

# UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA



**Dipartimento di Ingegneria Industriale DII**

**Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica**

**Studio di un Convertitore AC-AC Monofase a Matrice**

**Per Sistemi di Ricarica Wireless per Veicoli Elettrici**

**RELATORE:**

Prof. Manuele Bertoluzzo

**LAUREANDO:**

Filippo Moro

1182683

Anno Accademico: 2019/2020



# Indice

Sommario .....	3
Abstract .....	5
Introduzione .....	7
2. Metodi di ricarica Wireless .....	9
2.1 WPTS induttivi .....	9
3. Conversione ac-ac .....	13
3.1 Conversione ac-ac tradizionale .....	13
3.2 Conversione diretta ac-ac per sistemi wireless .....	14
3.2.1 Free oscillation technique .....	14
3.2.2 Phase shift technique.....	16
3.3 Scelta del convertitore.....	17
4. Principi di funzionamento .....	21
4.1 Logica di funzionamento.....	23
4.2 Trasferimento di potenza.....	24
4.2.1 Trasferimento senza regolazione.....	24
4.2.2 Regolazione della potenza.....	26
4.2.3 Bidirezionalità del sistema .....	27
5. Sincronizzazione del convertitore .....	31
5.1 Funzionamento con riferimenti isocroni .....	31
5.1.1 Algoritmo di funzionamento .....	31
5.1.2 Implementazione e risultati .....	32
5.2 Funzionamento con riferimenti diversi .....	34
5.2.1 Risultati e ottimizzazione.....	35
6. Qualità del contenuto armonico .....	41
6.1 Analisi armonica della corrente .....	41
6.2 Cancellazione delle armoniche di bassa frequenza .....	43
6.3 Filtraggio delle componenti di alta frequenza.....	46
7. Conclusioni .....	51
8. Ringraziamenti .....	53
Bibliografia .....	55



# Sommario

La ricarica senza fili di veicoli elettrici richiede un'alimentazione alternata ad alta frequenza, questo è in genere realizzato con un circuito di raddrizzamento e un inverter ad alta frequenza. Tuttavia lo stadio in corrente continua è caratterizzato da un condensatore voluminoso e costoso condensatore, che può danneggiarsi facilmente.

Questo studio valuta la possibilità di realizzare un sistema di conversione diretta ac-ac dalla tensione di rete ad una tensione ad alta frequenza. Inizialmente si valutano le varie soluzioni riscontrabili nella letteratura ed in seguito si stabilisce quale di esse permette una regolazione autonoma della potenza al secondario e un funzionamento bidirezionale.

Viene inoltre sviluppato un sistema per sincronizzare primario e secondario e favorire il funzionamento nel punto di massima potenza anche in assenza di un riferimento temporale comune. Infine si applica un controllo che permette di eliminare le armoniche a bassa frequenza e si progetta un filtro per quelle ad alta.



# Abstract

Wireless charging of electric vehicles requires a high frequency alternating power source, this is typically done with a rectifier circuit and a high frequency inverter. However, the DC stage is characterized by a bulky and expensive capacitor, which can easily be damaged.

This study evaluates the possibility of realizing a direct AC-AC conversion system from the grid voltage to a high frequency voltage. At first, the various solutions found in the literature are evaluated and then it is established which of them allow a bidirectional operation and an autonomous power regulation in the secondary side.

Futhermore, a system has also been developed to synchronize switching operations between primary and secondary and guarantee maximum power point operation even in the absence of a common reference. In the end, a control is established to eliminate the low frequency harmonics and a filter is designed for the higher ones.





# Introduzione

Il settore dei trasporti è uno dei maggiori responsabili nell'inquinamento dell'aria e nella diffusione di gas serra, tuttavia stanno emergendo veicoli ad emissioni zero che possono sostituire gli attuali a combustione interna, in particolare grazie alla sinergia con le fonti energetiche rinnovabili. Tra questi, i principali sono i veicoli elettrici a batteria.

Per accelerarne la diffusione è necessario sviluppare dei sistemi di ricarica efficienti ed affidabili. I più diffusi attualmente sono cablati, e richiedono una connessione con cavo tra la sorgente di ricarica e il veicolo, ma esistono sistemi più *user-friendly* che liberano l'utente dal realizzare la connessione, con le relative implicazioni dal punto di vista della sicurezza e affidabilità. Si parla dei sistemi di ricarica *wireless*, che permettono la ricarica degli accumulatori del veicolo semplicemente posizionandolo in prossimità della sorgente di ricarica. Questi sistemi permettono una maggiore versatilità, infatti possono essere statici, quando funzionano con veicolo fermo, oppure dinamici se è possibile trasferire energia anche durante il moto. Inoltre è generalmente possibile impiegare la tecnica del V2G (*Vehicle to grid*), che permette un flusso di potenza dal veicolo alla rete, aumentando così l'affidabilità dell'intero sistema elettrico o un vantaggio economico per il possessore.

Il sistema più diffuso nel mercato è sicuramente quello con accoppiamento induttivo, il quale funziona ad elevata frequenza, perciò non è possibile un'applicazione diretta della tensione di rete al apparato di ricarica. Lo scopo di questa tesi è quello di studiare un sistema di ricarica wireless con un ridotto numero di stadi di conversione tra la rete e il veicolo, in particolare rimuovendo lo stadio di raddrizzamento nella colonna di ricarica e il relativo condensatore, che è voluminoso, costoso e spesso costituisce l'elemento più fragile del sistema. In pratica si vuole sviluppare un sistema a conversione diretta ac-ac e realizzarne il controllo considerandone le varie criticità.

Nel secondo capitolo si affronta brevemente la tecnologia della ricarica senza fili, in particolare dei sistemi di trasferimento di potenza induttivi e della compensazione del primario e del secondario.

Nel terzo capitolo si approfondiscono i sistemi di conversione diretta ac-ac presenti nella letteratura scientifica, valutandone di volta in volta la metodologia di controllo e come viene sintetizzata la tensione ad alta frequenza. In aggiunta si valutano i principali pregi e i limiti delle diverse tecnologie dei sistemi valutati. Per la scelta del convertitore studiato in questa tesi si considera la possibilità di implementare un flusso di potenza bidirezionale, e la possibilità che il veicolo regoli autonomamente la potenza assorbita.

A seguire, nel capitolo quarto, si riporta l'algoritmo di controllo di base del convertitore selezionato. Si approfondiscono la sintesi della tensione della conversione

diretta ac-ac, il flusso di potenza e la disponibilità dei gradi di libertà per realizzare i controlli e la regolazione.

Nel capitolo quinto si discute della sincronizzazione tra primario e secondario, e si realizza un controllo che permette il funzionamento nel punto di massima potenza trasferibile in assenza di un riferimento temporale comune tra le due parti del convertitore. Questo è un problema particolarmente importante nel caso reale, dove, anche a causa delle elevate frequenze di funzionamento, è difficile avere una comunicazione efficace tra la postazione di ricarica e il veicolo.

Nell'ultimo capitolo si valuta il sistema dal punto di vista della *power quality*, si realizza una tecnica che permette al primario di eliminare le armoniche di frequenza superiore a quella di rete e si dimensiona un sistema di filtraggio.

Per lo svolgimento di questa tesi è stato utilizzato il software MATLAB, in particolare di MATLAB-Simulink per effettuare le simulazioni del comportamento del convertitore studiato.

## 2. Metodi di ricarica Wireless

Generalmente la ricarica di veicoli elettrici avviene tramite collegamento elettrico tra sorgente e carico. È quindi necessario che un operatore manipoli cavi e spine inserendoli opportunamente tra colonnina o stazione di ricariche e veicolo. Tramite i sistemi di ricarica senza fili, chiamati *wireless* o WPTS (*Wireless Power Transfer Systems*) si libera l'utente da questa attività, aumentando al contempo l'affidabilità e la sicurezza.

Questi sistemi consistono in una parte trasmittente ed una parte ricevente, chiamati anche primario e secondario. Ne esistono diverse tipologie a seconda della tecnologia o del mezzo di trasmissione dell'energia, ad esempio possono essere sistemi acustici oppure ottici, ma i principali funzionano tramite l'accoppiamento del campo elettrico (sistemi capacitivi) o del campo magnetico (sistemi induttivi) [1]. L'energia immagazzinata in un'unità di volume è riportata nelle formule 2.1 e 2.2, rispettivamente per E e H intensità del campo elettrico e del campo magnetico,  $\epsilon_0$  costante dielettrica del vuoto e  $\mu_0$  permeabilità magnetica del vuoto.

$$W_e = \frac{1}{2} \epsilon_0 E^2 \quad (2.1)$$

$$W_m = \frac{1}{2} \mu_0 H^2 \quad (2.2)$$

La densità di energia ottenibile con il campo magnetico supera quella del campo elettrico di circa  $10^4$  volte, il WPTS più utilizzati per la ricarica di accumulatori di veicoli elettrici sono quindi quelli di tipo induttivo, data la maggiore energia specifica e l'efficienza superiore.

### 2.1 WPTS induttivi

Essenzialmente il sistema WPT induttivo consiste in una bobina alimentata con una tensione alternata fornita da un inverter ad alta frequenza. La corrente che circola nelle bobine genera un flusso magnetico variabile che si concatena con la bobina ricevente, nella quale viene indotta una tensione. Al secondario si posiziona un circuito di raddrizzamento, che assieme ad un eventuale regolatore di dc-dc, andrà ad alimentare e ricaricare l'accumulatore del veicolo. Dei diversi sistemi di conversione si discuterà più approfonditamente nel capitolo successivo. Si mostra in figura 2.1 il circuito equivalente di un accoppiamento induttivo.

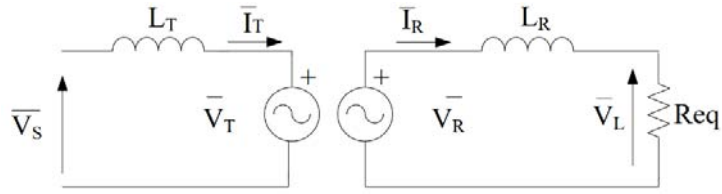


Fig. 2.1: Circuito equivalente di un WPTS induttivo.

Nel primario circola una corrente sinusoidale, per la quale anche le tensioni indotte nelle bobine sono sinusoidali. Con  $\omega$  pulsazione angolare e  $M$  mutua induttanza del sistema, le tensioni possono essere espresse:

$$M = k\sqrt{L_T L_R} \quad (2.3)$$

$$\bar{V}_T = -j\omega M \bar{I}_R \quad (2.4)$$

$$\bar{V}_R = j\omega M \bar{I}_T \quad (2.5)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (2.6)$$

La frequenza operativa  $f$  è definita dallo standard SAE J2954 pari a 85 kHz. Il fattore  $k$  è il coefficiente di accoppiamento, che indica la qualità dell'accoppiamento induttivo. Questo fattore influenza molto lo scambio di potenza tra primario e secondario. Il problema principale di un sistema WPT induttivo è la quantità di flussi dispersi, in particolare per la ricarica di veicoli che richiedono un sostanziale *air gap* tra le bobine, ed è anche possibile che non vi sia un allineamento perfetto e vengano peggiorate le prestazioni del sistema.

Per incrementare l'efficienza del sistema si può ricorrere alla compensazione, il che consiste nell'inserire dei condensatori in serie o in parallelo alle bobine. Lo schema ricavato prende il nome a seconda della posizione in cui vengono inserite le capacità, ad esempio serie-serie (SS), serie-parallelo (SP), parallelo-serie (PS) e parallelo-parallelo (PP). Questi schemi sono mostrati nelle figure successivamente riportate: Figg 2.2, 2.3, 2.4, 2.5.

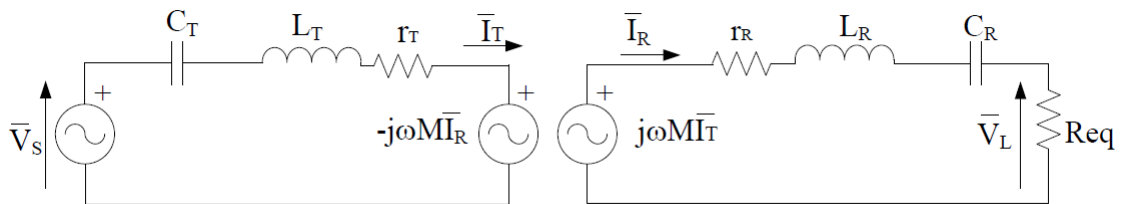


Fig. 2.2: Circuito equivalente della compensazione serie-serie.

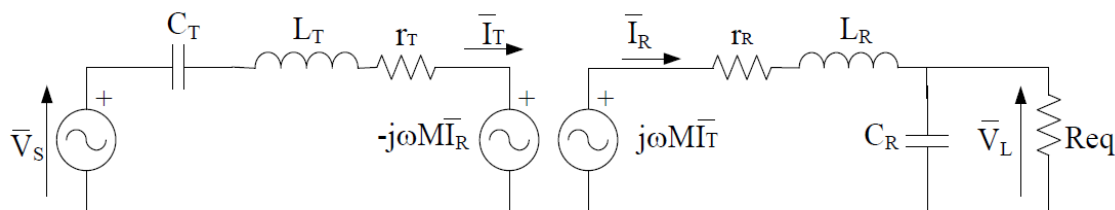


Fig. 2.3: Circuito equivalente della compensazione serie-parallelo.

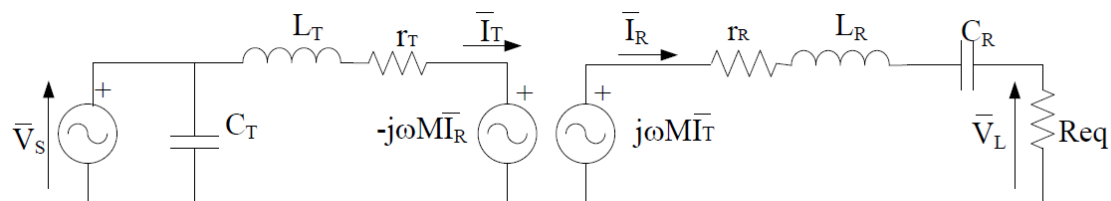


Fig. 2.4: Circuito equivalente della compensazione parallelo-serie.

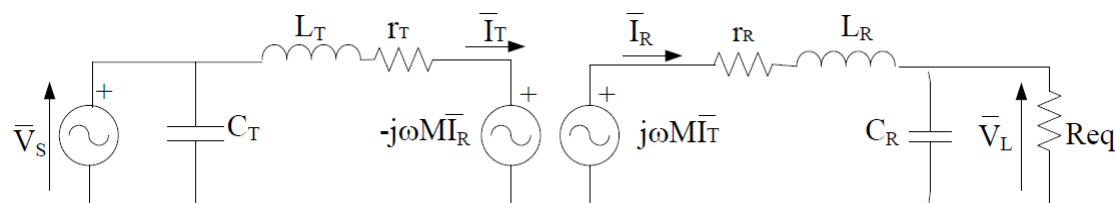


Fig. 2.5: Circuito equivalente della compensazione parallelo-parallelo.

È anche possibile compensare un solo lato, o aggiungere ulteriori induttanze per creare schemi più complessi. La compensazione permette di operare a fattore di potenza unitario, e favorire il massimo scambio di potenza tra primario e secondario, questo avviene se le capacità sono dimensionate per funzionare in risonanza con le rispettive auto-induttanze. Al lato ricevente la capacità deve risuonare con l'induttanza  $L_R$  per favorire la massima potenza trasferita, mentre quella posta al primario deve compensare l'intero circuito, includendo l'impedenza riflessa del secondario, in modo da garantire il funzionamento a fattore di potenza unitario. Nel caso più semplice, ovvero un circuito di tipo SS dove l'impedenza riflessa dal secondario al primario è puramente resistiva, le capacità possono essere espresse con le seguenti formule.

$$C_T = \frac{1}{\omega^2 L_T} \quad (2.7)$$

$$C_R = \frac{1}{\omega^2 L_R} \quad (2.8)$$

Ogni configurazione ha una destinazione d'uso più adatta, a seconda del comportamento del circuito come sorgente di tensione o di corrente. In generale gli schemi maggiormente impiegati sono SP ed SS che sono i più versatili e quindi quelli preferibili per la ricarica degli accumulatori.

