

**Alma Mater Studiorum – Università di Bologna**  
**Sede di Cesena**

---

**SECONDA FACOLTA' DI INGEGNERIA CON SEDE A CESENA**

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA  
ELETTRONICA E DELLE TELECOMUNICAZIONI  
PER LO SVILUPPO SOSTENIBILE**

**Tesi in Sistemi di Conversione dell'Energia Elettrica**

**ANALISI ED OTTIMIZZAZIONE DI UN  
CONVERTITORE MULTILIVELLO PER  
SISTEMI FOTOVOLTAICI MULTISTRINGA  
CONNESSI ALLA RETE**

Tesi di Laurea di:  
**ALBERTO SPAZZOLI**

Relatore:  
**GABRIELE GRANDI**

Correlatore:  
**DOMENICO CASADEI**

**Sessione III**

---

**Anno Accademico 2011-2012**



# Sommaro

<b>Introduzione .....</b>	<b>5</b>
<b>1 - Generalità sui sistemi fotovoltaici .....</b>	<b>7</b>
1.1 L'Energia Solare.....	7
1.1.1 Il Sole.....	7
1.1.2 La radiazione solare.....	8
1.2 La tecnologia fotovoltaica.....	12
1.2.1 L'effetto fotoelettrico .....	12
1.2.2 La cella fotovoltaica .....	13
1.2.3 Il generatore fotovoltaico .....	16
1.2.4 I vantaggi dei sistemi fotovoltaici .....	19
1.3 L'impianto fotovoltaico .....	20
1.3.1 Il generatore fotovoltaico .....	20
1.3.2 Il controllo della potenza .....	20
1.3.3 Tipologie di impianti – impianti grid-connected.....	21
1.3.4 Tipologie di impianti – impianti stand-alone .....	24
<b>2 - Principali tipologie di inverter</b>	
<b>e connessione dei convertitori alla rete elettrica.....</b>	<b>27</b>
2.1 Half-Bridge e Full-Bridge inverter .....	27
2.2 Inverter Multilivello .....	30
2.2.1 Diode-clamped Inverters .....	31
2.2.2 Flying Capacitor Inverters.....	33
2.2.3 Cascaded Inverters.....	35
2.3 Connessione degli inverter alla rete .....	37
2.3.1 Requisiti definiti dalla rete .....	37
2.3.2 Inverter per il fotovoltaico.....	37

<b>3 - Analisi di un inverter multilivello cascaded monofase con soluzioni di controllo innovative .....</b>	<b>41</b>
3.1 Inverter cascaded monofase e bilanciamento della potenza .....	41
3.1.1 Struttura dell'inverter con carico resistivo.....	41
3.1.2 Primo algoritmo di bilanciamento della potenza .....	45
3.1.3 Secondo algoritmo di bilanciamento della potenza .....	48
3.1.4 Terzo algoritmo di bilanciamento della potenza.....	51
3.2 Inverter cascaded monofase per la scarica di un plasma .....	56
3.2.1 La scarica di un plasma .....	57
3.2.2 Struttura del convertitore.....	58
3.2.3 Moduli dell'inverter .....	60
3.3 Inverter cascaded monofase grid-connected.....	64
3.3.1 Inverter a fase singola per la connessione in rete.....	64
3.3.2 Bilanciamento delle tensioni dc .....	71
3.3.3 Modulazione PWM .....	78
<b>4 - Analisi di un inverter trifase grid-connected di nuova concezione per applicazioni fotovoltaiche .....</b>	<b>85</b>
4.1 Inverter trifase grid-connected e tecniche di controllo .....	85
4.1.1 Inverter Trifase.....	85
4.1.2 Tecniche di controllo degli inverter trifase .....	87
4.1.3a Controllo rispetto a un sistema di riferimento sincrono .....	88
4.1.3b Controllo rispetto a un sistema di riferimento stazionario .....	89
4.1.3c Controllo rispetto a un sistema di riferimento trifase.....	90
4.2 Inverter trifase per applicazioni fotovoltaiche.....	91
4.2.1 Schema del convertitore .....	91
4.2.2 Dimensionamento dell'inverter e del campo fotovoltaico.....	94
4.2.3 Algoritmo di MPPT.....	98
4.2.4 Controllo del convertitore .....	103
4.2.5 Algoritmo di bilanciamento delle tensioni dc .....	106
4.2.6 Simulazione del convertitore in condizioni ideali.....	107
4.2.7 Il problema della disomogeneità delle sorgenti .....	111

