza, la simulazione garantisce un valore di $PF \cong 0.998$.

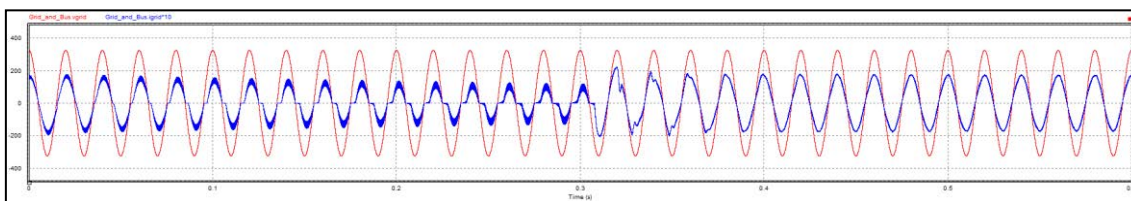


Fig. 6.8 Evoluzione temporale delle grandezze di rete (tensione in rosso, corrente di colore blu e moltiplicata per un fattore 10).

⁶³ Per completezza, considerando l'intera evoluzione (trascorrendo comunque la fase di precarica), si ottengono i seguenti risultati: $THD_{\%} \cong 3.53\%$ e $PF \cong 0.95$.

⁶⁴ Si ricorda, come termine di paragone, che in un generico raddrizzatore a diodi erano stati ottenuti i seguenti risultati: $THD_{\%} \cong 95\%$ e $PF \cong 0.71$.

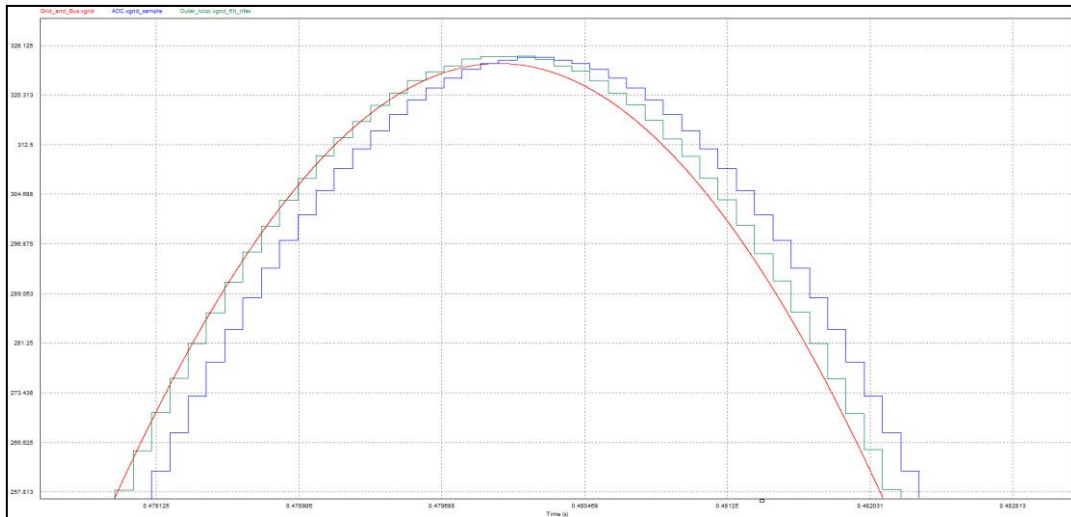


Fig. 6.9 Confronto tra la tensione di rete (in rosso), valori campionato (in blu) e valori rifasati (in verde).

In figura 6.9 è possibile osservare, in una generica condizione di funzionamento, la differenza tra gli andamenti effettivi delle grandezze di rete (di colore rosso) ed e relativi valori campionati (in blu); si può vedere chiaramente come il processo di campionamento e quantizzazione siano piuttosto raffinati (con un convertitore a 12 bit), tuttavia risulta altrettanto manifesto lo sfasamento introdotto dal filtro passa-basso posto a monte dell'ADC. Si ricorda, quindi, che, per far fronte a questa problematica, si è adoperato un rifasamento dei valori campionati (come spiegato nel terzo capitolo), permettendo di compensare quasi completamente l'errore di fase, ottenendo i valori campionati riportati in verde.

Un altro aspetto interessante da osservare è la ripartizione della corrente in uscita dal ponte tra il condensatore ed il carico (fig. 6.10). L'elemento reattivo assorbe sostanzialmente l'intera componente di ripple, permettendo al carico di assorbire solamente la componente media (in conformità con quanto ipotizzato durante la trattazione teorica).

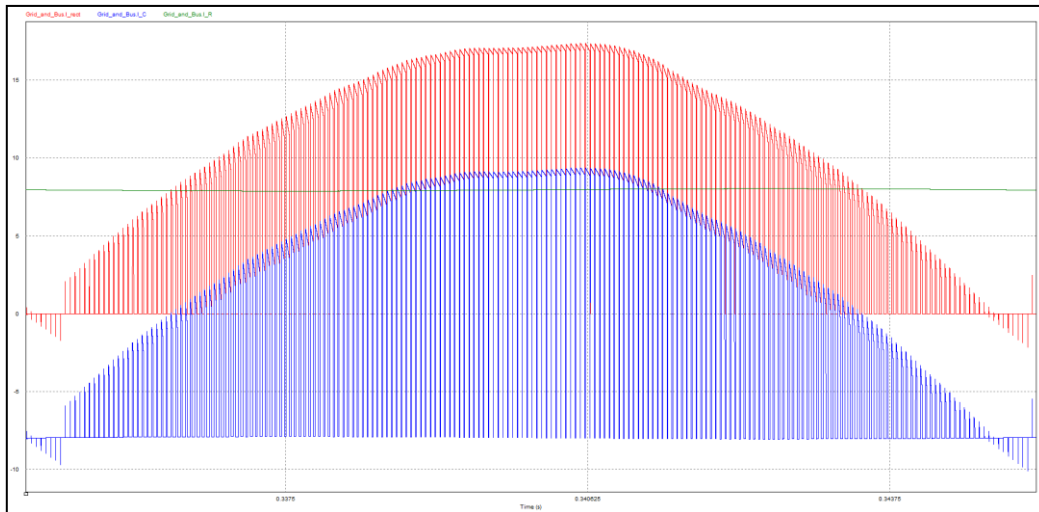


Fig. 6.10 Ripartizione della corrente in uscita dal ponte (in rosso), tra il condensatore (in blu) ed il carico (in verde).