### 3. Conversione ac-ac

La necessità di una conversione ac-ac deriva dal fatto che la frequenza di rete non è adatta al trasferimento di energia via wireless, in questo capitolo quindi si percorrono le diverse tecnologie di conversione, inizialmente si valutano le tecnologie più diffuse e in seguito si approfondiscono le nuove topologie presenti nella letteratura scientifica.

#### 3.1 Conversione ac-ac tradizionale

Tradizionalmente i convertitori statici ac-ac più utilizzati sono bi-stadio, e sono formati da un primo blocco di raddrizzamento ed un secondo funzionante da inverter, questo permette un'elevata versatilità e un'ottima qualità del segnale (Fig. 3.1).

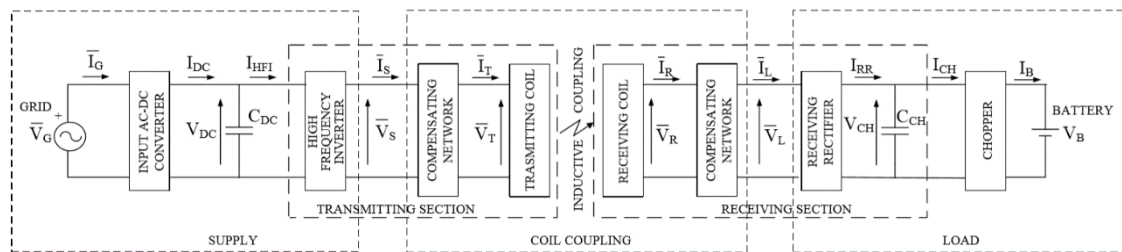


Fig. 3.1: Schema a blocchi di un convertitore bi-stadio per la ricarica wireless di una batteria.

Una configurazione tipica può essere un raddrizzatore a diodi o tiristori oppure un alimentatore switching. In cascata alla prima parte di conversione si collega un condensatore per l'accumulo e il filtraggio, l'ultimo blocco consiste in un inverter a ponte intero. Ad essi si possono quindi applicare tutte le strategie di pilotaggio degli inverter, e se possibile anche il controllo della parte di raddrizzamento. I pregi riguardano l'ampia destinazione d'uso e la qualità delle forme d'onda, poiché è possibile sintetizzare la tensione partendo da un riferimento in corrente continua. Il difetto principale, invece, sta nel condensatore in quanto è relativamente voluminoso, costoso e tende a danneggiarsi per primo fra i vari componenti.

In seguito si parla di conversione diretta ac-ac ovvero senza elementi di accumulo nel convertitore, un esempio comune sono i ciclo-convertitori, il loro funzionamento consiste nel sintetizzare la tensione di uscita in termini di ampiezza e frequenza a seconda degli istanti di accensione dei singoli switch.

Possono funzionare eseguendo una conversione da trifase a monofase o monofase-monofase, il vantaggio principale è il volume ridotto, tuttavia la tensione di uscita è tipicamente a frequenza inferiore rispetto a quella d'ingresso, perciò non si prestano bene per sistemi wireless che richiedono frequenze di alimentazione elevate.

L'obiettivo di questa Tesi è quello di studiare un convertitore diretto ac-ac per la ricarica wireless della batteria di bordo di veicoli elettrici, evitando quindi di utilizzare il tipico condensatore di raddrizzamento. In questo modo si otterrebbero dei sistemi potenzialmente più economici, più compatti e meno suscettibili a guasti. L'assenza di un elemento di accumulo che disaccoppia il carico dalla rete comporta sicuramente una degradazione dal punto di vista del contenuto armonico della corrente, e l'assenza di una sorgente a tensione continua richiede delle nuove strategie di pilotaggio; questi problemi saranno tenuti in considerazione e discussi in seguito in questo studio.

## 3.2 Conversione diretta ac-ac per sistemi wireless

La letteratura scientifica presenta delle topologie di convertitori e i relativi sistemi di controllo dedicati alla conversione diretta ac-ac per sistemi WPT. In generale si utilizzano dei convertitori a matrice (MC) con switch bidirezionali, che permettono l'alimentazione del carico sia con il fronte d'onda positivo che con quello negativo della tensione di rete. Si possono riassumere in due strategie principali: convertitori basati su *Free oscillation technique* e su *Phase-shift technique*.

### 3.2.1 Free oscillation technique

La *Free oscillation technique* è una tecnica che consiste nell'inserire energia in quantità discrete nel circuito risonante della parte wireless. Tradizionalmente sviluppato per conversione dc-ac, è possibile implementarlo anche in sistemi ac-ac con diverse topologie.

Durante il naturale funzionamento del sistema, il carico preleva energia dal circuito risonante, causandovi una diminuzione di tensione e corrente. È possibile effettuare un semplice controllo di questi parametri per garantire un flusso di potenza stabile dalla rete al carico [2]. La logica di controllo prevede di determinare una soglia associata alla potenza di riferimento per la corrente di risonanza, ad ogni zero della corrente si stabilisce se alimentare il circuito a seconda del superamento della soglia. Se il picco nel periodo precedente ne era al di sotto, allora si collega l'alimentazione (Fig. 3.2). Generalmente la tensione applicata si può considerare costante, chiaramente per conversioni dc-ac, ma anche per i sistemi diretti ac-ac, data l'elevata frequenza di risonanza rispetto a quella di rete.



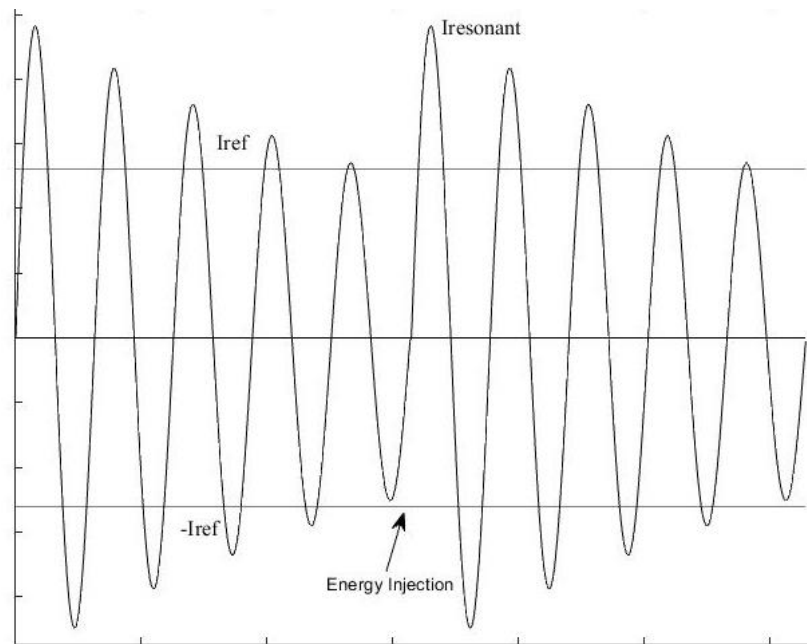


Fig. 3.2: Oscillazione libera della corrente con iniezione di energia al di sotto della soglia.

Questo controllo è molto semplice da implementare e garantisce commutazioni ZCS (zero-current switching). Tuttavia può essere complicato determinare le perdite associate agli switch, data la frequenza di commutazione non costante. In particolare nei sistemi ac-ac si verifica il fenomeno del *current sag* quando la tensione di alimentazione è prossima allo zero, ovvero non è possibile trasmettere sufficiente potenza per superare la soglia. In questo caso il sistema di controllo aumenta il numero di commutazioni fino a quando non viene fornita sufficiente energia.

I convertitori più utilizzati sono monofase a matrice con switch bidirezionali, che permettono di alimentare il circuito risonante anche quando le tensioni di rete e del LC sono di verso opposto. Un circuito tipicamente studiato è mostrato in figura 3.3.

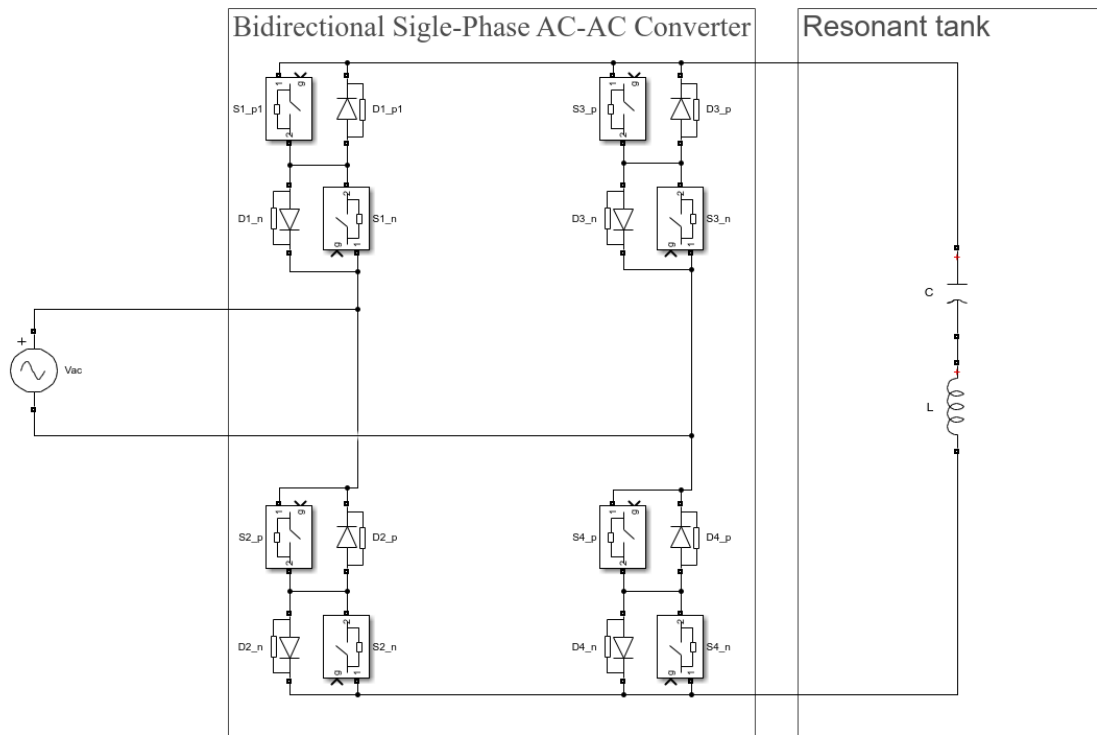


Fig. 3.3: Convertitore a matrice monofase.

Altri algoritmi nella letteratura approfondiscono la bidirezionalità [3], la discretizzazione della potenza trasmessa eseguendo energy-injection periodicamente a frequenze diverse [4] e infine le strategie applicabili a conversioni trifase [5].

### 3.2.2 Phase shift technique

La *Phase shift technique* consiste in un controllo delle due gambe dell'inverter con un ritardo di fase  $\varphi$  (figura 3.4). La forma d'onda risultante varia di nella larghezza degli impulsi e contenuto armonico in funzione di  $\varphi$ , si può così controllare la potenza trasmessa [6].

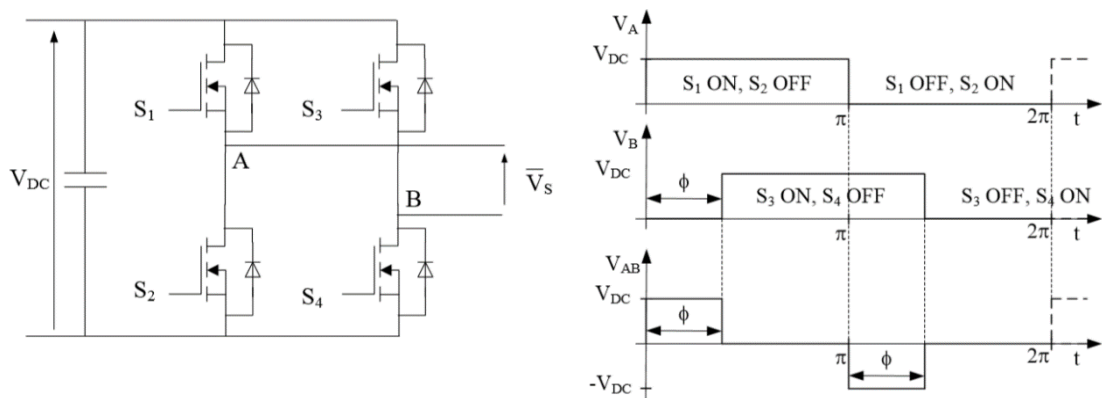


Fig. 3.4: Esempio di phase-shifting con un inverter a ponte.

Nei sistemi diretti ac-ac i convertitori al primario sono tipicamente a matrice, in modo da alimentare il carico anche durante i fronti d'onda negativi.

È anche possibile inserire al secondario degli switch in parallelo ai diodi di raddrizzamento [7], questi permettono di applicare phase shift nella forma d'onda anche dal lato carico. Si hanno quindi a disposizione due angoli  $\varphi_1$  e  $\varphi_2$  che corrispondono a due gradi di libertà nel controllo, si possono trovare in letteratura degli esempi nei quali al primario si regola il flusso di potenza, mentre al secondario la qualità delle armoniche della corrente di rete [7]. È possibile comunque organizzare il controllo in altri modi, come viene realizzato nei capitoli successivi.

I convertitori di questa tipologia, a differenza di quelli descritti in precedenza, possono permettere un funzionamento a frequenza di commutazione costante a seconda del tipo di controllo, ma possono generalmente essere soggetti a *current sag* a seconda della topologia. In letteratura sono state sviluppate diverse varianti, in particolare a corrente impressa [8] e anche trifase [9].

### 3.3 Scelta del convertitore

Questa tesi in particolare riguarda lo studio del convertitore monofase a matrice con possibilità di controllo phase shift sia al primario che al secondario, mostrato in figura 3.5. La scelta è ricaduta su questa topologia poiché garantisce un elevato numero di gradi di libertà nel controllo.

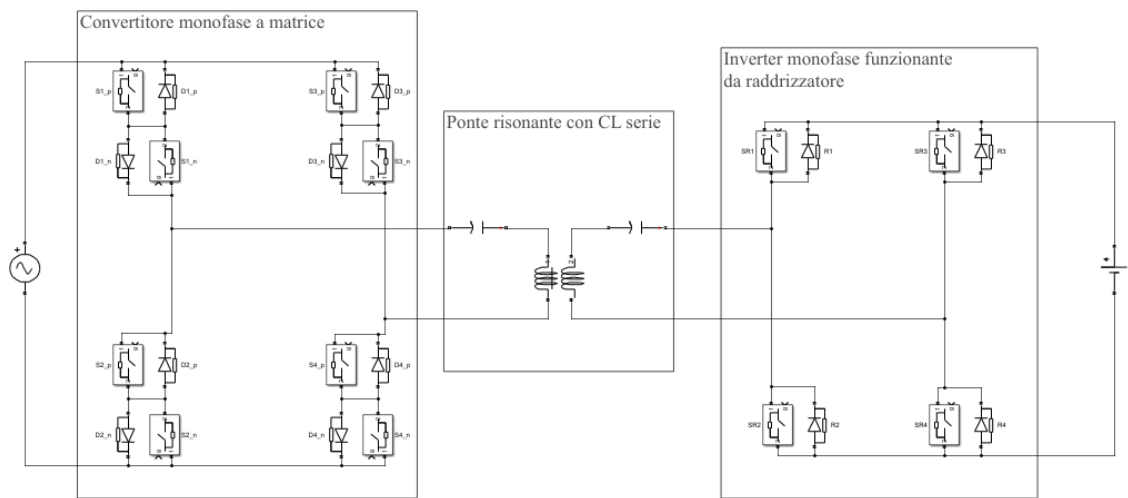


Fig. 3.5: Schema del convertitore monofase a matrice con secondario controllabile.

Per alimentare il ponte wireless, il convertitore a matrice inverte la tensione di rete con frequenza di 85 kHz, in modo da realizzare un'onda quadra con ampiezza pari al valore istantaneo della rete (si mostra un esempio di forma d'onda di tensione a frequenza minore in figura 3.6). Utilizzando phase shift al primario è possibile regolare la potenza, oppure modificare il contenuto armonico della corrente di alimentazione.