---

4.2.7a Sbilanciamento tra le fasi.....	113
4.2.7b Sbilanciamento all'interno della stessa fase.....	115
4.2.7c Simulazione in condizioni sbilanciate .....	115
4.2.8 Simulazione del convertitore in condizioni reali.....	117
<b>Conclusioni .....</b>	<b>121</b>
<b>Appendice A - Tecniche di Modulazione .....</b>	<b>123</b>
A.1 Modulazione sinusoidal PWM.....	123
A.2 Selected Harmonic Elimination PWM.....	126
<b>Appendice B - Trasformate dei vettori di spazio di un sistema trifase .....</b>	<b>129</b>
B.1 Componenti Simmetriche nel dominio del tempo e della frequenza .....	129
B.2 Componenti $\alpha\beta 0$ nel piano di riferimento stazionario.....	130
B.3 Componenti dq0 nel piano di riferimento sincrono .....	131
<b>Bibliografia .....</b>	<b>133</b>



# Introduzione

---

I convertitori multilivello stanno riscontrando un notevole interesse in letteratura, in quanto riescono a gestire elevate tensioni e correnti tramite l'impiego di dispositivi che lavorano in media tensione, e che quindi risultano più efficienti ed economici rispetto ai sistemi tradizionali.

La massima potenza gestita dai convertitori ordinari è imposta da limiti di massima tensione e corrente sugli switch che compongono il dispositivo. In particolare, più è elevata la potenza che gli interruttori devono sopportare, minore sarà la frequenza di funzionamento.

Questo problema non è presente in ambito multilivello, in quanto la potenza totale del sistema viene frazionata tra i vari moduli del convertitore, che quindi possono essere realizzati attraverso dispositivi che lavorano in media tensione.

Gli inverter multilivello, oltre ad essere più economici rispetto ai convertitori tradizionali, riescono anche a generare forme d'onda con una minore distorsione armonica, grazie ai diversi livelli di tensione possibili e all'elevata frequenza di commutazione degli switch.

Tuttavia i metodi per il controllo dei convertitori multilivello risultano essere molto più complicati rispetto ai convertitori tradizionali, a causa dell'elevato numero di switch da pilotare.

Il lavoro di tesi qui presentato è stato sviluppato presso il Dipartimento di Ingegneria Elettrica e dell'Informazione (DEI) di Bologna. Il progetto iniziale prevedeva la realizzazione di un inverter multilivello modulare a 24 stadi per l'alimentazione della scarica di un plasma. Solo in un secondo momento si è deciso di analizzare il comportamento di tale convertitore anche in un ambito completamente diverso, quale la connessione di un campo fotovoltaico alla rete elettrica trifase. Si sono quindi ripartiti i 24 stadi in modo da ottenere una cascata di 8 moduli per ogni fase.

Il convertitore così ideato costituisce un inverter trifase multilivello di nuova concezione per applicazioni fotovoltaiche grid-connected.

Nella corso della tesi saranno quindi trattate problematiche relative al controllo di convertitori a più livelli di tipologia cascaded, che, grazie alla loro struttura modulare, sono potenzialmente adatti ad essere applicati in ambito fotovoltaico.

L'elaborato consiste in una prima sezione di stampo compilativo, volta a descrivere il funzionamento di una cella fotovoltaica e le più importanti tipologie di inverter multilivello, nonché i metodi e le norme per l'allacciamento dei convertitori alla rete elettrica.

La sezione principale, invece, tratta le fasi di analisi e sviluppo di inverter di tipologia cascaded, esaminando e proponendo soluzioni alle problematiche che affliggono i convertitori appartenenti a questa classe.

Saranno dapprima studiati dispositivi monofase sia in condizioni di carico resistivo che per l'allacciamento alla rete di un campo fotovoltaico, prestando in quest'ultimo caso particolare attenzione allo sviluppo di sistemi di controllo dedicati.

Si presenterà poi l'inverter cascaded a 24 stadi per l'alimentazione della scarica di un plasma realizzato dal Dipartimento di Ingegneria, esaminando in particolare la struttura hardware del dispositivo.

Infine si analizzeranno le modalità di collegamento di un convertitore alla rete elettrica trifase, e si proporrà un inverter trifase di nuova generazione per la connessione di un impianto fotovoltaico alla rete di distribuzione dell'energia.