Si ritiene interessante mostrare anche il segnale di comando del gate del transistor superiore della prima gamba, ottenuto dal confronto tra un'onda triangolare di ampiezza unitaria e frequenza pari a 10 kHz ed il segnale di controllo⁶⁵ (fig. 6.11).

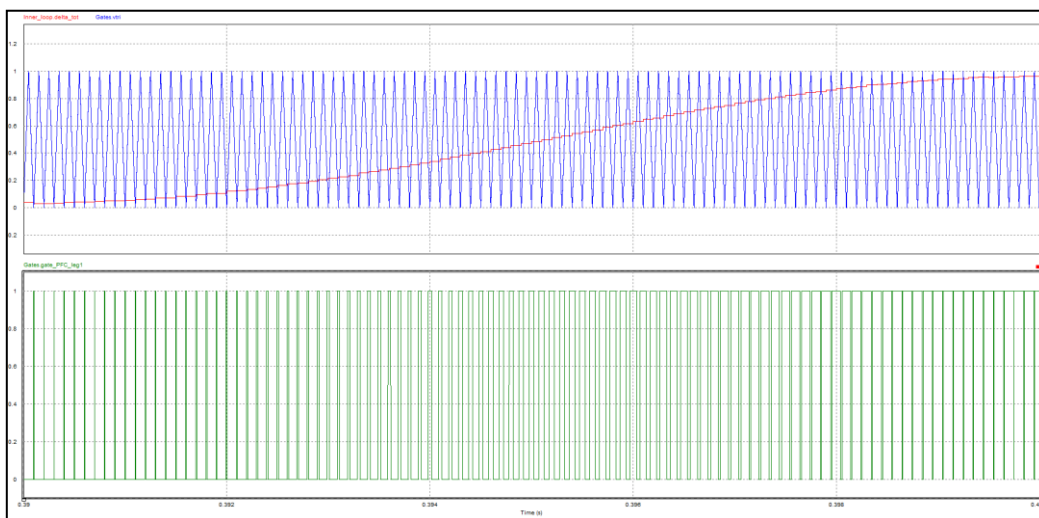


Fig. 6.11 Confronto tra l'onda triangolare (in blu) ed il segnale di controllo (in rosso); si mostra anche (in verde) l'andamento del segnale di comando in direzione del gate dell'interruttore superiore della prima gamba.

⁶⁵ Il segnale di controllo dovrebbe avere un andamento sostanzialmente sinusoidale; in figura 6.12 è poco apprezzabile l'effettivo andamento, poiché si è dovuto dilatare notevolmente la scala temporale al fine di rendere distinguibile l'onda triangolare ad alta frequenza.

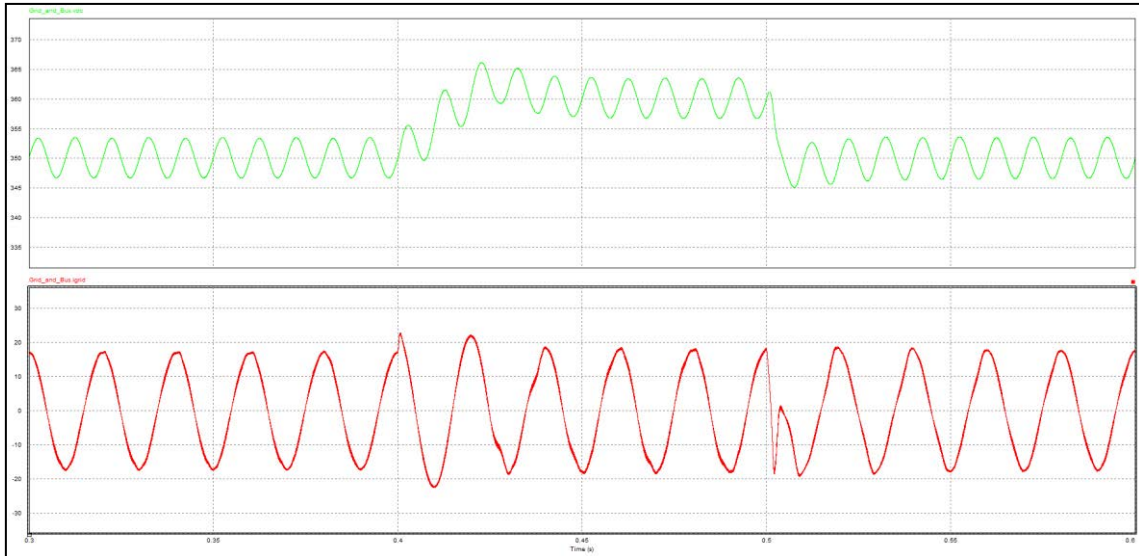


Fig. 6.12 Andamento della tensione DC (in verde) e della corrente di rete (in rosso) a delle variazioni a gradino del riferimento di tensione.

Il segnale assume un classico andamento ad onda quadra con duty cycle variabile, tipico della modulazione a larghezza di impulso.

Può essere utile osservare la risposta del sistema ad una variazione della tensione di riferimento del bus DC. Per semplicità, si è supposto che il condensatore fosse già carico, andando ad eliminare la fase di precarica. Dopo aver atteso un tempo di 0.4 s, sufficiente ad avere il sistema a regime, è stato inizialmente richiesto un aumento di 10 V (passando da 350 a 360 V) e poi si è riportato il riferimento al valore originale.

Osservando i grafici in figura 6.12 si può notare che il sistema risponde in modo piuttosto rapido alle variazioni, nello specifico, la tensione sul bus si è stabilizzata al valore richiesto in un paio di periodi della frequenza di alimentazione, anche la corrente di rete si adatta rapidamente alle modifiche richieste per quanto riguarda la potenza assorbita, soffrendo (in termini di contenuto armonico), tuttavia, la brusca variazione nei primi istanti del transitorio.

È altresì evidente la presenza di una leggera sovralongazione sia sulla tensione DC che sulla corrente AC, comunque prevista già dallo studio dei diagrammi di Bode del sistema. Questo fenomeno non rappresenta di per sé un problema, a patto che il circuito non si trovasse ad operare in condizioni già molto prossime ai limiti di tensione/corrente dei vari elementi di cui è composto.