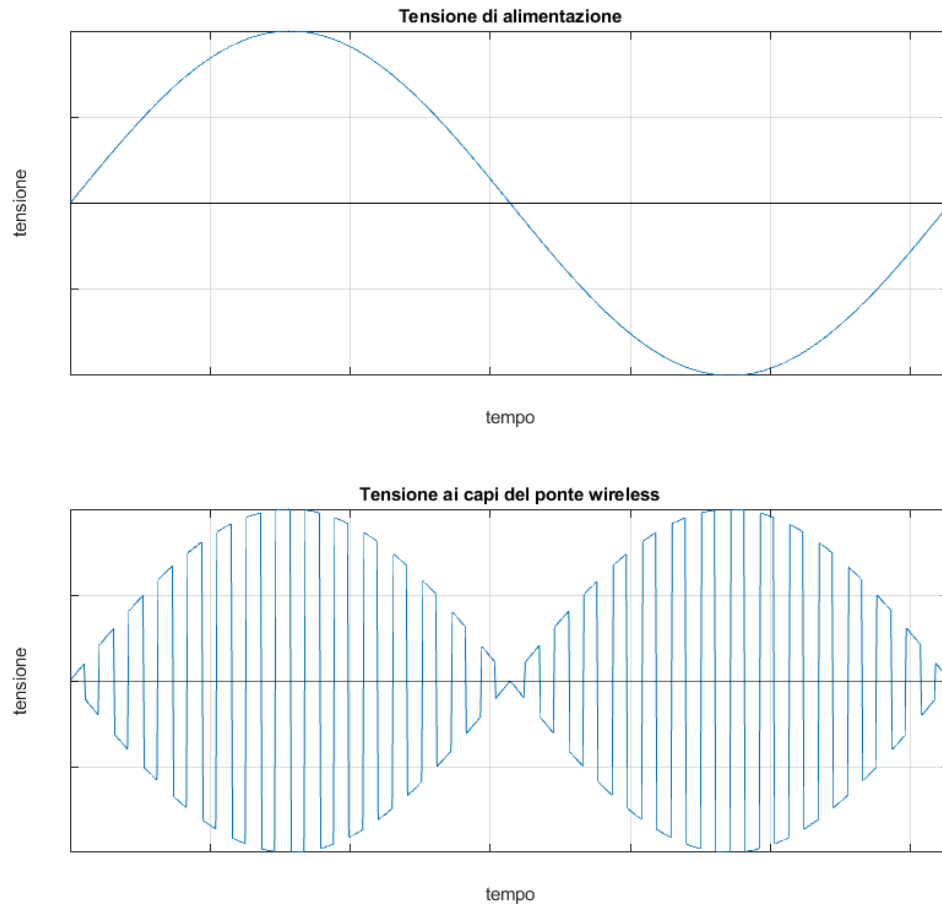


Fig. 3.6: Esempio di forma d'onda della tensione a monte e a valle del convertitore a matrice.

In questo modo viene alimentato il circuito CL al primario, nel quale circola una corrente sinusoidale. Al secondario la corrente indotta va ad alimentare il raddrizzatore, che può funzionare impiegando solamente i diodi trasferendo così la massima potenza alla batteria. Impiegando gli switch è invece possibile regolare la potenza limitando l'area della forma d'onda di tensione.

In conclusione il convertitore scelto permetterebbe un'alimentazione del carico a partire da una tensione con parametri di rete, ed è dotato di più gradi di libertà che permettono diversi interventi nella regolazione, incluso il funzionamento bidirezionale. In particolare il secondario, ovvero il veicolo, è in grado di regolare autonomamente la potenza assorbita e rimane un grado di libertà anche al primario per eventualmente migliorare la *power quality* del sistema.



## 4. Principi di funzionamento

In questo capitolo si discutono i risultati della simulazione, in primo luogo quelli ottenuti i risultati senza gli algoritmi di controllo per verificare il corretto trasferimento di potenza. In seguito si verifica il funzionamento bidirezionale e il controllo della potenza tramite l'angolo  $\varphi_2$ .

Per la simulazione del comportamento del convertitore sono stati scelti come valori:

- Frequenza di risonanza  $F_{res} = 85 \text{ kHz}$ ;
- Induttanze al primario e secondario  $L_{pt} = L_{st} = 120 \text{ } \mu\text{H}$ ;
- Capacità al primario e secondario  $C1 = C2 = 29,2 \text{ nF}$ ;
- Coefficiente di accoppiamento  $k=0.25$ ;
- Mutua induttanza  $M = 30 \text{ } \mu\text{H}$ ;
- Resistenze parassite delle induttanze  $= 0,1 \text{ } \Omega$ ;
- Alimentazione  $V_{ac} = 230 \text{ V}$ ;
- Frequenza di rete  $= 50 \text{ Hz}$ ;
- Tensione del carico  $V_{dc} = 65 \text{ V}$ .

Si mostra in figura 4.1 lo screenshot della simulazione. Il carico è stato modellizzato come un generatore di tensione.

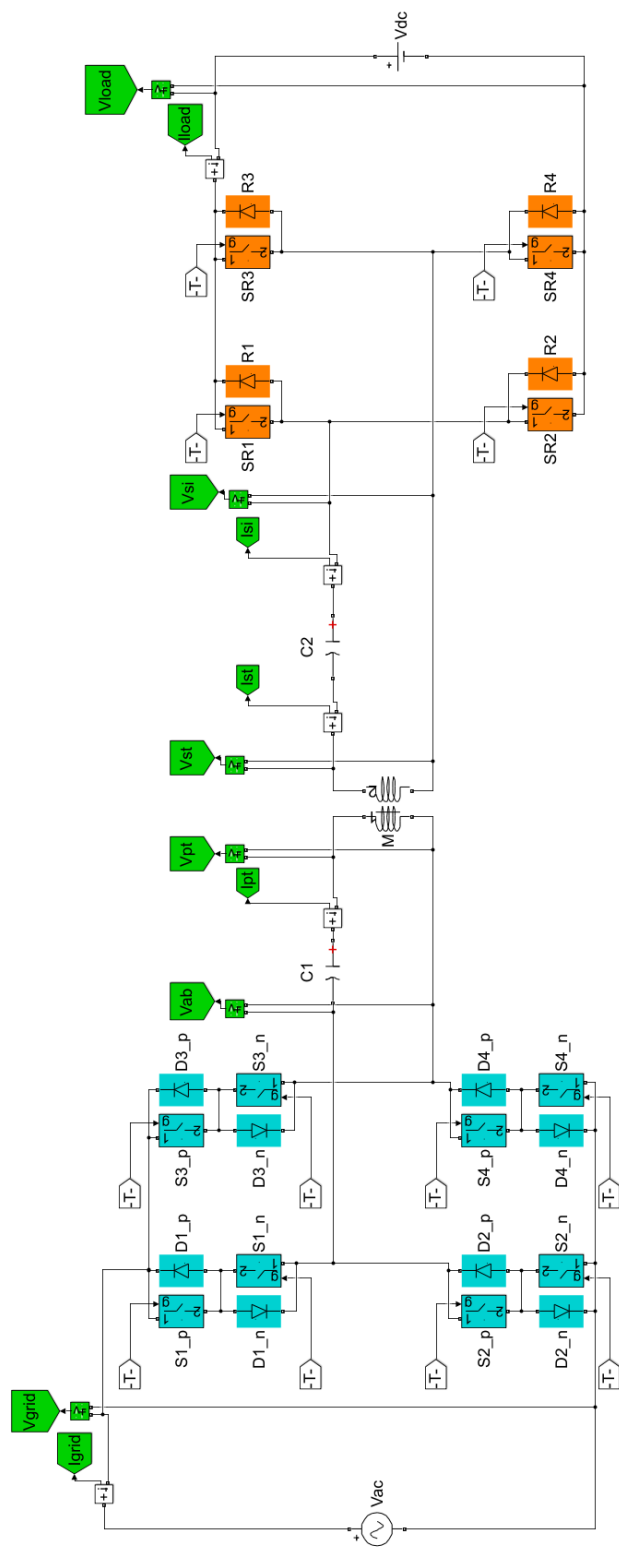


Fig. 4.1: Circuito del convertitore su MATLAB Simulink.



## 4.1 Logica di funzionamento

Il nucleo della simulazione consiste nel controllare i tempi di conduzione degli switch. Dato che è stata scelta la strategia del phase shifting, è risultato conveniente pilotare le gambe dei convertitori singolarmente ed impostare un ritardo di intervento tra la prima e la seconda in funzione degli angoli di controllo.

Il convertitore a matrice funziona da inverter tramite gli interruttori bidirezionali che commutano seguendo un riferimento a 85 kHz. Come si nota in figura 4.1, gli switch sono divisi in parte p e parte n e alternano il loro funzionamento a seconda del segno della tensione di alimentazione. Durante il fronte positivo i tipo n restano chiusi per favorire la circolazione della corrente nei diodi di free wheeling, mentre i tipo p vengono impiegati per alimentare il circuito risonante, nel fronte negativo il controllo viene scambiato.

Gli switch che sono incaricati di sintetizzare la forma d'onda (per esempio i p durante il fronte positivo), vengono pilotati a coppie, ossia lungo la singola gamba hanno funzionamento opposto per evitare corto circuiti. Nello specifico la commutazione viene determinata dal segno della tensione di rete per stabilire il funzionamento dei p o degli n, e dal riferimento ad alta frequenza per pilotare i componenti scelti e sintetizzare la tensione per alimentare la risonanza. Le due gambe svolgono la stessa azione ma con un ritardo che permette di applicare phase shifting, nel caso più semplice il ritardo è di  $180^\circ$ , in modo da generare un'onda quadra di ampiezza dipendente dalla tensione di rete.

Un esempio di controllo (per maggiore chiarezza a frequenza ridotta) è riportato in figura 4.2: il cambio di segno della tensione comporta l'alternanza di utilizzo delle componenti p e n, mentre il riferimento fornisce il segnale di accensione e spegnimento degli switch. La figura, inoltre, riporta il ritardo tra la prima e la seconda gamba, che permette di regolare la potenza o migliorare il contenuto armonico.

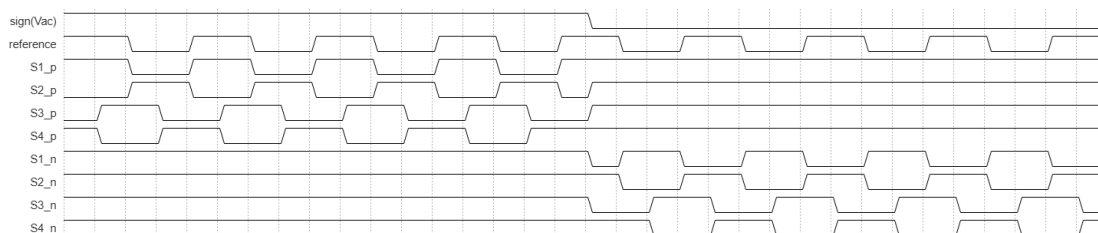


Fig. 4.2: Esempio di segnali di controllo per gli switch del convertitore a matrice con angolo di phase shift di  $90^\circ$ .

Il secondo convertitore viene pilotato come un raddrizzatore controllato, quindi le commutazioni sono indipendenti dalla tensione di rete. Se non si utilizzano gli switch, il funzionamento è quello di un raddrizzatore a diodi. In questo caso la conduzione è

imposta dal segno della corrente del circuito risonante, e la tensione risulta un'onda quadra con ampiezza dipendente dal carico.

Se si intende impiegare un controllo di phase shift, gli interruttori commutano seguendo anch'essi un riferimento alla frequenza di risonanza. Per favorire il massimo scambio di potenza è necessario che tensione e corrente siano in fase, come in figura 4.3.

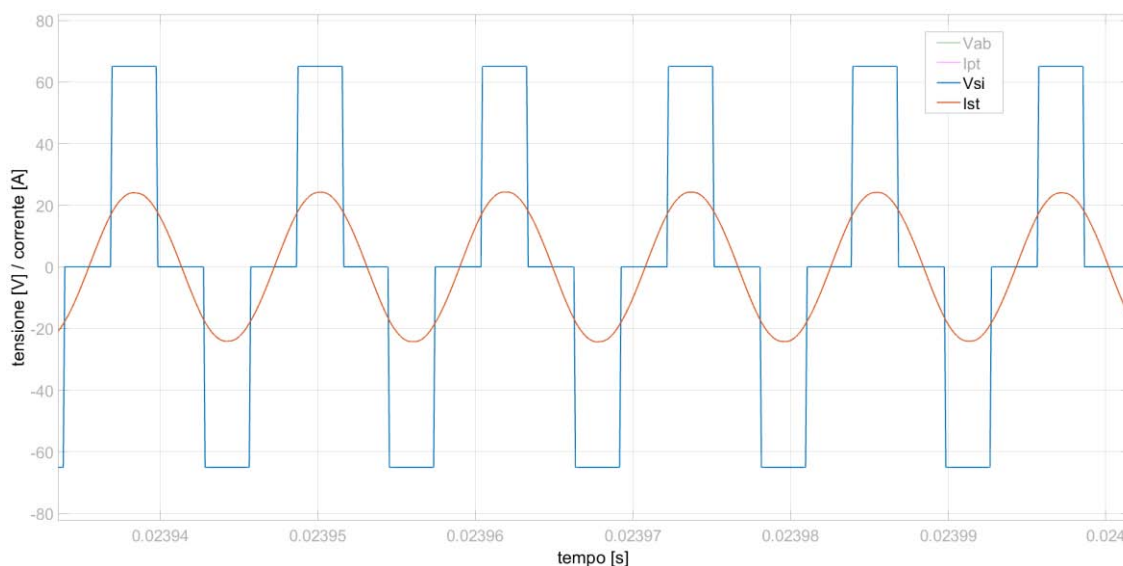


Fig. 4.3: La forma d'onda phase shift della tensione al secondario in fase con la corrente sinusoidale della bobina ricevente.

Nel caso in cui corrente e tensione al secondario non siano in fase, la potenza scambiata diminuisce sia nel caso di intervento in ritardo che in anticipo del raddrizzatore.

## 4.2 Trasferimento di potenza

In seguito si presentano i risultati delle simulazioni riguardanti il trasferimento di potenza nel caso ideale, quindi con perfetta sincronia tra primario e secondario, in seguito si presentano i risultati riguardo il controllo della potenza e la bidirezionalità del sistema.

### 4.2.1 Trasferimento senza regolazione

Nel primo caso si considera un'alimentazione in onda quadra al primario e nessuna regolazione al secondario, la potenza scambiata risulta quella massima del sistema.

La corrente entrante nel carico ha ampiezza pari a quella del secondario del ponte wireless, è però raddrizzata e quindi a frequenza doppia. Data la modellizzazione del carico la tensione è impressa; come si nota in figura 4.4.

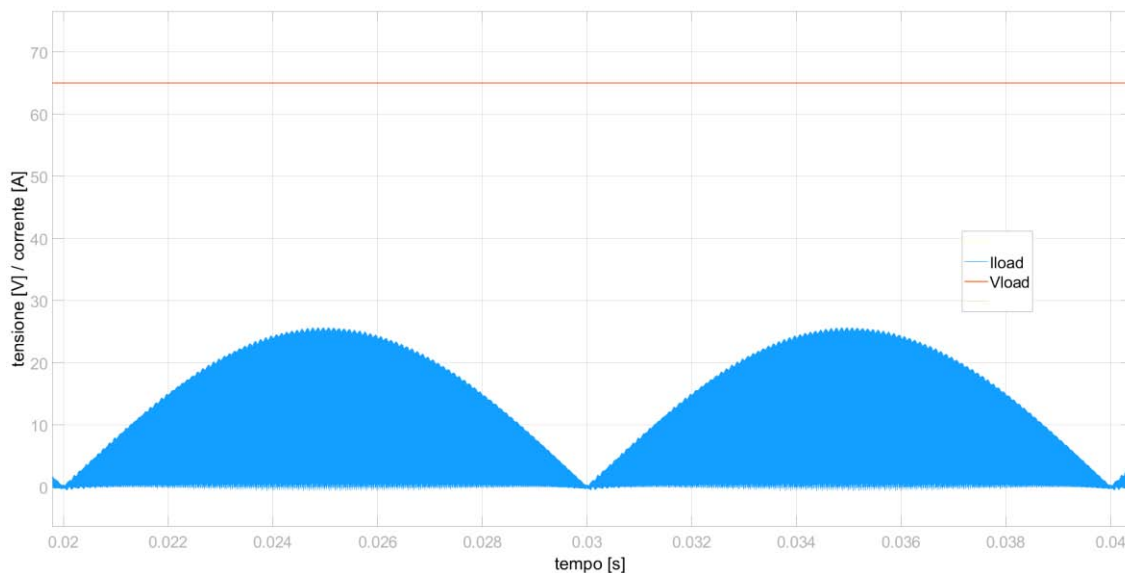


Fig. 4.4: Corrente entrante del carico e tensione della batteria nel funzionamento ad onda quadra.