Tutti i risultati esposti nell'elaborato saranno corredati da schemi circuitali e da simulazioni effettuate in Simulink, un ambiente di programmazione grafico associato a Matlab, particolarmente indicato per la realizzazione di schemi a blocchi di sistemi dinamici.

# Capitolo 1

## Generalità sui sistemi fotovoltaici

---

In questo capitolo si esporranno le principali caratteristiche dei sistemi fotovoltaici: si studieranno quindi le proprietà della radiazione solare, i metodi di conversione di tale forma di energia in energia elettrica, la realizzazione di moduli ed impianti fotovoltaici e le modalità di connessione alla rete di distribuzione dell'energia.

### 1.1 L'Energia Solare

#### 1.1.1 Il Sole

L'energia più diffusa sul nostro pianeta è quella che proviene dal Sole. E' infatti questa stella che invia sulla Terra un enorme flusso di radiazioni, le quali alimentano tutti i processi vitali, regolano il ciclo dell'acqua e originano i venti.

Questa quantità di energia è però molto superiore al fabbisogno dell'umanità: basti pensare che ogni giorno il Sole invia sulla Terra una quantità di energia trenta volte superiore a quella consumata dalla popolazione mondiale in un anno.

Tale energia viene emessa dai processi di fusione all'interno del nucleo, e si propaga con simmetria sferica nello spazio, fino a raggiungere la Terra, la quale riceve, alla fascia esterna dell'atmosfera, una potenza di circa  $1367 \text{ W/m}^2$  (definita costante solare).

La potenza totale che investe il nostro pianeta è pari al prodotto tra l'area della faccia della Terra esposta al Sole e la costante solare, circa  $174 \cdot 10^{15} \text{ W}$ .

Tuttavia, a causa dei fenomeni di riflessione e assorbimento da parte dell'atmosfera e delle nubi, la quantità di energia che arriva al suolo è solo il 51% di quella totale, e quindi raggiunge la superficie esposta al Sole una potenza teorica di 89000 TW (figura 1).

Nel 2008 il Dipartimento dell'Energia degli Stati Uniti ha stimato il consumo mondiale di potenza, il quale è risultato essere circa pari a 16,4 TW. Si può quindi facilmente concludere come l'energia inviata dal Sole sul nostro pianeta sia molto superiore al fabbisogno dell'umanità.