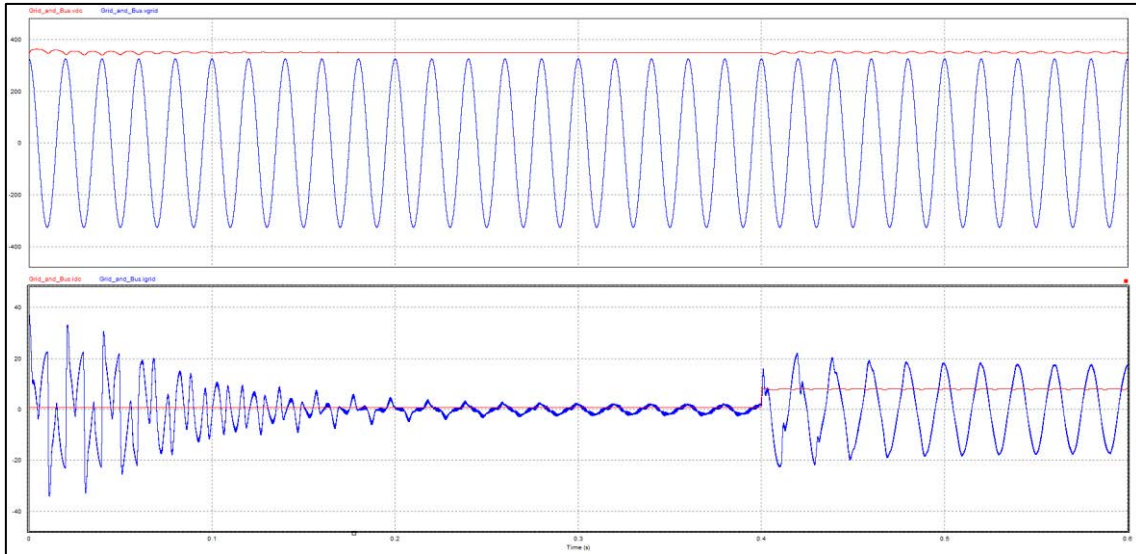


Figura 6.13 Evoluzione delle tensioni (grafico superiore) e correnti (grafico inferiore) con due differenti condizioni di carico: inizialmente $440\ \Omega$ e di seguito $44\ \Omega$. In rosso tensione e corrente sul carico, in blu tensione e corrente lato AC.

È interessante anche osservare il comportamento del sistema al variare del carico, in particolare si può fare riferimento a due condizioni di funzionamento: carico nominale (simulato da una resistenza di $44\ \Omega$) e carico ridotto (una resistenza di $440\ \Omega$).

Per questa simulazione si è trascurata, ancora una volta, la fase di precarica⁶⁶. Inizialmente è stato collegato il carico ridotto e, dopo $400\ ms$, è stato sostituito da quello rappresentante il funzionamento a potenza nominale. Quello che si può notare (fig. 6.13) è che il carico ridotto influenza molto negativamente l'andamento della corrente assorbita dalla rete, soprattutto nella fase iniziale; d'altra parte, la potenza fornita dall'alimentazione è anche molto inferiore rispetto alle condizioni nominali (un ordine di grandezze, nello specifico).

Nonostante la forma d'onda sia piuttosto distorta nei primi cicli di funzionamento, dopo circa $0.3\ s$ la corrente inizia ad assumere un andamento più sinusoidale e dal miglior contenuto armonico, assestandosi altresì in fase con la tensione di rete. Limitando l'intervallo di osservazione soltanto tra 0.3 e $0.4\ s$ è possibile ricavare un valore di $THD_{\%} \cong 30.84\%$, a cui corrisponde un $PF = 0.92$. Per quanto riguarda il lato DC, invece, la minor ampiezza della corrente e, quindi, un ripple ridotto, fa sì che le oscillazioni di tensione sul condensatore (e, di conseguenza, sul carico) siano di entità

⁶⁶ Si ricorda che, durante la fase di precarica, il carico è comunque separato rispetto al resto del circuito.

minore. Si può inoltre evidenziare come il passaggio tra il carico ridotto e quello nominale sia piuttosto rapido e le grandezze di interesse si riportino a regime, ancora una volta, in un paio di periodi (della tensione di alimentazione).

7. Risultati sperimentali

Una volta realizzato fisicamente il circuito, il primo passaggio fondamentale è la taratura degli offset e dei guadagni da applicare alle grandezze provenienti dal convertitore analogico-digitale. Si ricorda, infatti, che i segnali trasdotti e relativi alla tensione di rete e ad entrambe le correnti (sia quella di rete che quella transitante sul carico) erano stati traslati a valori strettamente positivi. Nello specifico, era stato introdotto un offset di $1.5 V$, corrispondente a metà del fondo scala relativo agli ingressi dell'ADC; poiché il convertitore è caratterizzato da una risoluzione di 12 bit (ossia 4096 conteggi), risulterebbe necessario sottrarre esattamente un valore pari a 2046 dai valori letti.

D'altra parte, il microprocessore, ed il circuito nel suo complesso, non può essere considerato perfettamente ideale, di conseguenza ci si può aspettare che siano stati introdotti degli ulteriori offset indesiderati durante il processamento dei segnali. Per questo motivo, la prima operazione è stata quella di disalimentare completamente il circuito di potenza (correnti e tensioni nulle, sia sul lato AC che su quello DC) ed aggiustare con cura i valori di offset applicati dall'algoritmo di controllo ai valori campionati, fino a leggere dei valori pari a zero.

Un problema simile si presenta anche nella valutazione dei guadagni da attribuire alle singole letture; anzitutto devono essere convertite da un valore in termini di conteggi ad un in termini di tensioni⁶⁷, in secondo luogo è necessario moltiplicare per un coefficiente che tenga conto del fattore di riduzione applicato dalla catena di trasduzione⁶⁸. Come prima iterazione, sono stati inseriti nell'algoritmo i coefficienti ideali ed è stato alimentato il circuito con una tensione di valore costante. Le grandezze di interesse (tensioni e correnti AC e DC) sono state tenute sotto osservazione per mezzo di multimetri, al fine di averne una lettura di riferimento; in contemporanea, i guadagni all'interno dell'algoritmo sono stati aggiustati gradualmente fino al raggiungimento dei valori desiderati. Le stesse operazioni devono essere svolte anche per quanto riguarda i due ingressi analogici provenienti dai potenziometri.