La potenza media trasferita risulta di circa 680 W. In seguito si mostra un ingrandimento delle forme d'onda principali del ponte (figura 4.5), con  $V_{ab}$  tensione generata dal convertitore a matrice,  $I_{pt}$  e  $I_{st}$  correnti circolanti nel primario e nel secondario del circuito risonante e  $V_{si}$  tensione al secondario.

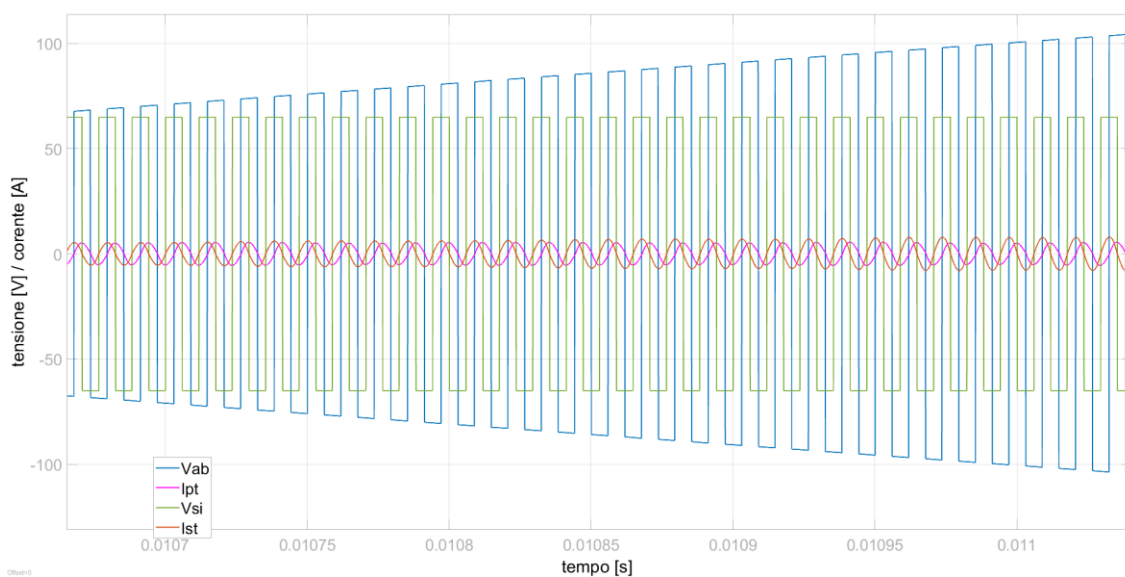


Fig. 4.5: Forme d'onda nel funzionamento ad onda quadra con primario e secondario sincronizzati.

Si può notare che le correnti sono in fase con le rispettive tensioni, e tra primario e secondario c'è un ritardo di  $90^\circ$ .

Dal lato della rete la corrente si presenta in fase con la tensione di alimentazione, tuttavia presenta un elevato contenuto armonico (figura 4.6). Per questo motivo può essere sconsigliato l'utilizzo di questo convertitore senza ulteriori accorgimenti, nello specifico riguardanti un controllo dedicato alla qualità del segnale da applicare ad uno dei blocchi di conversione, oppure ad un filtro da inserire dal lato della rete.

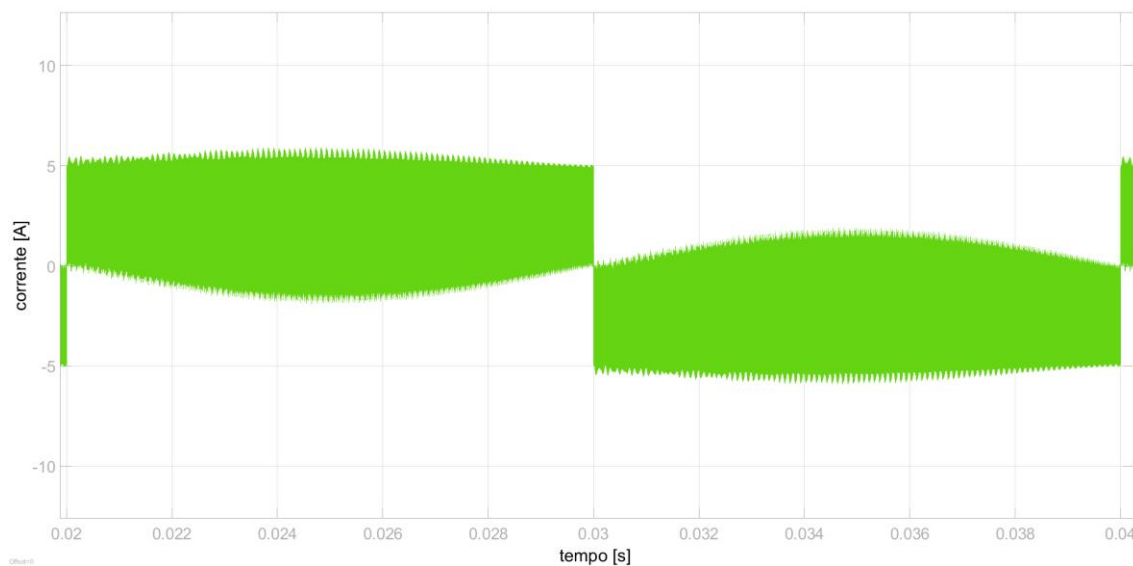


Fig. 4.6: Corrente assorbita dalla rete nelle condizioni di massima potenza.

La potenza attiva assorbita dalla rete risulta circa di 700 W.

#### 4.2.2 Regolazione della potenza

Come già anticipato, la regolazione della potenza è associata al raddrizzatore controllato. In questo esempio il ritardo tra le due gambe è di  $90^\circ$ . In questo caso la potenza trasmessa al carico dipende sia dall'ampiezza della tensione che dalla fase tra essa e la corrente in entrata al raddrizzatore. Nell'impiego ideale il primario e il secondario sono correttamente sincronizzati, quindi in questa simulazione è stato impostato il corretto ritardo tra l'azione del primo e del secondo convertitore. Si mostra un ingrandimento delle forme d'onda principali in figura 4.7, ovvero le grandezze elettriche ai capi del ponte wireless.

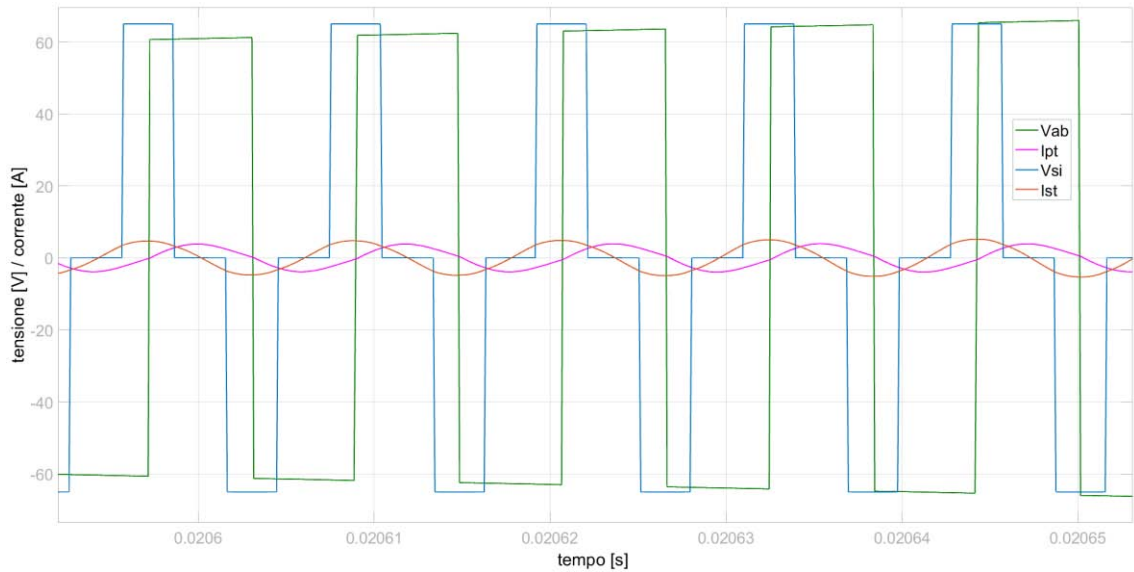


Fig. 4.7: Forme d'onda di corrente e tensione al primario ( $V_{ab}$ ,  $I_{pt}$ ) e al secondario ( $V_{si}$ ,  $I_{st}$ ) del circuito risonante nel caso con phase shift di  $90^\circ$  al secondario.

Si nota l'anticipo della corrente in uscita rispetto a quella in ingresso, e la relativa azione del raddrizzatore per rimanere in fase. La potenza scambiata è di circa 490 W.

### 4.2.3 Bidirezionalità del sistema

La topologia del convertitore permette il flusso di potenza dal carico alla rete, quindi un comportamento bidirezionale. Questo grazie alla simmetria del circuito risonante e alla presenza degli switch in parallelo ai diodi di raddrizzamento, che vanno a formare un inverter a ponte monofase. Una strategia semplice che permette un rapido passaggio tra *Grid to Vehicle* (G2V) e *Vehicle to Grid* (V2G) è quella di impostare un ritardo nelle commutazioni dell'inverter di  $180^\circ$ , in modo che tensione e corrente siano in opposizione di fase. La figura 4.8 mostra in dettaglio correnti e tensioni del ponte wireless.

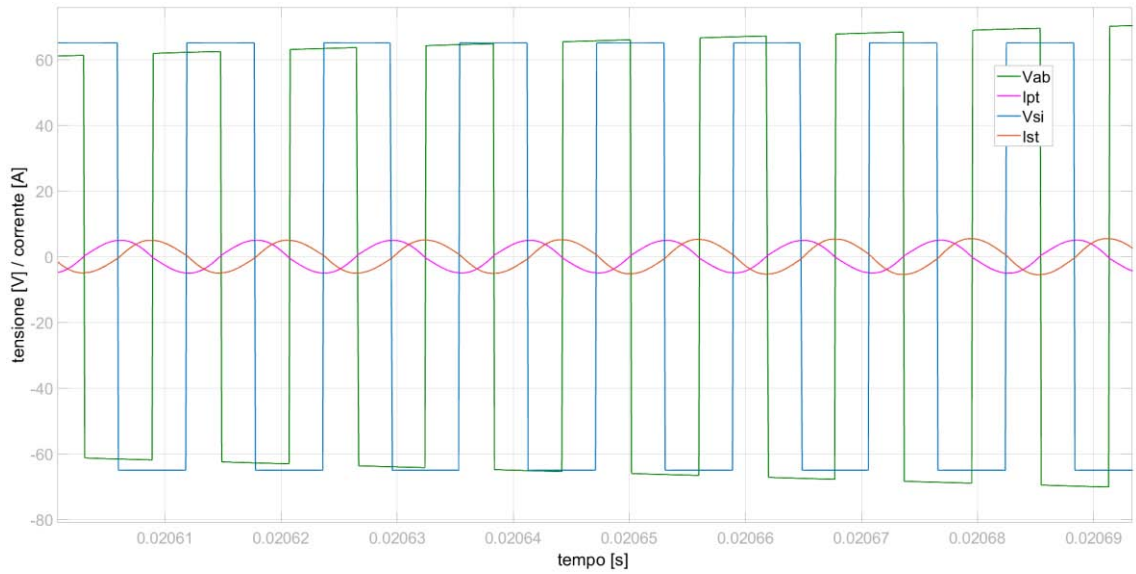


Fig. 4.8: Forme d'onda di corrente e tensione al primario ( $V_{ab}$ ,  $I_{pt}$ ) e al secondario ( $V_{si}$ ,  $I_{st}$ ) del circuito risonante nel caso di funzionamento V2G.

La potenza scambiata è di circa 660 W, mentre la corrente di rete è in opposizione con la tensione ed ha anche in questo caso un elevato contenuto armonico (figura 4.9).

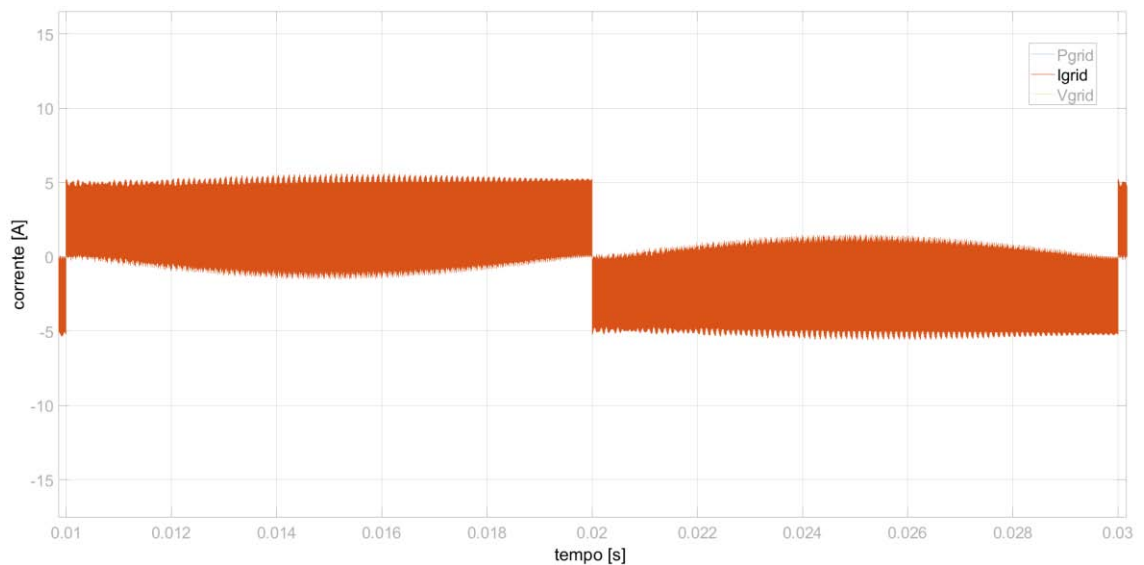


Fig. 4.9: Corrente erogata in rete in modalità V2G, nelle condizioni di massima potenza.

Questa simulazione è stata svolta nelle condizioni di massima potenza, ovvero in onda quadra. Tuttavia è possibile effettuare una regolazione agendo sull'inverter, come eseguito per il caso precedente in modalità G2V.

In conclusione si può stabilire che il convertitore è dotato di tre gradi di controllo:  $\varphi_2$  che viene utilizzato dal secondario per regolare la potenza assorbita,  $\varphi_1$  che permette

un eventuale controllo al primario e  $\vartheta$ , che determina la fase tra tensione e corrente al secondario, e quindi in generale il flusso di potenza (figura 4.10).