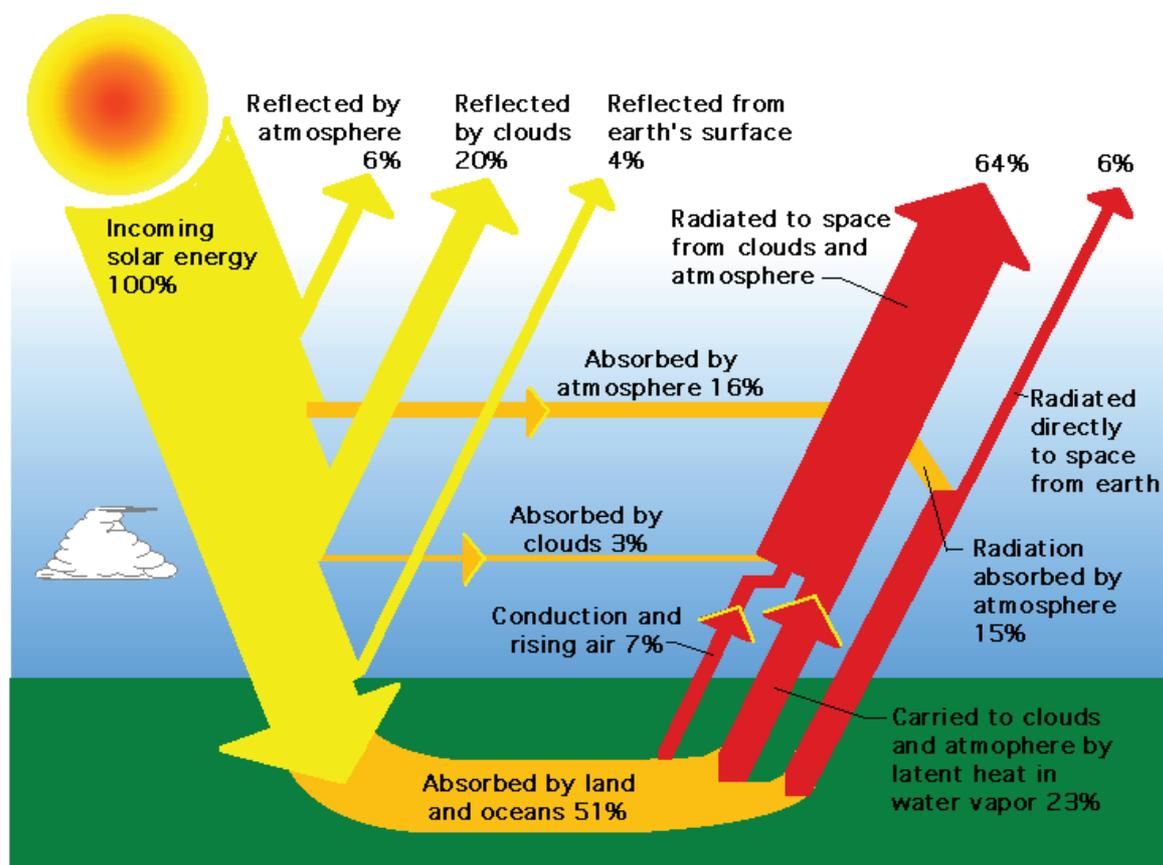


Figura 1: Bilancio di energia della Terra

### 1.1.2 La radiazione solare

Per radiazione solare si intende l'energia elettromagnetica emessa dal Sole come risultato dei processi di fusione dell'idrogeno in esso contenuto.

La radiazione solare non è concentrata su una sola frequenza, ma è distribuita su un ampio spettro assimilabile a quello del corpo nero ad una temperatura di 5777 gradi

Kelvin (figura 2). E' possibile dividere lo spettro della radiazione solare in cinque diverse regioni, a seconda della lunghezza d'onda:

- Ultravioletto, da 100 nm a 400 nm;
- Visibile, da 400 nm a 780 nm, è l'intervallo di lunghezze d'onda visibile all'occhio umano, in cui è contenuta gran parte dell'energia proveniente dal Sole;
- Infrarosso, da 780 nm a 1mm;

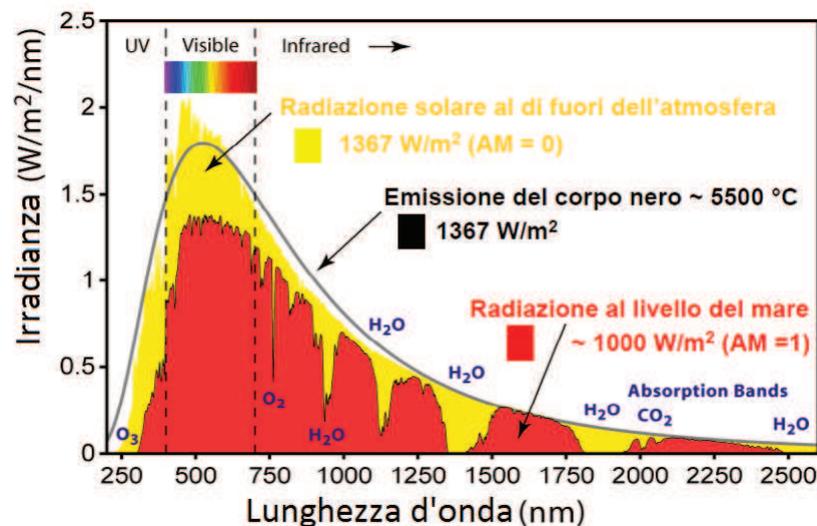


Figura 2: Spettro della radiazione solare

L'area dello spettro rappresenta la potenza che raggiunge l'atmosfera terrestre, la quale, come già detto nel paragrafo precedente, è pari a  $1367 \text{ W/m}^2$ .

L'atmosfera e i gas presenti al suo interno eseguono un filtraggio dello spettro della radiazione solare, causando una diminuzione della potenza che arriva effettivamente sulla superficie del nostro pianeta. A livello del suolo, infatti, giungono, in condizioni di giornata serena e Sole allo zenit, circa  $1000 \text{ W/m}^2$ .