⁶⁷ Si ricorda, quindi, bisognerebbe dividere per 4096 conteggi e moltiplicare per $3 V$.

⁶⁸ Si ricorda che, per quanto riguarda le tensioni, si deve dividere per il rapporto di partizione, mentre le correnti devono essere divise per il prodotto tra il fattore di riduzione della sonda e la resistenza posta in uscita di questa.

Tab. 7.1 Tabella riassuntiva degli offset e dei guadagni attribuiti ai parametri di interesse; gli ingressi analogici 1 e 2 rappresentano i potenziometri.

Grid Current Offset	-2056	Grid Current Gain	0.013317307
Bus Current Offset	-2039	Bus Current Gain	0.008874598
Grid Voltage Offset	-2031	Grid Voltage Gain	0.190129870
Bus Voltage Offset	-8	Bus Voltage Gain	0.097230769
Analog Input 1 Offset	0	Analog Input 1 Gain	0.000263296
Analog Input 2 Offset	0	Analog Input 2 Gain	0.000247279

7.1 Funzionamento da chopper abbassatore

Come è stato discusso durante la trattazione teorica, questo tipo di convertitore può essere impiegato in vari modi a seconda delle necessità del sistema e dell'interesse dell'utente. La configurazione probabilmente più semplice è la modalità di funzionamento da convertitore DC-DC (chopper a quattro quadranti), in cui si è in grado di regolare l'ampiezza di una tensione continua.

Questa applicazione può essere interessante in vari contesti, tra cui anche quello della ricarica wireless dei veicoli elettrici; si ricorda, infatti, che, a bordo del veicolo, la tensione resa disponibile è alternata ad alta frequenza e deve essere prima raddrizzata e poi, per l'appunto, regolata per soddisfare il regime di carica sistema di accumulo.

A seconda di come si decide di alimentare e configurare il circuito, è possibile ottenere un funzionamento da chopper elevatore (simile ad un convertitore di tipo boost) o da abbassatore (la configurazione studiata nella trattazione teorica). Per ottenere una tensione di uscita maggiore di quella in ingresso si può far funzionare il circuito in modo molto simile a quanto avviene nel funzionamento da raddrizzatore; il convertitore è alimentato dal lato "rete" (ovviamente, in questo caso, non si tratterà più della rete alternata, ma di un'alimentare a tensione continua) e, sfruttando le proprietà dell'induttore posto in serie all'alimentazione e del condensatore sul bus di uscita, fornisce una tensione di valore medio maggiore rispetto a quella di ingresso.

La seconda alternativa, con funzionamento di tipo abbassatore, prevede l'alimentazione dal lato del bus DC (facendo riferimento agli schemi già visti in precedenza) ed il carico

è collegato ai morsetti precedentemente occupati dalla rete, in serie con l'induttore. In questo caso, la tensione ai capi del carico sarà necessariamente di valore minore⁶⁹ rispetto a quella in ingresso. Non c'è la necessità di utilizzare il condensatore lato bus e, di conseguenza, risulta superflua anche la fase di precarica.

Iniziando con lo sperimentare questa modalità di funzionamento, si è fornita un'alimentazione continua di 10 V e si è posto, in uscita, un carico resistivo di 4.4 Ω in serie con il medesimo induttore già presentato precedentemente (con un valore di induttanza pari a 3 mH). Dal punto di vista del controllo, è possibile semplificare in modo significativo l'algoritmo; l'anello esterno, infatti, dedicato al controllo della tensione sul bus, non è più necessario e viene utilizzato solamente l'anello interno, dedicato all'inseguimento della corrente di riferimento sul carico (dove, nella modalità da raddrizzatore, era posta la rete di alimentazione). Si ricorda, a tal proposito, che l'ampiezza del riferimento di corrente era valutata dall'anello di tensione, perciò, con questo funzionamento, deve essere impostata in modo diretto dall'utente. Poiché la tensione sul carico deve essere necessariamente inferiore ai 10 V, la corrente transitante in esso non potrà raggiungere valori superiori a 2.27 A; supponendo, inoltre, che le perdite di conduzione possano causare una caduta di tensione di un paio di volt, è possibile porre un limite superiore alla corrente in corrispondenza di 1.8 A.

Si evidenzia anche la necessità di invertire i riferimenti per le correnti (sia quella lato bus che quella lato rete) rispetto al funzionamento da raddrizzatore, ad esempio impostando i guadagni già valutati in precedenza (figura 7.1) con il segno cambiato.

Il duty cycle è calcolato a partire dalle formule presentate nella descrizione del chopper a quattro quadranti (capitolo 2.3) e, rielaborando la formula 2.10, è possibile calcolare la v_c ed il duty cycle D (della prima gamba) come:

$$v_c = \frac{v_{out}}{V_{in}} \cdot \hat{V}_{tri} \quad (7.1)$$

$$D = \frac{v_{out}}{V_{in}} \quad (7.2)$$

⁶⁹ Teoricamente, la tensione in uscita potrebbe essere anche di valore uguale a quello della tensione in ingresso; tuttavia, essendo i componenti (interruttori e diodi) non ideali e, quindi, non privi di perdite, il fattore di conversione è sempre strettamente minore di uno.

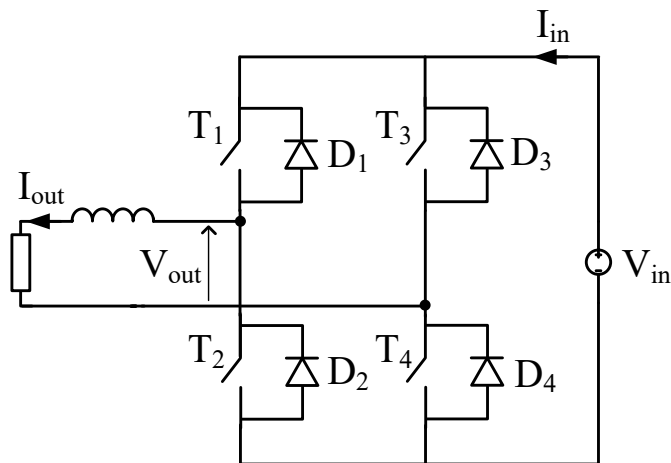


Fig. 7.1 Schema circuitale del convertitore in modalità abbassatore.