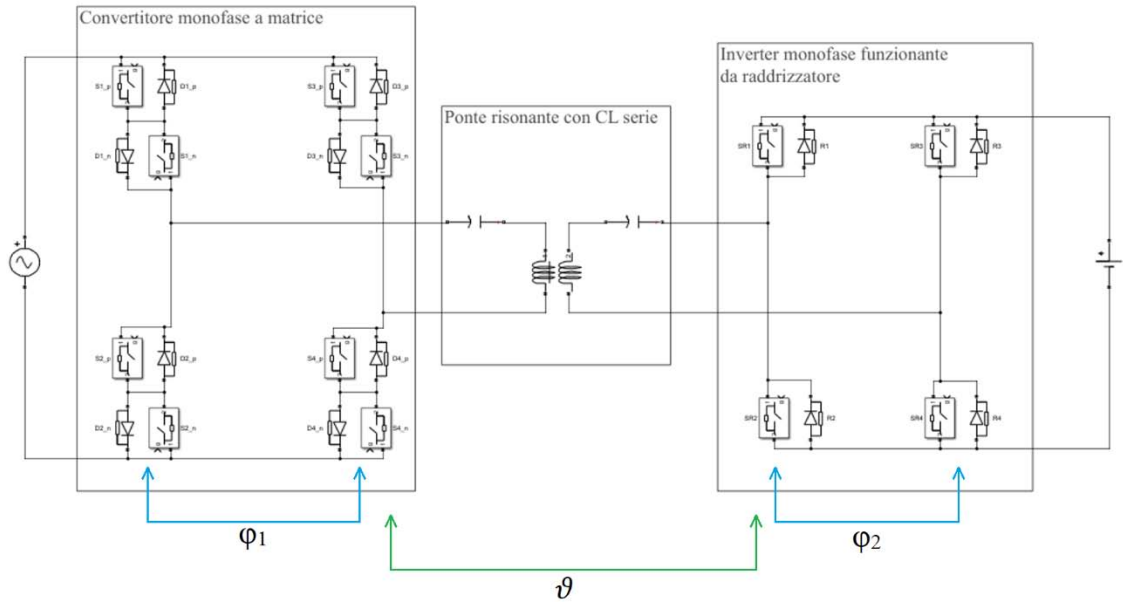


Fig. 4.10: Angoli di controllo del convertitore.





## 5. Sincronizzazione del convertitore

Nel capitolo precedente si è discusso di come sia necessario che tensione e corrente siano in fase per favorire il massimo trasferimento di potenza. In un accoppiamento wireless non è garantita la presenza di un riferimento comune tra primario e secondario che assicuri questo sincronismo, per questo motivo è necessario che la parte di raddrizzamento sia controllata in modo da ottimizzare il flusso di potenza autonomamente. Nel caso reale è anche possibile che secondario e primario funzionino a frequenza diversa per eventuali tolleranze presenti nei componenti.

Nelle seguenti pagine si riportano i dettagli di questo controllo e i risultati delle simulazioni che ne derivano, in seguito si verifica il comportamento del sistema con le due parti del convertitore funzionanti a frequenze diverse.

### 5.1 Funzionamento con riferimenti isocroni

Quando il raddrizzatore funziona alla massima potenza la conduzione è associata ai diodi, tuttavia, se si intende effettuare una regolazione, si deve intervenire con gli switch. Come già discusso gli interruttori operano in phase shift ed è necessario che corrente e tensione rimangano in fase.

In un'applicazione realistica, primario e secondario non condividono un segnale di clock che dà il riferimento di frequenza, è possibile quindi che gli interruttori del raddrizzatore operino con un angolo di ritardo  $\vartheta$  diverso da quello corrispondente ad un funzionamento ottimizzato (ovvero di  $90^\circ$  in ritardo). Una strategia semplice è quella di inseguire il punto di massimo della potenza trasferibile, infatti questa condizione coincide con corrente e tensione in fase al secondario. La sincronizzazione è quindi ottenuta mediante il metodo perturba e osserva, questo controllo determina il ritardo generale tra il convertitore al primario e quello al secondario, operando così al massimo della potenza trasferita. La regolazione resta così di pertinenza dell'angolo imposto tra le due gambe del raddrizzatore, ma è possibile garantire un trasferimento di potenza unidirezionale.

#### 5.1.1 Algoritmo di funzionamento

L'algoritmo deve variare il ritardo di azione del raddrizzatore per rilevare il punto di massimo trasferimento di potenza. Come primo calcolo, il controllo ricava la potenza entrante nel carico e ne rileva il valore medio in un periodo di 20 ms, in modo da evitare l'intervento per fenomeni transitori. Il risultato viene memorizzato e confrontato con il valore preso dal precedente periodo, in seguito viene determinato l'angolo  $\vartheta$  tra primario e secondario, che consiste essenzialmente in un ritardo

temporale di attivazione tra gli switch del convertitore trasmittente e quelli del raddrizzatore.

Se la potenza è aumentata, allora l'algoritmo incrementa il ritardo delle commutazioni del raddrizzatore, nel caso opposto il ritardo viene diminuito. Quando dal confronto viene rilevato che la potenza è rimasta invariata, ovvero entro una piccola soglia di tolleranza, allora il controllo non interviene, ma se questa condizione persiste per più periodi allora il sistema viene perturbato aumentando il ritardo.

L'intervento avviene periodicamente ogni 20 ms, il sistema dovrebbe raggiungere la stabilità in quanto la potenza ha un massimo solamente quando corrente e tensione sono in fase, ma se il raddrizzatore commuta in anticipo o in ritardo essa diminuisce in entrambi i casi.

### 5.1.2 Implementazione e risultati

Per effettuare la simulazione è necessario che il controllo intervenga dopo aver acquisito almeno due periodi di dati, come spiegato nel paragrafo precedente. Tuttavia si è scelto di aspettare 3 periodi, ovvero 60 ms, poiché appena avviato il software la potenza misurata è nulla finché non esistono abbastanza dati per calcolarne la media. Come valori numerici sono stati scelti 2 W di soglia di tolleranza per considerare la potenza costante e un ritardo in grado di variare del 5% di un periodo, ovvero di 1 ms. L'intervento del controllo di sincronizzazione è impostato per avvenire quando la tensione di rete vale zero, questo non è comunque necessario poiché i fenomeni al lato carico sono molto più rapidi di quelli dal lato rete, ma rende più chiara la rappresentazione dei risultati.

L'angolo  $\vartheta$  iniziale (ovvero l'angolo associato al ritardo tra primario e secondario) è impostato ad un piccolo valore positivo, in modo che la potenza scambiata sia già nel verso corretto, in dettaglio è fissato a  $18^\circ$  di ritardo, mentre il suo valore a fine simulazione dovrebbe coincidere con  $90^\circ$ , cioè con tensione del raddrizzatore e corrente del circuito risonante in fase.

Come primo risultato si riporta il grafico della potenza al carico e dell'angolo  $\vartheta$ , per verificare il corretto funzionamento dell'algoritmo di controllo. In figura 5.1 si possono notare diversi fenomeni: il controllo inizia dopo il tempo prestabilito e interviene per aumentare l'angolo tra primario e secondario, inoltre, quando la potenza del carico raggiunge il valore massimo (corrispondente a  $90^\circ$ ), l'algoritmo continua a variare il ritardo per assicurare che il sistema sia sempre sincronizzato.

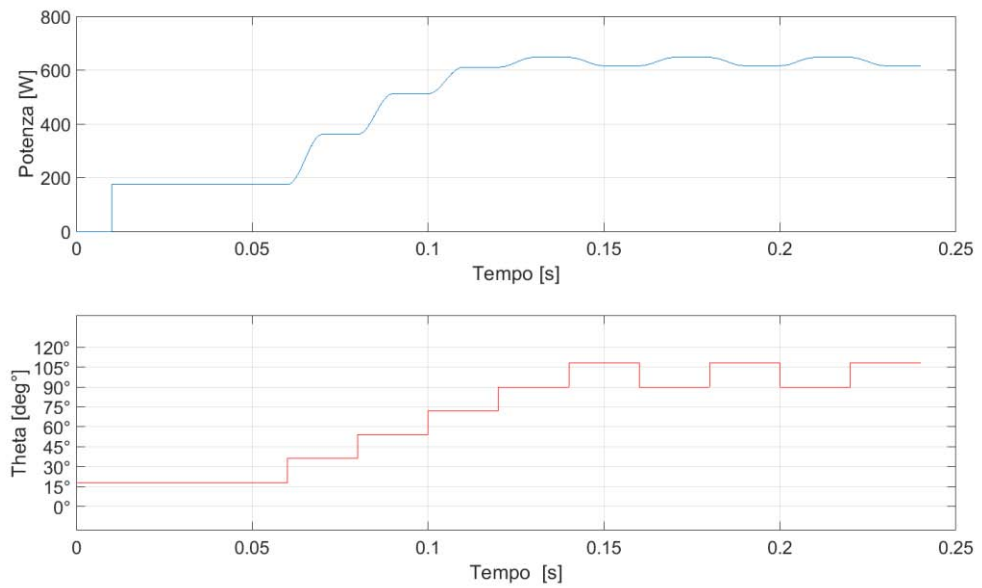


Fig. 5.1: Andamento della potenza del carico con controllo tramite angolo  $\vartheta$  tra primario e secondario.

Quando il sistema è sincronizzato tensione e corrente al secondario sono in fase, questo comporta un miglioramento del contenuto armonico in rete e un flusso di potenza unidirezionale al carico. Nella figura successiva si evidenzia come la corrente di rete sia in fase con la tensione quando il sistema viene controllato, mentre la corrente entrante nel carico corrisponde ad uno scambio unidirezionale. (Fig. 5.2)

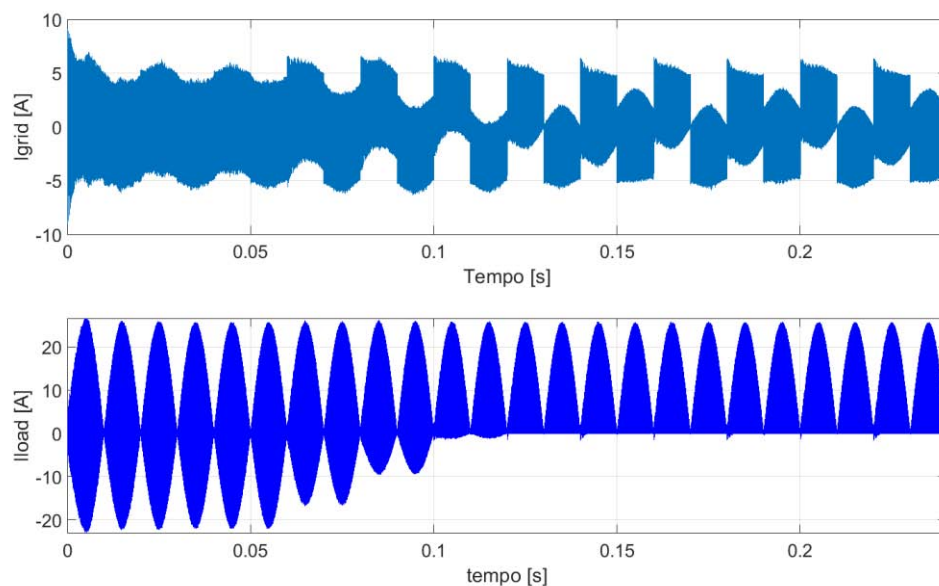


Fig. 5.2: Corrente di rete e corrente del carico a seguito della sincronizzazione.

Il controllo deve garantire il raggiungimento della sincronizzazione indipendentemente dall'angolo iniziale con cui si trova ad operare il raddrizzatore. Questo include il caso in cui l'angolo iniziale comporta un flusso di potenza al carico di verso opposto, si mostra un esempio di questo caso in figura 5.3.

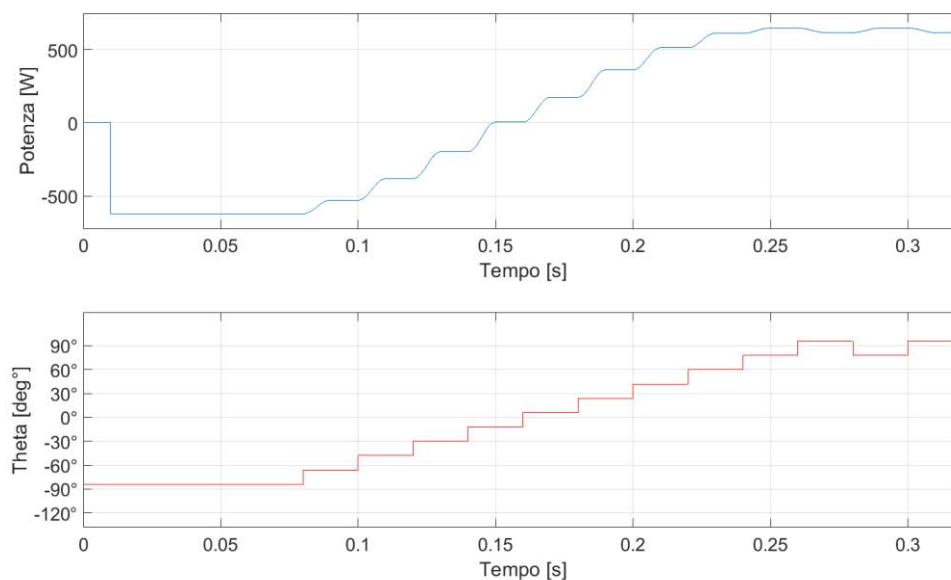


Fig. 5.3 Esempio di sincronizzazione a partire da un flusso di potenza negativo.

In generale questo controllo è applicabile quando i due convertitori funzionano alla stessa frequenza, ma non dispongono di un controllo comune per gli switch che renda regolabile il ritardo relativo tra i due convertitori e, quindi, uno scambio di potenza unidirezionale.

## 5.2 Funzionamento con riferimenti diversi

È possibile che nel caso reale vi sia un errore nei riferimenti di frequenza che pilotano gli interruptori. Se il secondario è un raddrizzatore a diodi la conduzione dipende dal verso della corrente del circuito risonante, in questo caso esso non viene controllato e non si verificano funzionamenti anomali. Tuttavia se si intendono utilizzare gli switch del secondario per il controllo della potenza, si verificano dei problemi di sincronizzazione.

In questo caso, se la frequenza di corrente indotta al secondario e la frequenza di controllo degli switch è diversa, allora tensione e corrente non sono sincrone e non viene scambiata potenza media.

Per mantenere la sincronizzazione tra i due convertitori il controllo deve intervenire abbastanza frequentemente per garantire che tensione e corrente restino in fase, ma

comunque avendo una sufficiente quantità di campioni per calcolare una potenza media in un numero intero di periodi. Questo comporta un'ulteriore complicazione, poiché in precedenza i calcoli venivano effettuati in un periodo di 20 ms, il che eliminava le fluttuazioni di potenza a frequenze superiori. Il controllo, eseguendo misurazioni più volte per periodo, potrebbe rilevare la necessità di intervento anche per i naturali fronti di salita e di discesa, per questo motivo è stato necessario modificare l'algoritmo precedentemente usato.

### 5.2.1 Risultati e ottimizzazione

Il controllo, come nel caso sincrono, determina la potenza in un certo arco di tempo e procede con il variare del ritardo d'intervento del raddrizzatore. In questo caso l'angolo tra primario e secondario dovrà continuamente variare per mantenere il sincronismo, esso nella pratica coincide con il tempo di attesa nel controllo del secondario. La frequenza scelta per calcolare la potenza del carico è di 8,5 kHz, il che permette di effettuare delle correzioni abbastanza rapide da contrastare l'effetto dell'errore, ma corrisponde anche ad un tempo sufficientemente breve per non intervenire nelle naturali evoluzioni della potenza, ad esempio quando la tensione di rete è prossima allo zero.

L'assenza di un angolo costante di funzionamento e la necessità di sincronizzare il sistema più volte durante un singolo periodo di rete, comportano la necessità di un controllo più robusto. Nel caso specifico si è scelto di perturbare il sistema aumentando e diminuendo il ritardo e, solamente in seguito, sceglierne il valore da applicare. Il controllo è suddiviso in più fasi dipendenti dalla durata del periodo in cui viene calcolata la potenza. Inizialmente viene diminuito l'angolo per un singolo ciclo e ne viene memorizzato il valore di potenza corrispondente. In seguito si ripete l'operazione aumentando il ritardo e, infine, si stabilisce quale dei due casi ha garantito una potenza maggiore. Verificato l'angolo ottimale, esso non viene più cambiato per uno o più cicli, in modo da non intervenire troppo spesso sull'azione di altri eventuali controlli. L'algoritmo viene rappresentato schematicamente nella figura 5.4.