Considerando una superficie inclinata rispetto al suolo (figura 3), le componenti della radiazione solare raccolta sono essenzialmente tre:

- la radiazione diretta, la quale colpisce la superficie con un unico e definito angolo di incidenza;
- la radiazione diffusa, che raggiunge il suolo da tutte le direzioni, in quanto è generata nello strato atmosferico a causa dello scattering subito dalla radiazione incidente;

- la radiazione riflessa dal terreno o da altre superfici circostanti, che dipende dall'inclinazione della superficie di riferimento e dalle proprietà riflettenti del terreno;

La radiazione globale è data dalla somma dei contributi relativi alle componenti diretta, diffusa e riflessa, e dipende:

- dalle condizioni meteorologiche ed atmosferiche;
- dall'angolo di inclinazione della superficie di raccolta rispetto al piano orizzontale;
- dalla presenza di superfici riflettenti;

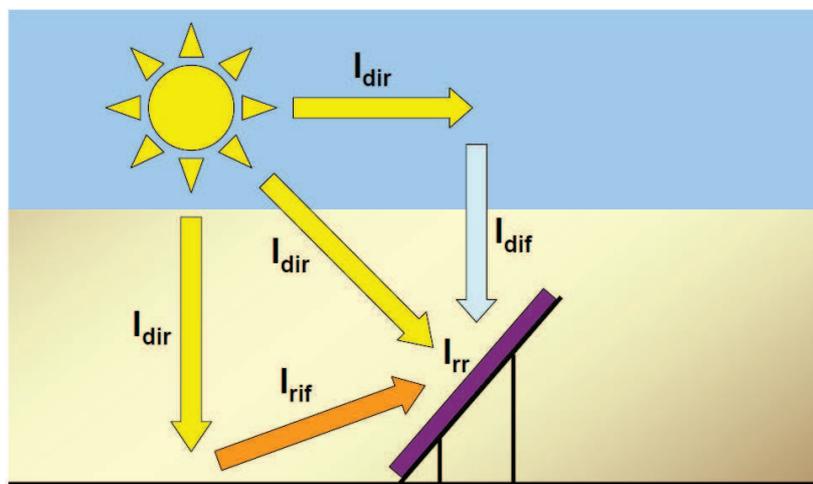


Figura 3: Radiazione solare raccolta da una superficie inclinata

Un dispositivo capace di catturare la radiazione solare per convertirla in una forma di energia utilizzabile, renderà quindi disponibile energia in funzione di due fattori: l'angolo con cui la radiazione arriva sulla superficie considerata e lo spessore di atmosfera attraversato dai raggi solari (che incide sull'azione di filtraggio da parte dell'atmosfera stessa).

Entrambi questi elementi sono raccolti nell'Air Mass, che, definito come l'inverso del coseno dell'angolo di inclinazione del sole rispetto allo zenith, indica la massa d'aria che la radiazione solare deve attraversare prima di giungere al suolo.

La condizione ottimale per la conversione della radiazione in energia elettrica si ha quando la superficie di raccolta è orientata a sud (angolo di azimut), con un angolo di tilt (o di inclinazione) prossimo alla latitudine del sito di installazione.

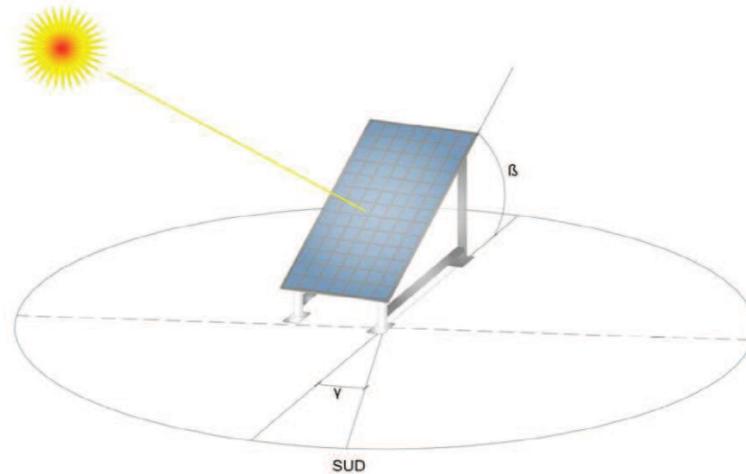


Figura 4: Angolo di azimut ( $\gamma$ ) e angolo di tilt ( $\beta$ ) di una superficie di raccolta della radiazione solare

Per valutare le prestazioni e la convenienza di un impianto fotovoltaico, esistono delle mappe, dette mappe solari isoradiative, che indicano, in funzione dell'inclinazione del dispositivo che cattura la radiazione, la distribuzione sul territorio dei valori medi di insolazione nell'arco dell'anno misurati in kWh/m<sup>2</sup>.