Sebbene possa essere interessante osservare il semplice andamento a regime della corrente I_{out} e della relativa tensione sul carico (che, ovviamente, presenta il medesimo andamento, essendo il carico resistivo), si è optato per realizzare una modalità di funzionamento leggermente più elaborata, in cui il riferimento di corrente viene cambiato frequentemente; in questo modo, è possibile osservare la risposta del sistema a diverse condizioni di funzionamento. Nello specifico, si è fatto oscillare, ad intervalli regolari, il riferimento tra $1.5 A$ e $-1.5 A$ (si veda figura 7.2). Essendo rimasto un unico anello di controllo, si sono dovuti tarare i guadagni proporzionale ed integrale del PI di corrente; si è partiti da quelli calcolati in precedenza⁷⁰, in condizioni sostanzialmente ideali, e si è provato a farli variare gradualmente al fine di trovare la condizione di risposta all'impulso migliore (che offrisse buone prestazioni in termini di velocità e sovraelongazioni non eccessive). I guadagni così trovati sono $k_p \cong 3.5$ e $k_i \cong 3500$. Tra l'altro, attuando il controllo con un processo digitale, si ricorda che il contributo integrale deve essere moltiplicato per un fattore pari al periodo di campionamento (come evidenziato nell'equazione 3.2).

Osservando le forme d'onda risultanti, si vede che la corrente non è estremamente rapida nell'assestarsi al valore di regime, evidenziando un tempo di salita di circa $1.2 ms$, tuttavia le sovraelongazioni sono particolarmente ridotte. Sono evidenti anche le oscillazioni ad alta frequenza legate alle commutazioni degli interruttori, che realizzano una componente di ripple al doppio della frequenza di switching.

⁷⁰ Si ricorda che era stato scelto un $k_p = 9$ ed un $k_i = 5900$.

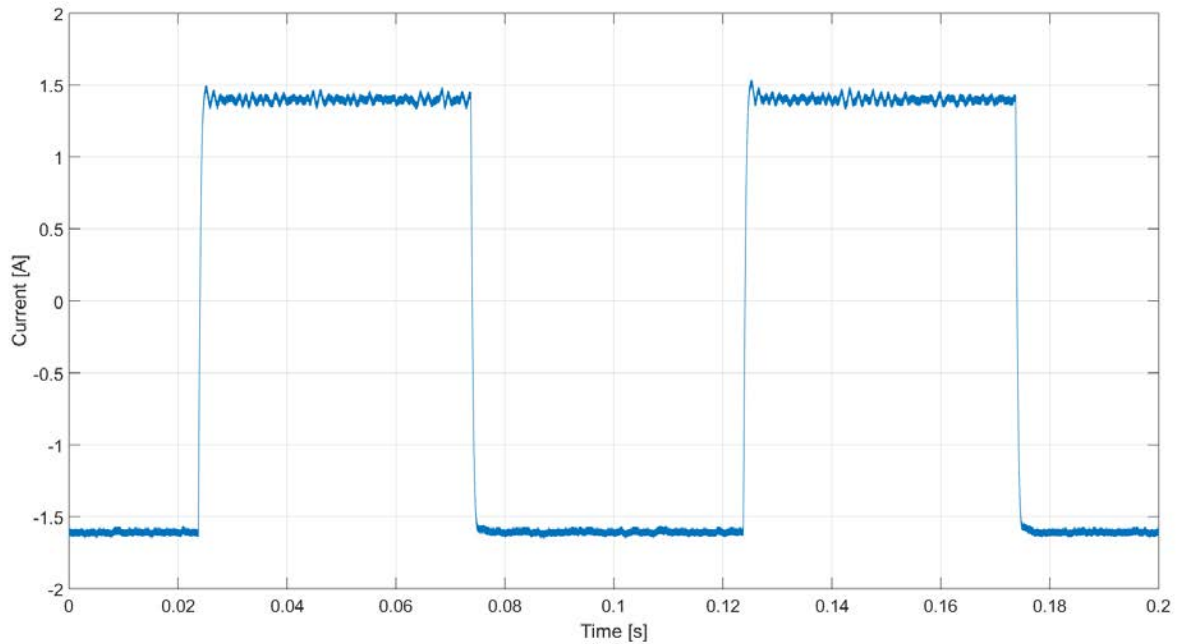


Fig. 7.2 Andamento della corrente in uscita nella configurazione di chopper abbassatore, con riferimento che oscilla tra 1.5 V e -1.5 V.

Si può vedere che la corrente non raggiunge esattamente i riferimenti prefissati, ma si stabilizza ad un valore leggermente minore di quello desiderabile, sia con riferimento positivo che con quello negativo. Il problema è probabilmente attribuibile ad una taratura non perfetta degli offset degli ADC; per la prova sperimentale in esame, tuttavia, non si è ritenuto necessario ricalibrare nuovamente i coefficienti.

Nelle immagini seguenti (figure 7.3 e 7.4) sono rappresentati con maggior dettaglio i fronti di salita e discesa della corrente al variare del riferimento.