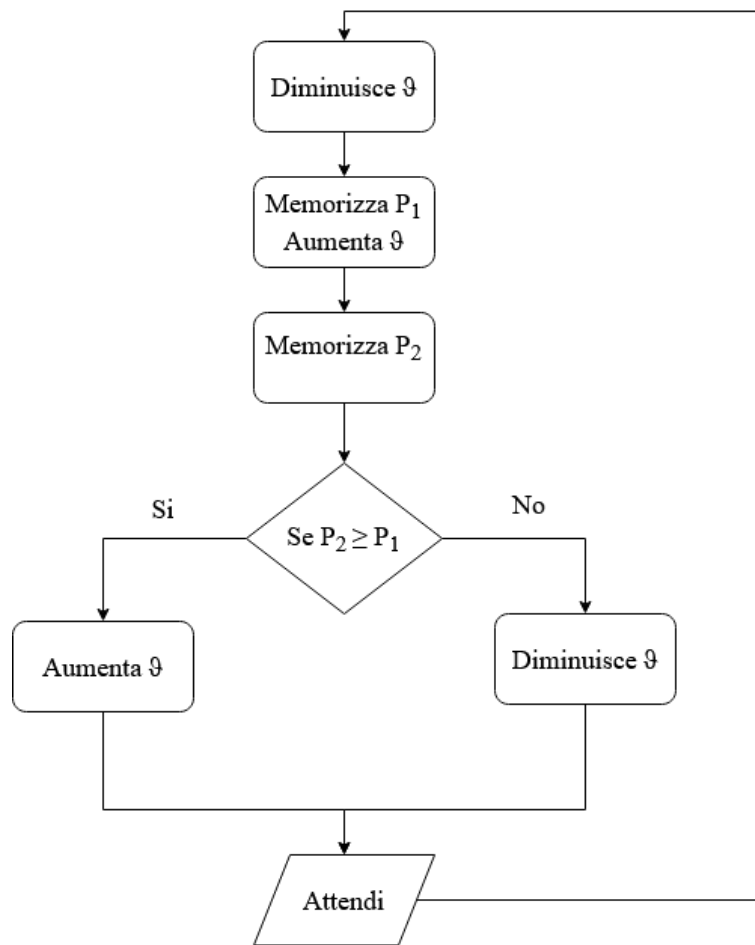


Fig. 5.4: Algoritmo di controllo di tipo perturba e osserva per la sincronizzazione dei due convertitori.

Nel nostro caso il numero di cicli di attesa è stato fissato a 4 cicli, mentre  $\vartheta$  è discretizzato in modo che ogni variazione corrisponda ad un ritardo del 2% di un periodo delle grandezze di risonanza. Un esempio dell'azione del controllo sull'angolo di ritardo è mostrato nella figura 5.5, nella quale si nota come il sistema perturba per due cicli e in seguito mantiene il risultato migliore.

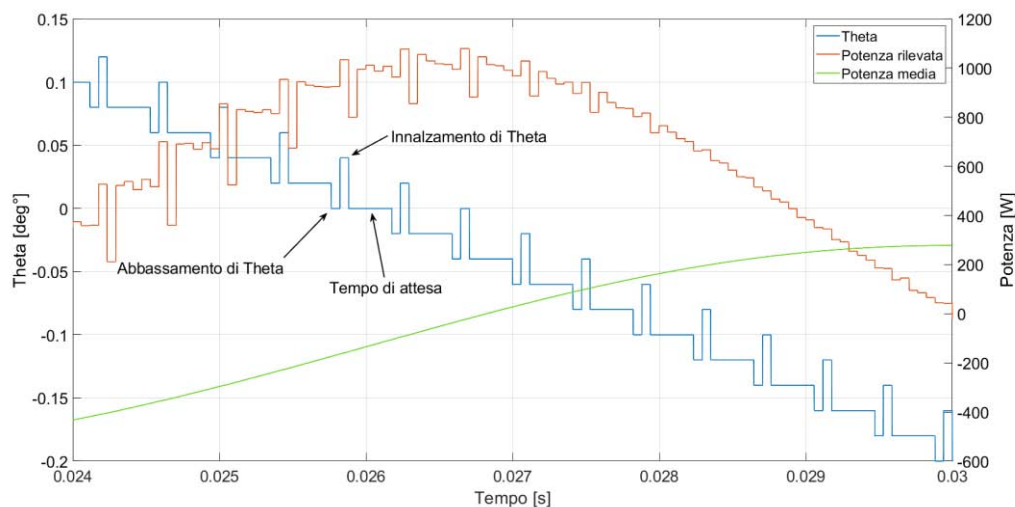


Fig. 5.5: Azione del controllo sull'angolo di ritardo  $\vartheta$ , e corrispondente effetto sulla potenza media del carico.

Nella prima simulazione si è deciso di mantenere la frequenza al primario al valore nominale di 85 kHz, per introdurre un errore si è impostato il secondario ad un valore inferiore di 100 ppm, ovvero un valore di errore assoluto comune per un componente di *clock*. Nella figura successiva si riportano i risultati relativi a questo caso, si nota che la potenza del carico raggiunge il valore massimo velocemente e lo mantiene, mentre l'angolo tra primario e secondario varia complessivamente come una retta, data la differenza costante tra i valori di frequenza. (Fig. 5.6).

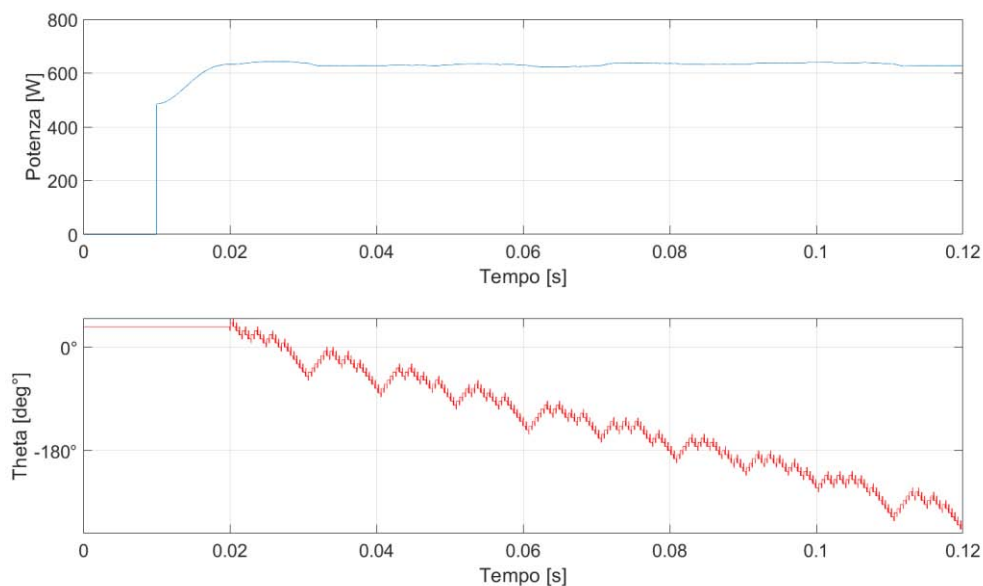


Fig. 5.6: Sincronizzazione tra primario e secondario funzionanti a frequenza diversa.

Nel caso precedente l'errore della frequenza è costante, il ritardo che il raddrizzatore deve applicare per mantenere la tensione e la corrente in fase varia linearmente in funzione della differenza tra le due pulsazioni angolari. In questa eventualità è possibile impostare un controllo che vari a sua volta linearmente il ritardo, oppure, se possibile, effettuare una correzione della frequenza.

Tuttavia non è detto che l'errore resti costante, la frequenza potrebbe cambiare, ad esempio per variazioni di temperatura dei componenti. Per valutare il funzionamento del controllo in questi casi, si è realizzata una simulazione nella quale il raddrizzatore riceve un riferimento inizialmente ad una frequenza maggiore di 100 ppm e, dopo 120 ms (6 periodi delle grandezze di rete), termina con un errore opposto, ovvero da 85,0085 kHz fino a 84,9915 kHz variando linearmente. Il risultato viene riportato in figura 5.7.

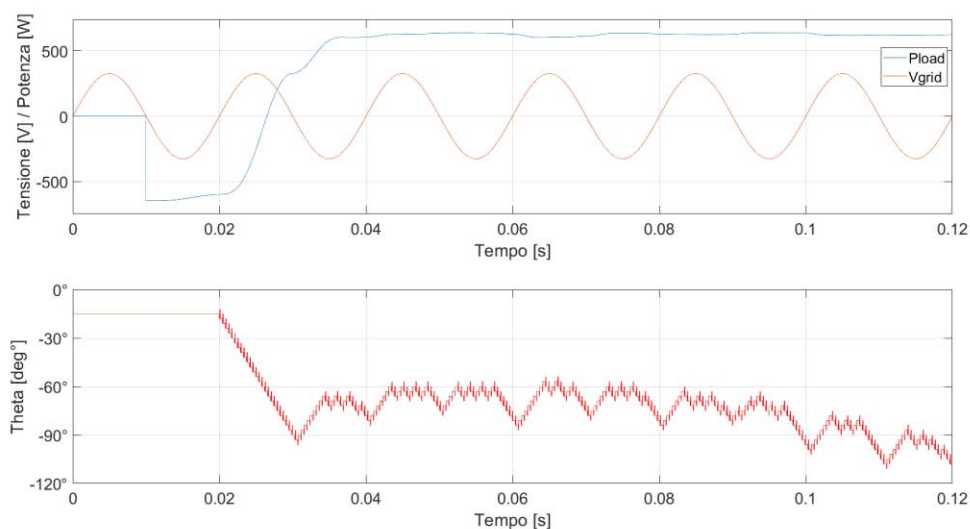


Fig. 5.7: Potenza e azione del controllo di sincronizzazione nel caso a frequenza variabile.

In questa figura si nota che il valore iniziale di sfasamento causa un flusso di potenza negativo, quando il controllo interviene la potenza raggiunge il massimo positivo nel tempo di un periodo della tensione di rete. Complessivamente l'angolo  $\vartheta$  ha un andamento crescente fintanto che la frequenza del raddrizzatore è superiore al valore nominale. Al raggiungimento del tempo di 60 ms dall'inizio, ovvero quando il raddrizzatore inizia ad essere pilotato da un riferimento più lento di 85 kHz, il controllo inizia a diminuire il ritardo per mantenere la potenza al massimo. Si può anche notare, come nel caso precedente, che l'angolo tra primario e secondario ha dei picchi relativi in prossimità della tensione di rete. Questo perché il controllo rileva un iniziale abbassamento e un successivo innalzamento della potenza.



In seguito si riportano le correnti di rete e di carico (Fig. 5.8). Si nota come il contenuto armonico sia leggermente peggiorato rispetto al caso isocrono di figura 5.2, questo a causa della fase tra tensione e corrente che continua a variare.

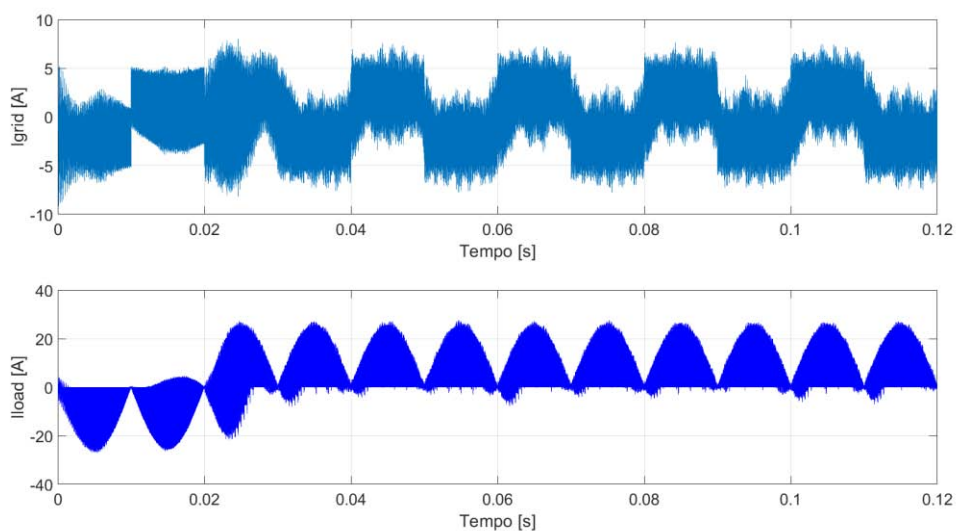


Fig. 5.8: Corrente di rete e corrente del carico a seguito della sincronizzazione a frequenza variabile.

Questo controllo garantisce una buona sincronia tra il primario e il secondario anche quando le due frequenze di pilotaggio sono diverse, e permette di raggiungere il funzionamento corrispondente alla massima potenza in un tempo corrispondente a circa un periodo della tensione di rete senza interferire nella regolazione della potenza data dal phase shift delle gambe del raddrizzatore.



## 6. Qualità del contenuto armonico

Per l'utilizzo di un convertitore statico è necessario che nel funzionamento esso non causi dei disturbi in rete. Questo si traduce principalmente nel mantenere la corrente assorbita sinusoidale e priva di armoniche con frequenza superiore a quella di rete.

In questo capitolo si affronta la qualità del segnale all'ingresso del convertitore, in primo luogo si analizza la corrente assorbita nel normale funzionamento e si analizza un metodo per migliorarne il contenuto armonico. In seguito si completa il procedimento con l'inserimento di filtri per eliminare le armoniche rimaste ad alte frequenze.

### 6.1 Analisi armonica della corrente

La forma d'onda della corrente senza alcun tipo di controllo è caratterizzata da un notevole contenuto armonico. Queste condizioni corrispondono a secondario funzionante come un raddrizzatore a diodi e primario nel quale gli switch commutano per formare un'onda di phase shift di massima ampiezza, quindi in onda quadra. In figura 6.1 si evidenziano i fenomeni associati a questi vincoli di funzionamento, dei quali si discute nei prossimi paragrafi.

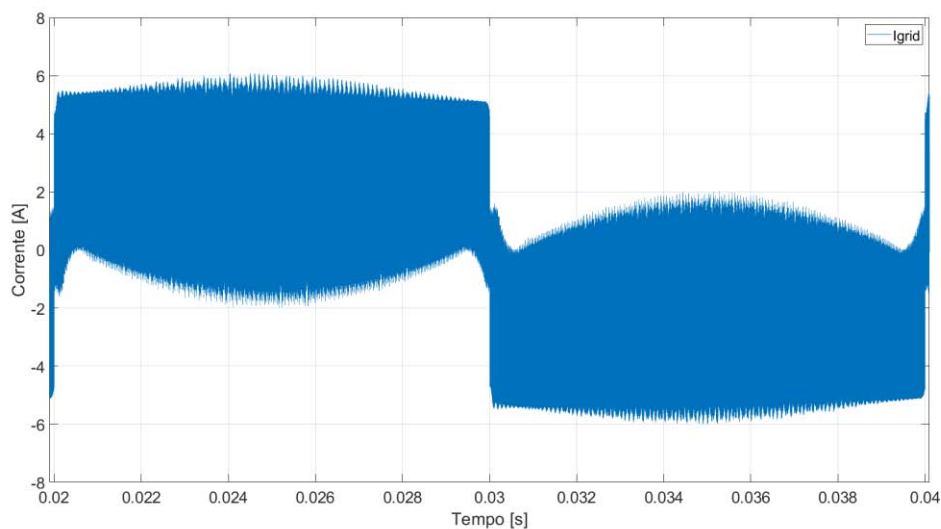


Fig. 6.1: Corrente assorbita nel normale funzionamento del convertitore.

La corrente presenta un andamento ed uno spettro assimilabile a quello di un'onda quadra assieme ad una componente a frequenza doppia rispetto a quella di riferimento.

Per questo motivo le componenti indesiderate sono sia quelle dispari alle basse frequenze, sia quelle nell'intorno di 170 kHz.