Per quanto riguarda l'Italia, si hanno regimi solari medio-alti, con forte variabilità tra regioni settentrionali e meridionali.



Figura 5: mappa solare isoradiativa dell'Italia

## 1.2 La tecnologia fotovoltaica

### 1.2.1 L'effetto fotoelettrico

Il principio su cui si basa la conversione della radiazione solare in una corrente di elettroni è l'effetto fotoelettrico.

La corretta interpretazione del fenomeno fu data da Albert Einstein nel 1905 (teoria che gli valse il Nobel nel 1921), anche se l'effetto fotoelettrico era già noto dalla seconda metà del XIX secolo.

Nella sua teoria, Einstein dichiara che una qualunque superficie colpita da radiazione elettromagnetica emette elettroni:

- la cui energia è indipendente dall'intensità della radiazione e dipende solo dalla sua frequenza;
- la cui intensità (numero di elettroni) dipende dall'intensità della radiazione incidente.

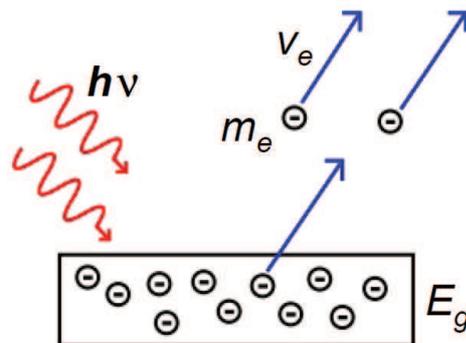


Figura 6: l'effetto fotoelettrico

Essendo la radiazione elettromagnetica quantizzata in fotoni di energia  $E=hf$  (dove  $h$  è la costante di Planck e  $f$  è la frequenza della radiazione incidente), è possibile eseguire il bilancio energetico del sistema in figura 6:

$$\frac{1}{2}m_e v_e^2 = hf - E_g$$

dove  $E_g$  è il gap energetico presente tra la banda di valenza e la banda di conduzione del materiale di cui è composta la superficie in oggetto.

Per liberare elettroni è quindi necessario che sia verificata la seguente condizione:

$$h\nu - E_g > 0$$

che si traduce in una condizione sulla lunghezza d'onda della radiazione incidente:

$$\lambda < \frac{h \cdot c}{E_g}$$

dove  $c$  è la velocità della luce.

Utilizzando quindi materiali con un gap energetico piccolo, si riesce a sfruttare maggiormente la radiazione incidente, emettendo più elettroni e convertendo una maggiore quantità di energia elettromagnetica in energia elettrica.

### 1.2.2 La cella fotovoltaica

La cella fotovoltaica sfrutta l'effetto fotoelettrico per convertire la radiazione solare in energia elettrica. È costituita da una sottile lamina di materiale semiconduttore (solitamente silicio), che, quando viene colpita da un fotone con sufficiente energia, crea una coppia di cariche elettriche di segno opposto (coppia elettrone-lacuna) al suo interno.

Per generare una corrente elettrica, è però necessario che ai capi del materiale vi sia una differenza di potenziale tale da separare le due cariche.

Ciò avviene grazie al drogaggio del materiale semiconduttore: se il materiale in oggetto è il silicio, introducendo atomi di fosforo si ottiene la formazione del silicio di tipo "n" (con una densità di elettroni liberi superiore alla norma), mentre introducendo atomi di boro, si ottiene il silicio di tipo "p" (in cui le cariche libere in eccesso sono di segno positivo).

Si realizza così una giunzione p-n, nella cui zona di contatto vi è un forte campo elettrico, il quale separa le cariche foto generate. Tali portatori danno luogo ad una corrente quando il dispositivo è connesso ad un carico, come in figura 7.