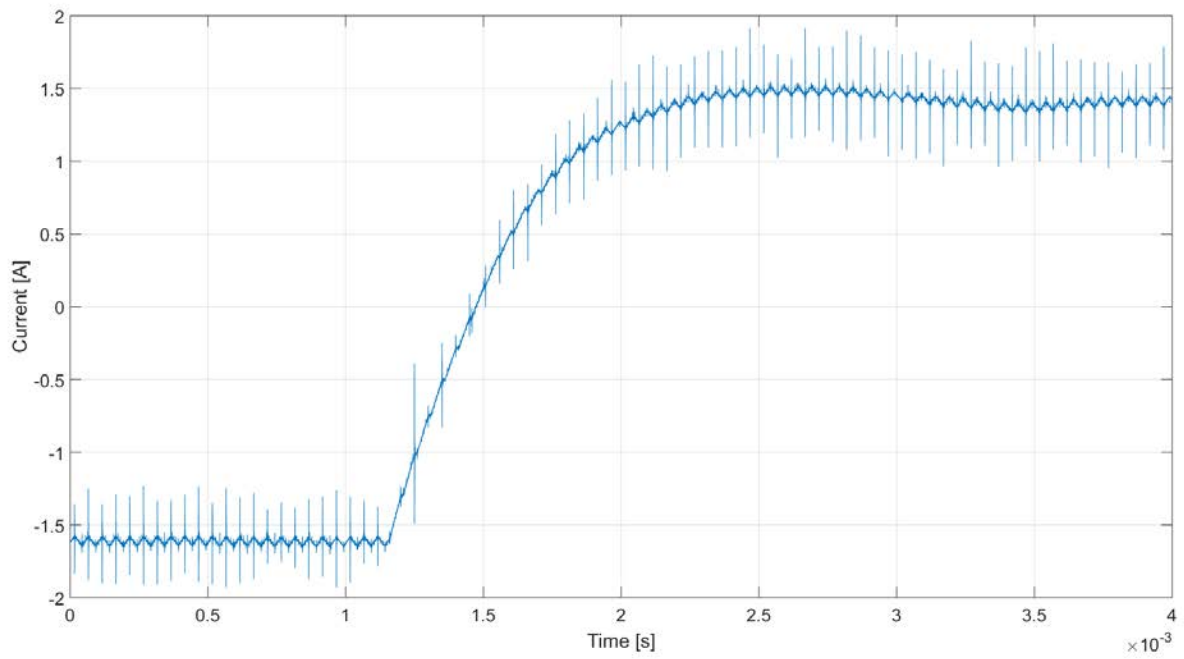


Fig. 7.3 Dettaglio del fronte di salite della corrente sul carico.

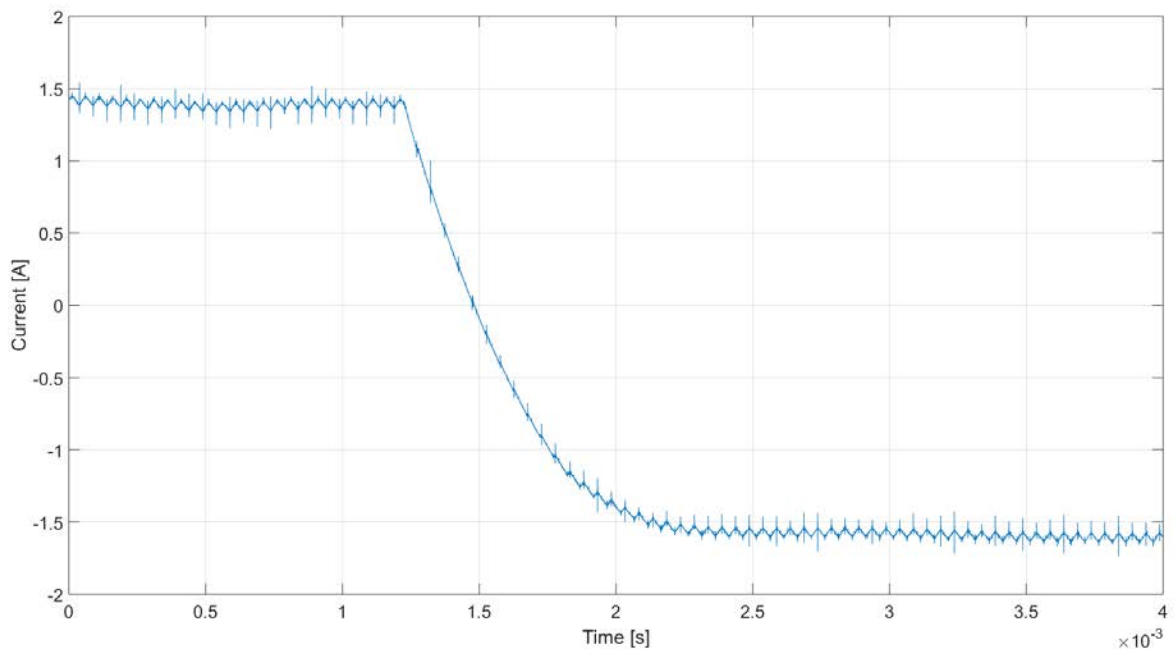


Fig. 7.4 Dettaglio del fronte di discesa della corrente sul carico.

7.2 Funzionamento da chopper elevatore

La seconda alternativa è quella di far funzionare il circuito come un chopper elevatore, alimentando il circuito dal lato della rete (con una tensione, ovviamente, continua) e collegando il carico sul bus DC, come nel normale funzionamento da raddrizzatore. In questo caso, l'algoritmo di controllo può rimanere sostanzialmente inalterato rispetto al funzionamento da raddrizzatore, con le uniche correzioni che devono essere apportate alla realizzazione del riferimento per la corrente assorbita; infatti, non è necessario realizzare il template sinusoidale a partire dalla tensione di alimentazione (essendo questa un valore costante) e, inoltre, il feed-forward (ricavato dall'uguaglianza delle potenze) deve essere privato del fattore 1/2 altrimenti presente in regime sinusoidale. La conservazione della potenza, infatti, in una condizione DC-DC, prevede che:

$$V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out} \quad \rightarrow \quad I_{in} = \frac{V_{out}I_{out}}{V_{in}} \quad (7.3)$$