Un fenomeno importante da osservare è quello riguardante gli istanti in cui la corrente è in opposizione di fase rispetto alla tensione. Questo è particolarmente accentuato nelle zone centrali delle semionde, dove si rilevano valori consistenti di questi picchi di corrente. Questo fatto è dovuto alla topologia del sistema, ed è quindi un funzionamento intrinseco del convertitore, ma pur sempre indesiderato. In figura 6.2 se ne evidenzia l'origine, si può infatti notare che quando si commuta la tensione  $V_{ab}$  di alimentazione del circuito risonante, la corrente circolante non è nulla e quindi quella di rete inizia la propria oscillazione da un valore negativo.

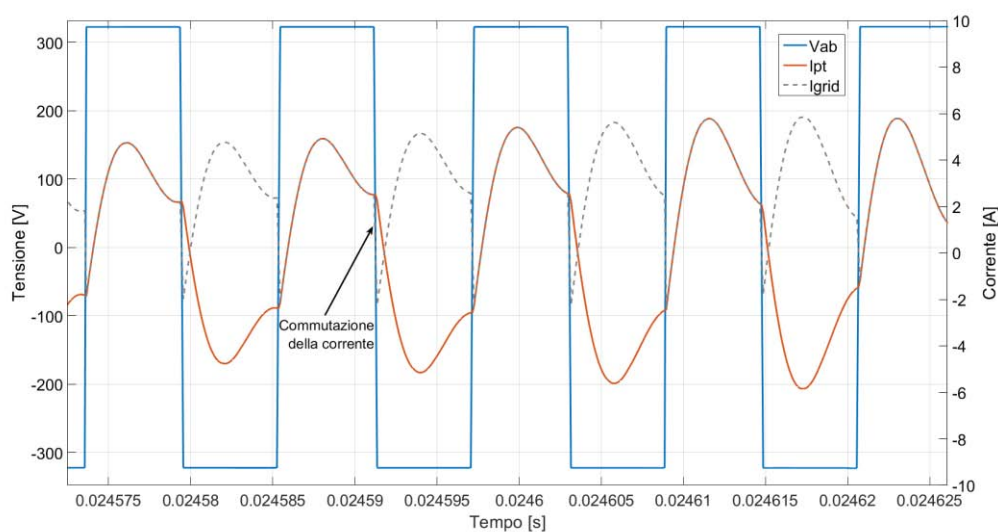


Fig. 6.2: Picchi in opposizione di fase della corrente di rete a seguito delle commutazione dell'inverter.

I picchi si verificano in quanto la corrente oscilla attorno ad un valore diverso da zero quando il circuito è alimentato dalla rete. Quando non si riduce il tempo di alimentazione, la corrente riprende la naturale oscillazione attorno al valore nullo, come mostrato in figura 6.3, nella quale si applica phase shifting al primario.

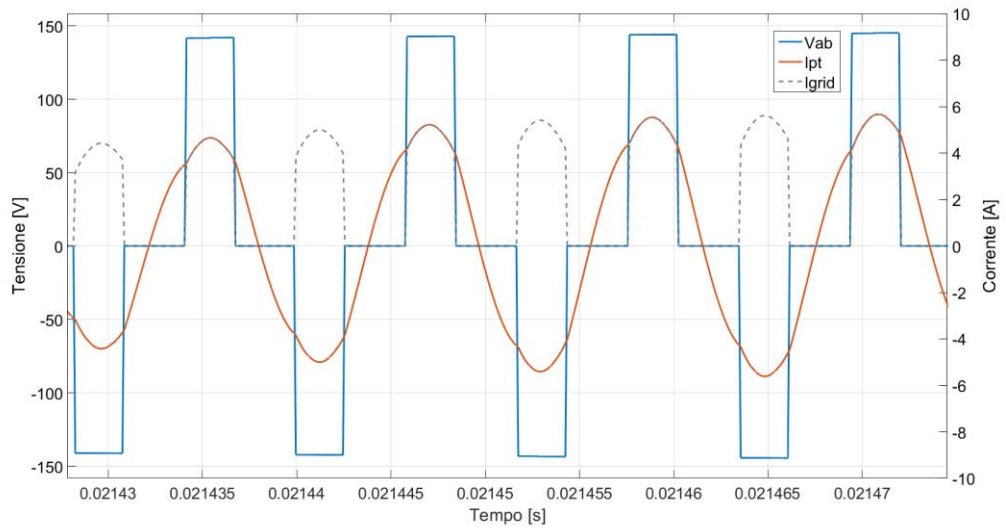


Fig. 6.3: Correnti del circuito risonante e di rete con controllo di phase shift al primario.

## 6.2 Cancellazione delle armoniche di bassa frequenza

Le armoniche di bassa frequenza sono quelle tipiche di un'onda quadra come viene raffigurato in figura 6.4, corrispondente alla corrente di figura 6.1 e quindi in assenza di controlli.

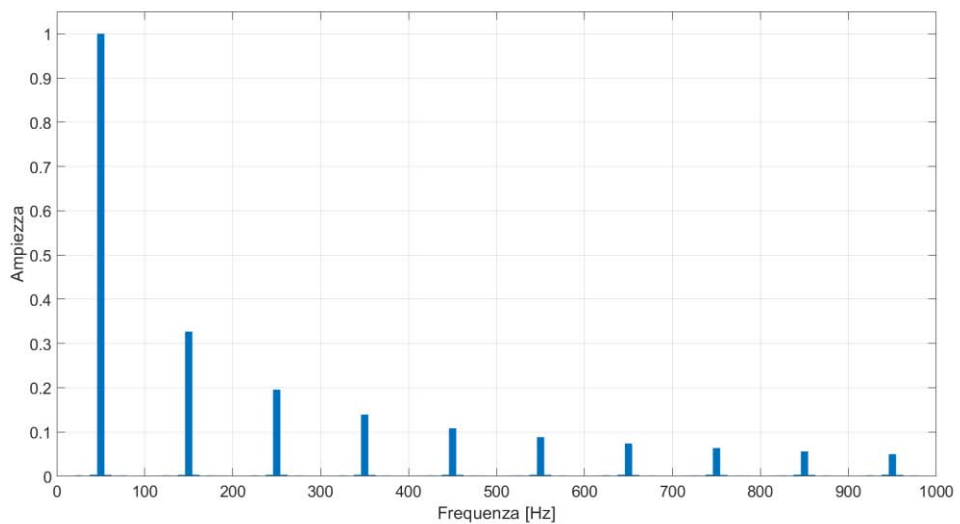


Fig. 6.4: Spettro armonico di bassa frequenza della corrente di rete senza controllo.

Servendosi della tecnica del phase shift al primario è possibile utilizzare questo grado di libertà per correggere ed eliminare queste armoniche. Variando dinamicamente l'ampiezza della tensione  $V_{ab}$  prodotta dall'inverter, è possibile controllare il flusso della corrente. Se gli impulsi di tensione hanno una breve durata, allora il valore efficace della corrente risulta modesto, mentre quando la tensione rimane ad un valore alto più a lungo, la corrente aumenta. Secondo questo principio è possibile controllare il primario in modo da realizzare un phase shift con un ritardo di ampiezza variabile, mantenendo la frequenza di controllo di 85 kHz.

Il segnale ideale per determinare l'ampiezza degli impulsi di tensione è una senoide, in questo modo si ottiene una corrente di rete a sua volta sinusoidale. In prossimità degli zeri della tensione di rete gli impulsi hanno breve durata, la quale aumenta con andamento sinusoidale fino alla parte centrale della semionda, dove il funzionamento è essenzialmente ad onda quadra. La corrente risultante è mostrata in figura 6.5, dove si riporta il confronto con l'angolo  $\varphi_1$  non controllato e controllato attraverso il phase shift ad ampiezza sinusoidale.

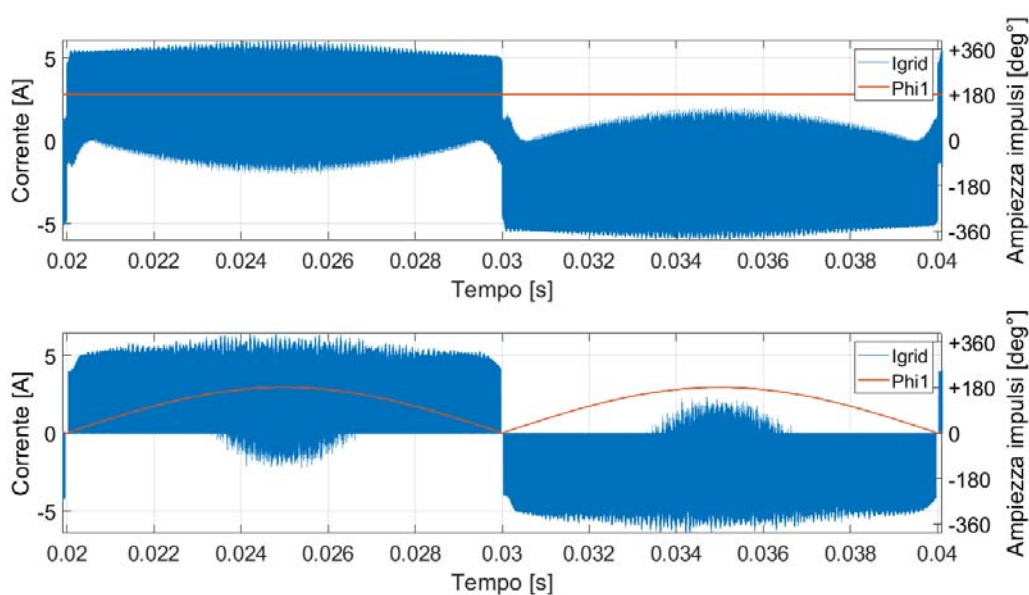


Fig. 6.5: Confronto tra corrente di rete con e senza controllo dell'angolo di phase shift al primario.

Lo spettro armonico risulta il seguente (Fig. 6.6), dove si può notare come le componenti di bassa frequenza sono state eliminate ad eccezione della terza armonica che resta con ampiezza di circa 15% rispetto alla fondamentale, tuttavia rimangono i contributi ad alta frequenza di valori non trascurabili.

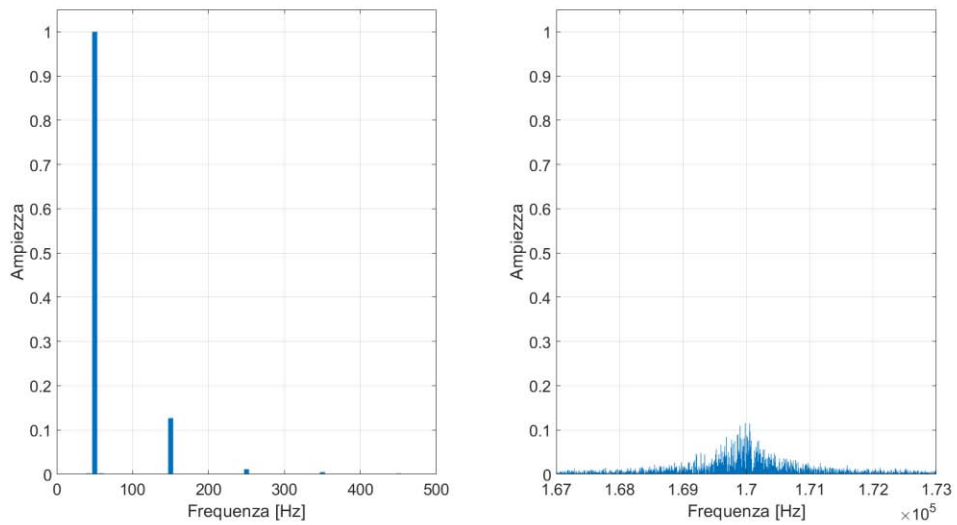


Fig. 6.6: Spettro armonico della corrente di rete con controllo sinusoidale dell'angolo di phase shift.

Anche con questo tipo di controllo si presentano dei picchi di corrente di verso opposto quando l'ampiezza degli impulsi di tensione è sufficientemente grande (Fig. 6.5). Considerando le conclusioni dei paragrafi precedenti, e che questo fenomeno si presenta in prossimità del funzionamento in onda quadra, è possibile limitarne l'evenienza modificando la regolazione. Se si limita l'ampiezza della sinusoide che determina il phase shift al primario, è possibile evitare la formazione di questi picchi di corrente. Nel dettaglio essi si formano quando l'angolo è di circa  $150^\circ$ , per cui è possibile, ad esempio, ridurre l'ampiezza complessiva della sinusoide del 20%. Si riporta l'esito dell'impiego della sinusoide ridotta in figura 6.7, in confronto al caso precedente.

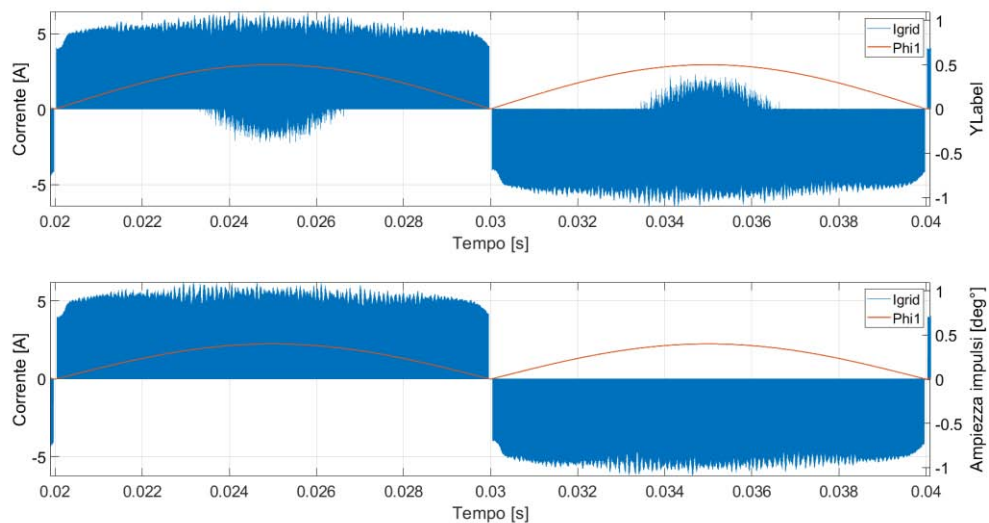


Fig. 6.7: Confronto tra corrente di rete con controllo sinusoidale e controllo ad ampiezze ridotte.

L'utilizzo di questo criterio non comporta un sostanziale cambiamento del contenuto armonico, e la potenza trasmessa è diminuita di pochi punti percentuali.

### 6.3 Filtraggio delle componenti di alta frequenza

Per l'inserzione in rete è fondamentale rimuovere anche le armoniche ad alta frequenza, queste sono generalmente semplici da eliminare posizionando un filtro sulla connessione lato rete.

Nel normale funzionamento il convertitore scambia potenza tra primario e secondario con un segnale a 85 kHz, che si traduce in armoniche a frequenza doppia nella corrente in ingresso. La presenza di queste componenti è necessaria per il corretto funzionamento, per tale motivo il convertitore non può essere direttamente collegato ad un'induttanza, in quanto essa si opporrebbe ad una circolazione di corrente così rapidamente variabile. Pertanto all'ingresso del sistema si deve inserire un condensatore.

Il filtro qui utilizzato è di tipo LC, l'accordo va effettuato in funzione della frequenza di taglio e del fattore di merito Q. Minore è la frequenza, maggiore risulta l'efficacia del filtro, tuttavia è necessario un compromesso tra qualità del segnale e valori di induttanza e capacità realmente impiegabili. Considerazioni simili si possono fare al riguardo del fattore di merito, maggiore è quello scelto, migliore sarà il risultato. Lo schema del circuito al primario è mostrato in figura 6.8.