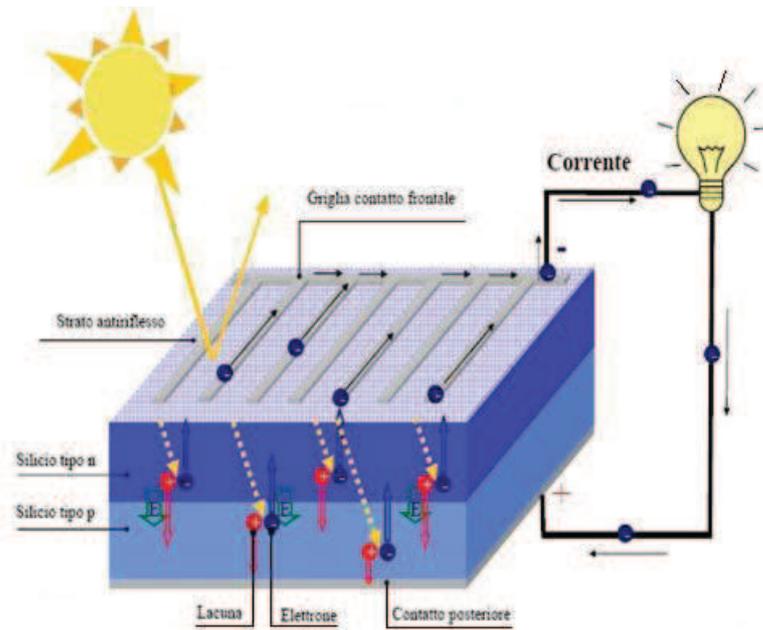


Figura 7: funzionamento della cella fotovoltaica

L'efficienza di conversione di celle commerciali al silicio è solitamente compresa tra il 12% e il 17%. Il motivo per cui questo valore non è molto elevato è dovuto a molteplici fattori:

- non tutti i fotoni posseggono energia sufficiente a generare una coppia elettrone-lacuna;
- l'eccesso di energia dei fotoni non viene convertito in energia elettrica ma viene dissipato in calore;
- alcuni fotoni vengono riflessi dalla superficie della cella;
- una parte delle coppie elettrone-lacuna foto generate si ricombina all'interno della cella;
- la corrente prodotta è soggetta a perdite.

Sono state fabbricate anche celle ad elevate prestazioni, come ad esempio le celle multigiunzione, che utilizzano diversi strati di materiali semiconduttori in modo da assorbire in maniera ottimale ogni componente dello spettro della radiazione solare. L'efficienza di conversione (in condizioni ideali) può anche superare il 43%, ma i costi di produzione risultano molto più elevati che nel caso tradizionale.

Per descrivere al meglio la cella fotovoltaica è utile costruire un circuito equivalente (figura 8):

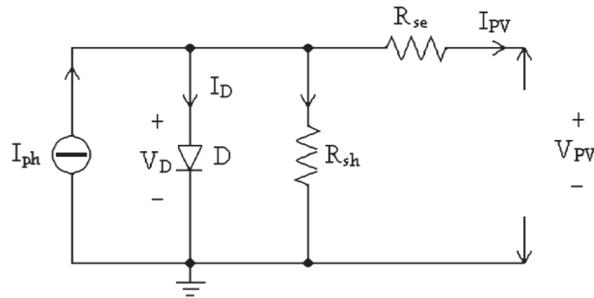


Figura 8: circuito equivalente della cella fotovoltaica

Quando la cella non è illuminata, ha un comportamento simile ad un diodo, e corrente e tensione sono legate da una relazione esponenziale:

$$I_D = I_0 e^{\frac{qV_D}{nkT}}$$

dove  $q$  è la carica dell'elettrone,  $V_D$  la tensione ai capi del diodo,  $n$  il fattore di idealità del diodo,  $k$  la costante di Boltzman e  $T$  la temperatura.

Quando invece sulla cella incidono dei fotoni, la giunzione p-n diventa una sorgente di coppie elettrone-lacuna, e circuitalmente ciò è assimilabile ad un generatore di corrente.

Nello schema in figura sono presenti anche una resistenza serie  $R_{se}$ , che tiene conto della resistenza dei contatti tra il metallo e il materiale semiconduttore, e una resistenza di Shunt  $R_{sh}$ , che rappresenta le perdite dovute alle correnti di leakage.

Graficamente, la caratteristica tensione-corrente di una cella illuminata risulta pari a quella di un diodo traslata in verticale di una quantità pari alla corrente foto generata (figura 9).