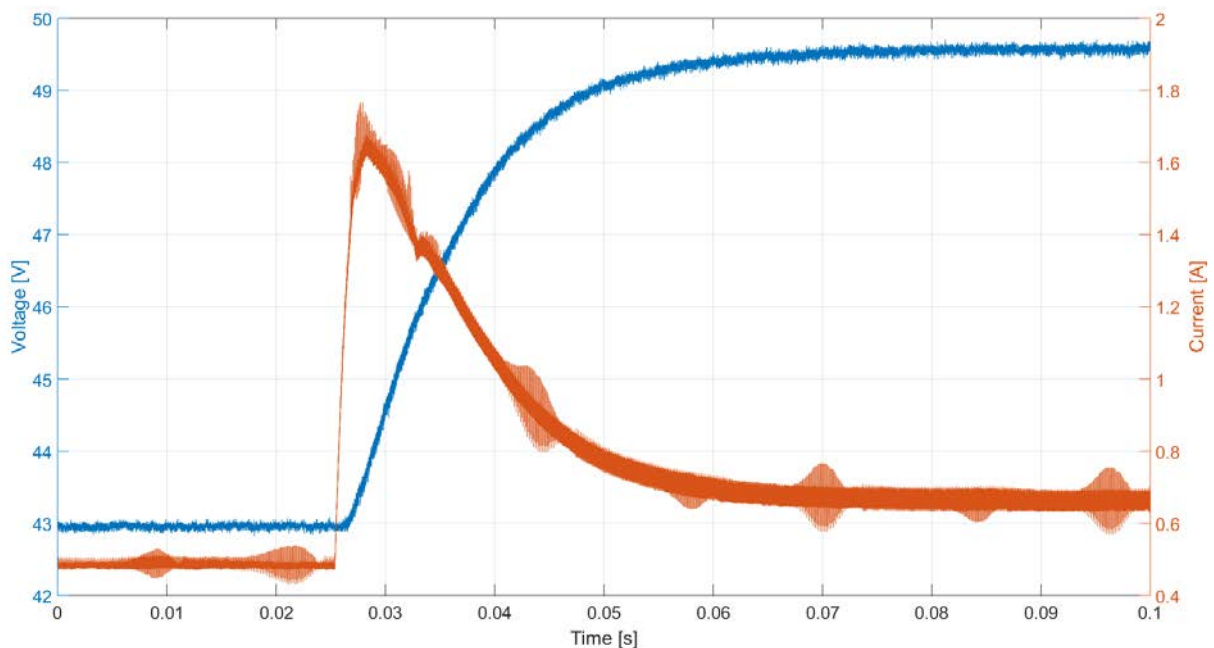


Fig. 7.5 Andamento della tensione di uscita (in blu) e della corrente assorbita dall'alimentazione (in rosso) in seguito alla variazione del riferimento di tensione. Prova svolta con condensatore da 3.8 mF.

Per questa prova, il circuito è stato alimentato con una tensione pari a circa 40 V ed il carico è stato realizzato con un resistore dal valore di $47\ \Omega$.

Sono state effettuate due differenti prove (cambiando i condensatori del bus DC), in entrambi i casi, comunque, si è osservata la risposta del sistema ad una variazione del riferimento della tensione di uscita di 6.5 V .

La prima prova (fig. 7.5) è stata realizzata con i medesimi condensatori già presenti ai capi del bus DC nel normale funzionamento da raddrizzatore, per una capacità complessiva di circa 3.8 mF . Per via dell'elevata capacità, la crescita della tensione è piuttosto lenta (sono necessari circa 50 ms per assestarsi al valore di regime), ma non presenta alcuna sovraelongazione. In corrispondenza del repentino aumento di tensione sul condensatore, si osserva un brusco picco di corrente assorbita dall'alimentazione, la quale passa da un valore iniziale di 0.5 A ad un valore finale, a regime, di circa 0.7 A , raggiungendo un massimo intermedio di 1.7 A . L'andamento della corrente risulta, dalle immagini, molto più disturbato di quanto non lo sia realmente, a causa delle interferenze elettromagnetiche causate dalle commutazioni, le quali alterano la lettura delle stesse sonde di corrente utilizzate per veicolare i segnali all'oscilloscopio.

Questa prova è stata svolta con valori di tensioni e correnti piuttosto limitati, perciò non si sono venute a creare situazioni pericolose per i componenti; tuttavia, supponendo di lavorare in condizioni più critiche, bisogna porre particolare attenzione ai valori di picco che possono essere raggiunti dalla corrente. D'altra parte, questa problematica, espone in modo manifesto la necessità della fase di precarica (o, perlomeno, di un aumento molto graduale della tensione sul condensatore) ed il motivo per cui è stata implementata.

La seconda prova (figura 7.6), invece, è stata svolta con metodologia simile alla precedente, ma dopo aver rimosso il condensatore elettrolitico dal bus DC; è rimasta, quindi, in parallelo al carico, soltanto una capacità complessiva di circa 0.5 mF . Anche in questo caso, il riferimento è stato fatto variare bruscamente di 6.5 V .

Si possono fare delle considerazioni simili al caso precedente, tuttavia, in questa circostanza, l'evoluzione della tensione è molto più rapida (sono necessari poco più di 10 ms per riportarsi in condizione di regime), ma è afflitta da una evidente sovraelongazione di ampiezza pari a circa il 2% del valore di regime. Similmente, anche la corrente assorbita dall'alimentazione raggiunge un picco molto importante di circa 1.7 A , prima di assestarsi, ancora una volta, ad un valore di poco superiore a 0.6 A .

7. Risultati sperimentali

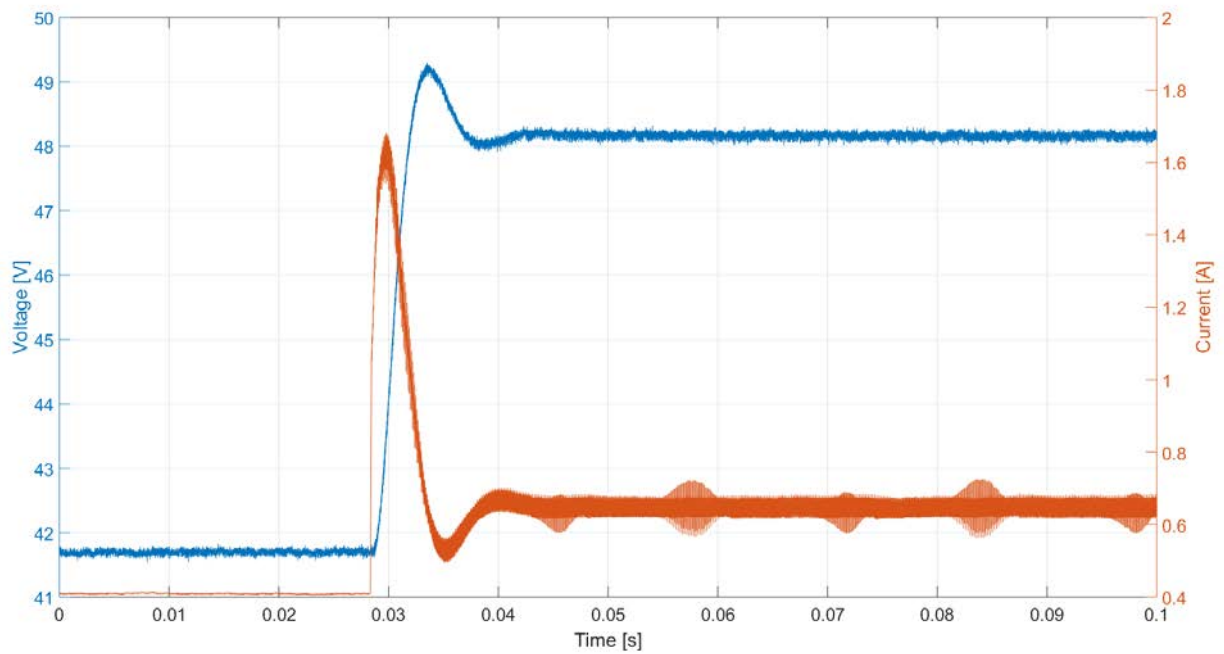


Fig. 7.6 Andamento della tensione di uscita (in blu) e della corrente assorbita dall'alimentazione (in rosso) in seguito alla variazione del riferimento di tensione. Prova svolta con condensatore da circa 0.5 mF.