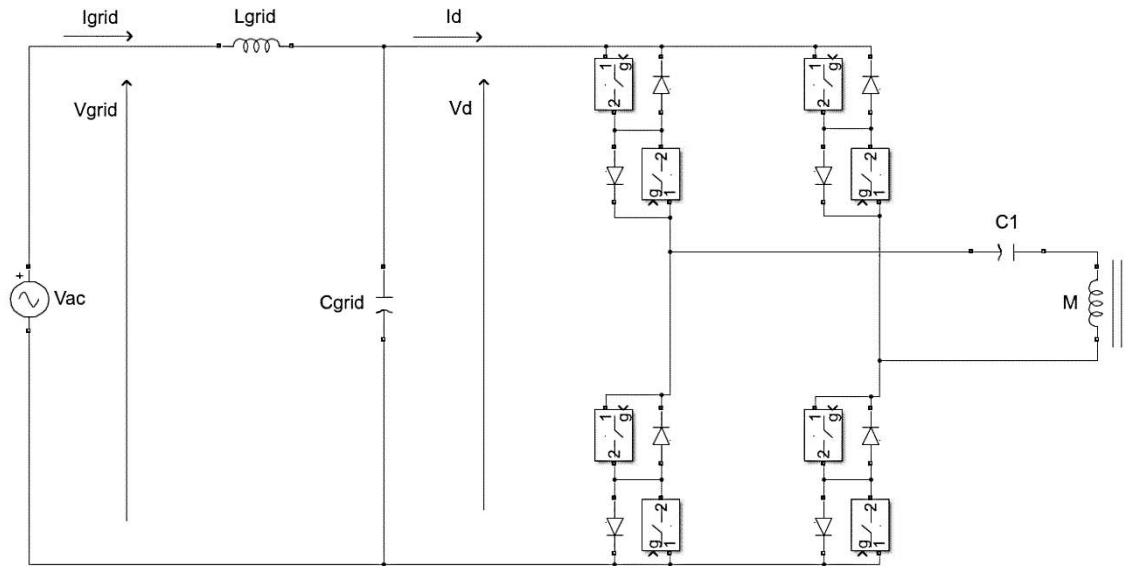


Fig. 6.8: Schema elettrico del primario con filtro LC lato rete.

A seguito di alcune iterazioni si è scelto di impostare la frequenza di taglio a 5 kHz, poiché per valori superiori il segnale risulta peggiore senza comportare un sostanziale miglioramento dei valori di induttanza e capacità di filtro. Il fattore di merito scelto è pari a 2, in questo caso aumentarlo comporta un aumento considerevole dell'induttanza, e quindi della caduta di tensione. Le formule utilizzate sono le seguenti.

$$\omega_{cut} = 2\pi F_{cut} \quad (6.1)$$

$$R = \frac{V_{ac}^2}{P_{load}} \quad (6.2)$$

$$L_{grid} = \frac{RQ}{\omega_{cut}} \quad (6.3)$$

$$C_{grid} = \frac{1}{RQ\omega_{cut}} \quad (6.4)$$

Pertanto i valori impostati sono i seguenti:

- Frequenza di taglio  $F_{cut} = 5$  kHz;
- Fattore di merito  $Q = 2$ ;
- Capacità di filtro  $C_{grid} = 1,54$   $\mu$ F;

- Induttanza di filtro  $L_{grid} = 0,65 \text{ mH}$ .

Il risultato del filtraggio è riportato in figura 6.9 (con  $I_d$  corrente in ingresso al convertitore e  $I_{grid}$  corrente di rete), dalla quale si osserva come le armoniche di alta frequenza sono del tutto rimosse dal segnale di rete. In particolare è ancora presente la terza armonica, di ampiezza 10% della fondamentale. Tuttavia è presente una oscillazione a 5 kHz dovuta alla frequenza di risonanza del filtro. Essendo questa un'armonica pari, può essere preferibile impostare il filtro ad una frequenza simile ma corrispondente ad un multiplo dispari di 50 Hz.

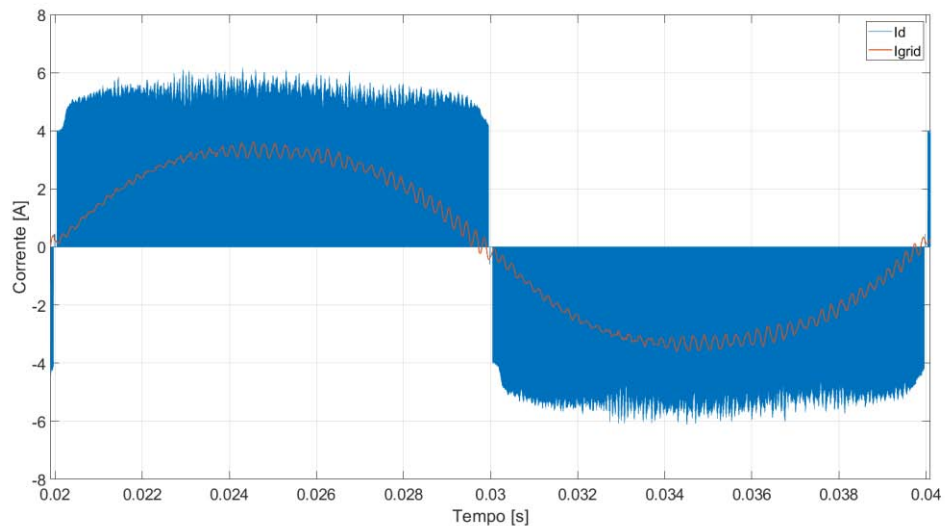


Fig. 6.9: Corrente di rete e corrente all'ingresso del convertitore con l'impiego di un filtro LC.

Un filtro di questo genere può causare una consistente caduta di tensione, proporzionale all'impedenza tra rete e convertitore. In questo caso particolare la caduta rilevata è inferiore ad 1 volt, ma ciò è dovuto alla modellizzazione del carico come generatore ideale e alla modesta potenza del sistema simulato. È possibile dimensionare il filtro anche in funzione di caduta di tensione e ripple di corrente. In questo caso si sceglie di realizzare un filtro a T pur mantenendo un condensatore all'ingresso del sistema come ad esempio in figura 6.10.

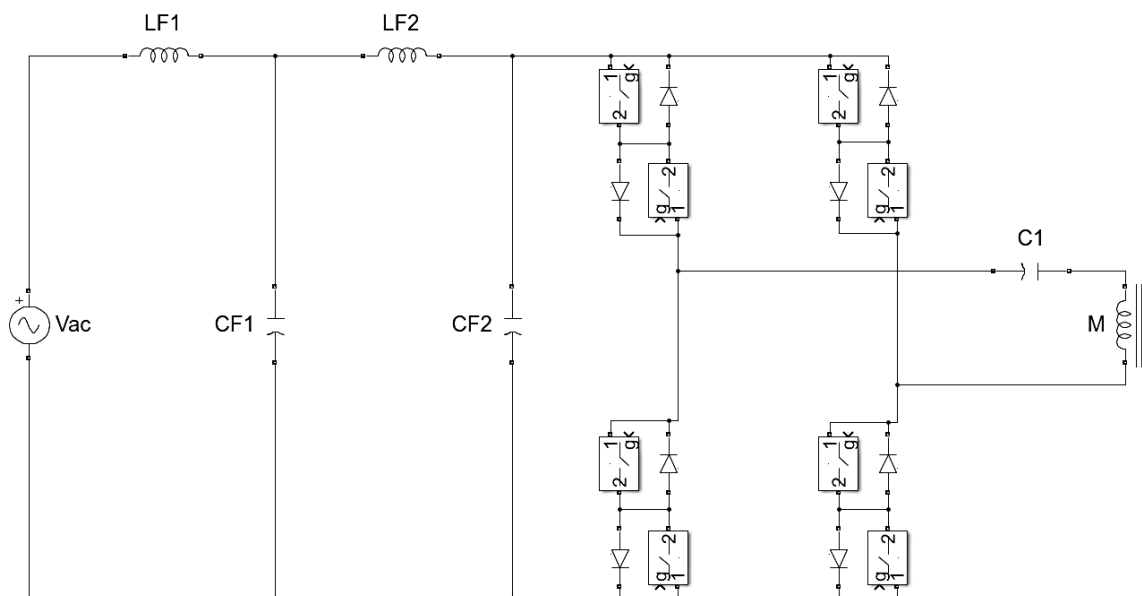


Fig. 6.10: Schema elettrico del primario con filtro alternativo.

Le formule utilizzate per ricavare le grandezze del filtro T sono le seguenti:

$$LF1 = \frac{\Delta V_{max}}{F_{res} i_{ripple}} \vartheta \quad (6.5)$$

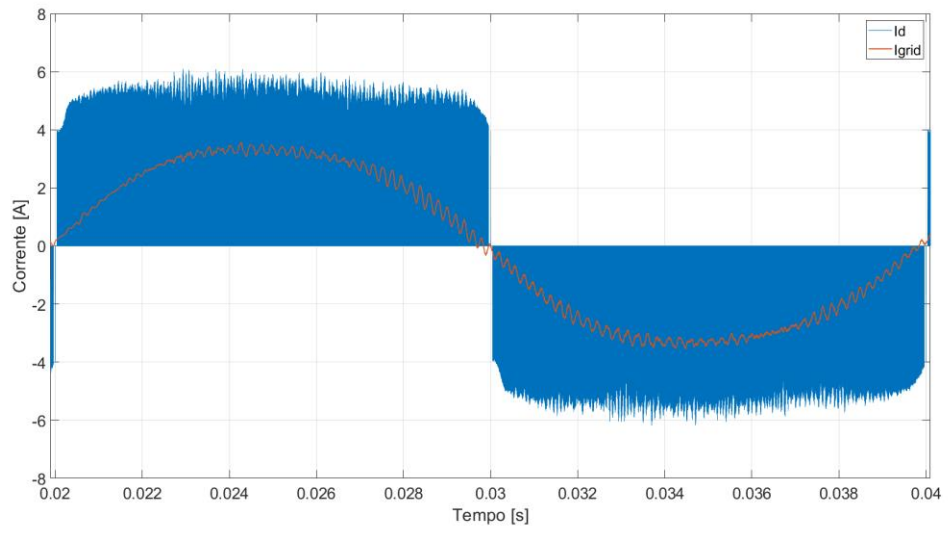
$$CF1 = \frac{Q}{V_{AC}^2 \omega} \quad (6.6)$$

$$LF2 = k LF1 \quad (6.7)$$

Dove  $\Delta V_{max}$  è la caduta di tensione massima ammessa,  $F_{res}$  la frequenza di risonanza,  $i_{ripple}$  il ripple di corrente,  $\vartheta$  l'ampiezza degli impulsi,  $Q$  la potenza reattiva, stimata come frazione di quella attiva, e  $k$  il rapporto tra le induttanze di filtro, tipicamente 0,1. A seguito di diverse iterazioni per realizzare un buon compromesso tra qualità del segnale e caduta di tensione, è stato impostato  $CF2$  pari a  $C_{grid}$  del caso precedente mentre gli valori sono i seguenti:

- Capacità  $CF1 = 0,3 \mu F$ ;
- Capacità  $CF2 = 1,54 \mu F$ ;
- $LF1 = 54 \mu H$ ;
- $LF2 = 540 \mu H$ .

Con un induttanza complessiva, ridotta del 10% e una qualità del segnale paragonabile al risultato precedente (Fig. 6.11).



*Fig. 6.11: Corrente di rete e all'ingresso del convertitore con un filtro di tipo T.*

## 7. Conclusioni

Lo scopo di questo studio è stato quello di realizzare un modello di convertitore diretto ac-ac monofase per la ricarica *wireless* dei veicoli elettrici. Questo con l'obiettivo di evitare lo stadio di raddrizzamento tra la rete e il circuito risonante. In primo luogo si è motivata la scelta della topologia valutando diverse proposte presenti nella letteratura scientifica. I fattori tenuti in considerazione sono la possibilità di regolazione autonoma della potenza da parte del veicolo e la possibilità di flusso energetico bidirezionale. Queste caratteristiche sono state verificate tramite delle simulazioni su MATLAB-Simulink. Successivamente sono state affrontate le criticità dovute alla conversione da bassa ad alta frequenza.

Si è sviluppato un algoritmo di controllo che sincronizza il funzionamento tra primario e secondario, sia in assenza di riferimento comune, sia in presenza di eventuali errori nella frequenza di controllo. Esso consiste in un controllo del ritardo di azione tra l'inverter al primario e il raddrizzatore controllato nel secondario, in modo che la tensione del carico e la corrente indotta dal circuito risonante ricevente siano e restino in fase. Il sistema sviluppato effettua un controllo perturba e osserva della potenza trasferita al carico, che ha permesso il funzionamento nel punto di lavoro associato alla massimo trasferimento energetico oltre che alla sincronizzazione tra le commutazioni di inverter e raddrizzatore.

La corrente assorbita all'ingresso del convertitore è caratterizzata da un sostenuto contenuto armonico, per questo motivo nell'ultimo capitolo si è affrontato questo problema. In principio si è realizzato un sistema di controllo del primario che permette l'eliminazione delle armoniche a bassa frequenza, tipiche di un'onda quadra. Ciò è stato possibile impiegando la tecnica del phase shifting tra le gambe dell'inverter applicando un angolo di sfasamento variabile con ampiezza sinusoidale. Inoltre la conversione diretta ac-ac causa la presenza di armoniche ad elevata frequenza nella corrente assorbita, queste sono fondamentali per lo scambio della potenza. Per tale motivo non è possibile installare una semplice induttanza di filtro, si è quindi progettato un LC per rendere sinusoidale la corrente di rete, dimostrando la possibilità di realizzare il convertitore, quantomeno a livello prototipale.

Come ulteriori sviluppi e continuazioni di questa tesi, è possibile valutare il comportamento del convertitore con un carico che modelli una batteria e sviluppare un controllo per la regolazione della potenza trasferita. Inoltre è possibile verificare il comportamento con diverse topologie di compensazione per i circuiti risonanti, con particolare attenzione alla corrente di risonanza e alla possibilità di operare con commutazioni *soft*.



## 8. Ringraziamenti

Devo una serena conclusione del mio percorso di studi al Professor Manuele Bertoluzzo, che ringrazio in particolar modo per la grande libertà che mi ha lasciato nell'affrontare questo argomento di tesi, e per la sempre immediata disponibilità nel risolvere i miei dubbi e indecisioni.

Ringrazio mia sorella Stefania e mio fratello Tommaso per i piccoli e ben accetti consigli e soprattutto per la pazienza dimostrata nel sostenermi. Non posso che terminare se non ringraziando anche Federico e Francesco, che non hanno mai mancato di alleviarmi questi anni di studi con la loro amicizia e allegria.





# Bibliografia

- [1] M.P. Kazmierkowski, A.J. Moradewicz, «Unplugged But Connected: Review of Contactless Energy Transfer Systems,» *IEEE Ind. Electron*, vol. 6, n. 4, pp. 47-55, May 2012.
- [2] Hao Leo Li, Aiguo Patrick Hu, and Grant Anthony Covic, «Primary Current Generation for a Contactless Power Transfer System Using Free Oscillation and Energy Injection Control,» *Journal of Power Electronics*, vol. 11, n. 3, 2011.
- [3] Masood Moghaddami, Arif Sarwat, «Self-Tuned Single-Phase AC-AC Converter for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems,» *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, 2017.
- [4] Masood Moghaddami, Aditya Sundararajan, Arif I. Sarwat, «A Self-tuning Variable Frequency Control for Multi-level Contactless Electric Vehicle Charger,» *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, 2016.
- [5] Masood Moghaddami, Arash Anzalchi, Arif I. Sarwat, «Single-Stage Three-Phase AC-AC Matrix Converter for Inductive Power Transfer Systems,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016.
- [6] Giuseppe Buja, Manuele Bertoluzzo, Kishore N. Mude, «Design and Experimentation of WPT Charger for Electric City-Car,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015.
- [7] Duleepa J. Thrimawithana, Udaya K. Madawala, «A Novel Matrix Converter based Bi-directional IPT Power Interface for V2G Applications,» *IEEE International Energy Conference*, 2010.
- [8] Suwendu Samanta, Akshay Kumar Rathore, «A New Inductive Power Transfer Topology Using Direct AC-AC Converter With Active Source Current Waveshaping,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n. 7, 2018.
- [9] D.S.B. Weerasinghe, U.K. Madawala, D.I. Thrimawithana, D.M. Vilathgamuwa, «A Three-Phase to Single-Phase Matrix Converter based Bi-Directional IPT System for Charging Electric Vehicles,» 2013.
- [10] U. K. M. Duleepa J. Thrimawithana, «A Novel Matrix Converter based Bi-directional IPT Power Interface for V2G Applications,» *IEEE International Energy Conference*, 2010.