Conclusioni

In conclusione, si sottolinea l'importanza strumenti in grado di garantire non soltanto i risultati desiderati, ma anche la buona qualità della potenza assorbita dal sistema di alimentazione. Il convertitore bidirezionale studiato in questa circostanza si colloca proprio in tale contesto, soprattutto nella modalità di funzionamento da raddrizzatore.

Lo studio teorico e i risultati delle simulazioni mostrano dei dati particolarmente incoraggianti, che si avvicinano in modo evidente ad un funzionamento di tipo ideale (con fattore di potenza unitario). In condizioni nominali, infatti, le simulazioni suggeriscono che sia possibile raggiungere dei valori di PF di circa 0.998, con un contenuto armonico ed uno sfasamento (rispetto alla componente fondamentale della tensione di rete) quasi trascurabili. D'altra parte, in condizioni reali, è plausibile aspettarsi dei risultati leggermente diversi dal funzionamento teorico, a causa delle non idealità sia dei componenti attivi che di quelli passivi usati per la realizzazione del convertitore.

Per quanto riguarda le prove sperimentali, è stato possibile svolgerne soltanto alcune in condizioni di funzionamento DC-DC, impiegando il convertitore sia come abbassatore sia come elevatore.

Fonti bibliografiche e sitografia

- [1] Bauer J., *Single-phase pulse width modulated rectifier*, Acta Polytechnica, Vol. 46, No. 3/2008, pp. 84-87.
- [2] Boys J.T., Green A.W., *Current-forced single-phase reversible rectifier*, IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. B, No. 5, September 1989, pp. 205-211.
- [3] Corradini L., Maksimović D., Mattavelli P., Zane R., *Digital control of high-frequency switched-mode power converters*, Hoboken (New Jersey), John Wiley & Sons (2015).
- [4] Erickson R.W., Maksimović D., *Fundamentals of power electronics*, New York, Kluwer Academic Publishers (2001), 2nd Edition.
- [5] Garcia O., Cobos J.A., Prieto R., Alou P., Uceda J., *Single phase power factor correction: a survey*, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 18, No. 3, May 2003, pp. 749-755.
- [6] Giulii Capponi F., *Controllo dei convertitori monofase grid-connected*, <http://didattica.uniroma2.it/files/scarica/insegnamento/139281-Elettronica-Di-Potenza/11861-12-Controllo-dei-convertitori-monofase-grid-connected> (ultima consultazione 13/11/2018).
- [7] Grünig M., Marcellino D., Selig J., Van Essen H., Witte M., *An overview of electric vehicles on the market and in development*, Delft, CE Delft, April 2011.
- [8] Mohan N., Robbins W.P., Undeland T.M., *Power electronics*, John Wiley & Sons (2003), 3rd Edition, Edizione italiana a cura del prof. Francesco Castelli Dezza, *Elettronica di potenza. Convertitori ed applicazioni*, Milano, Ulrico Hoepli Editore (2005), 3^a Edizione.
- [9] Mude K.N., *Wireless power transfer for electric vehicle*, Ph. D. Thesis, Università degli studi di Padova, Relatore Buja G.
- [10] Rashid M.H., *Power electronics. Circuits, devices, and applications*, Pearson Education International, 3rd Edition.
- [11] Roasto I., Jalakas T., Rosin A., *Startup sequence for a grid connected single phase voltage source inverter*, IEEE 26th International symposium on industrial electronics, June 2017, pp. 1787-1791.

- [12] Salmon J.C., *Techniques for minimizing the input current distortion of current-controlled single-phase boost rectifiers*, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 8, No. 4, October 1993, pp. 509-520.
- [13] Singh B., Singh B.N., Chandra A., Al-Haddad K., Pandey A., Kothari D.P., *A review of single-phase improved power quality AC-DC converters*, IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 50, No. 5, October 2003, pp. 962-981.
- [14] Sridhar N., Kanagaraj R., *Modeling and simulation of controller for single phase and three phase PWM rectifiers*, Indian journal of science and technology, Vol. 8(32), November 2015.
- [15] Texas Instruments, *Using the ePWM module for 0% - 100% duty cycle control. Application report*, Literature N. SPRAAI1, December 2006.
- [16] Texas Instruments, *TMS320x2833x analog-to-digital convert (ADC) module. Reference guide*, Literature N. SPRU812A, September 2007-Revised October 2007.
- [17] Texas Instruments, *TMS320x2833x, 2823x system control and interrupts. Reference guide*, Literature N. SPRUFB0B, September 2007-Revised August 2008.
- [18] Texas Instruments, *TMS320x2833x, 2823x serial communication interface (SCI). Reference guide*, Literature N. SPRUFZ5, August 2008.
- [19] Texas Instruments, *TMS320x2833x, 2823x enhanced pulse width modulator (ePWM) module. Reference guide*, Literature N. SPRUG04A, October 2008-Revised July 2009.
- [20] Wei J., *Analysis and design of a single-phase PWM rectifier based on the small signal model*, International conference on information engineering and computer science, December 2009.

Ringraziamenti

Finalmente giunto alla conclusione di questo lungo ed impervio percorso, colgo quindi l'occasione per ringraziare tutte le persone che mi sono state vicine, in un modo o nell'altro, durante questi anni. In primo luogo, un ringraziamento speciale alla mia famiglia, che mi ha sostenuto e supportato (non soltanto psicologicamente), a Silvia (il mio bradipo preferito, seppur brontolone) e a tutti gli amici che sono stati al mio fianco. Ritengo significativo ringraziare anche il prof. Bertoluzzo per l'aiuto fornitomi durante questa esperienza di tesi nel laboratorio di Veicoli Elettrici e Sistemi per l'Automazione e l'ing. Mattia Forato (al tempo dottorando) per gli utili consigli e le consultazioni che mi hanno permesso di dipanare molte situazioni intricate.