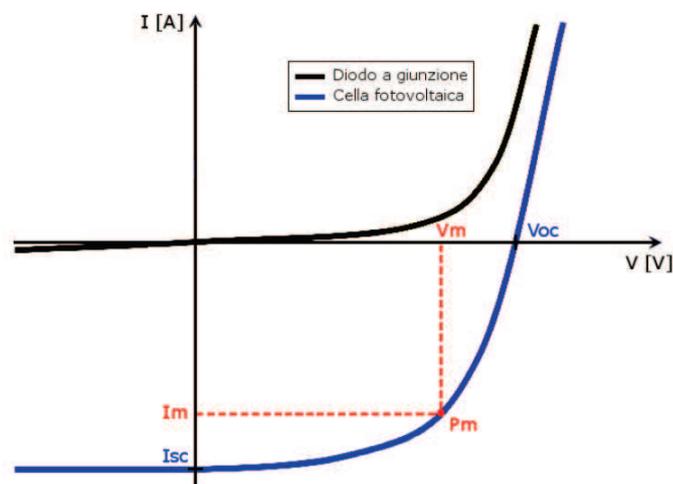


Figura 9: caratteristica I-V della cella fotovoltaica

In figura si possono notare alcuni importanti parametri che caratterizzano la cella: la tensione di circuito aperto  $V_{oc}$ , la corrente di corto circuito  $I_{sc}$  e il punto di funzionamento in massima potenza (MPP), nel quale il dispositivo lavora in condizioni ottimali, individuato dalla tensione  $V_m$  e dalla corrente  $I_m$ .

E' quindi possibile definire il rendimento come il rapporto tra la potenza che la cella fornisce in uscita e la potenza della radiazione incidente:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{incidente}} = \frac{V_m I_m}{P_{incidente}}$$

La caratteristica della cella si modifica leggermente al variare delle condizioni in cui si trova ad operare, in particolare la corrente di cortocircuito aumenta con l'aumentare dell'irraggiamento e la tensione a vuoto diminuisce al crescere della temperatura della cella (figure 10 e 11).

Il punto in cui la cella riesce ad erogare la massima potenza di uscita varierà quindi in accordo con questi parametri.

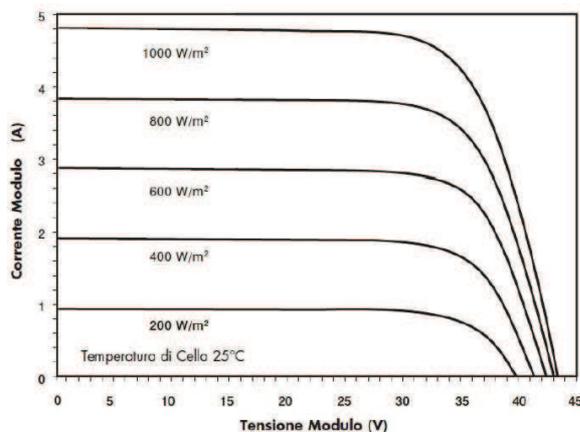


Figura 10: caratteristica IV della cella rispetto a variazioni dell'irraggiamento

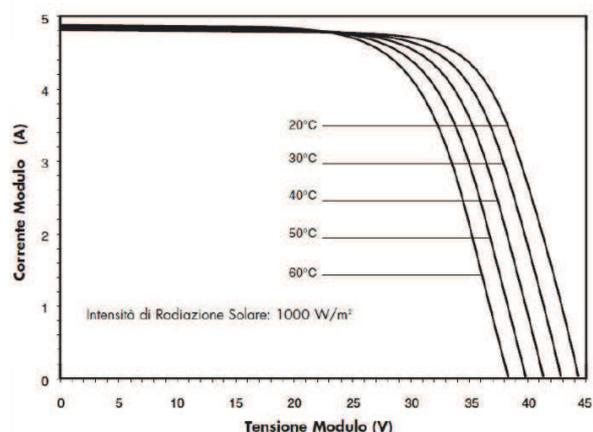


Figura 11: caratteristica IV della cella rispetto a variazioni della temperatura

### 1.2.3 Il generatore fotovoltaico

Le celle solari, tuttavia, riescono a fornire valori di tensione e corrente limitati, tipicamente 0,5 V/cella e 5 A/dm<sup>2</sup>. E' quindi necessario assemblarle in modo opportuno a costituire un'unica struttura, il modulo fotovoltaico.

La connessione elettrica consiste nel collegare in serie e parallelo le singole celle per ottenere i valori di tensione e corrente desiderati. Al fine di ridurre le perdite per disaccoppiamento elettrico, è necessario che le celle di uno stesso modulo abbiano caratteristiche elettriche simili tra loro.

Le celle così collegate sono incapsulate in una lastra di vetro e plastica il cui scopo è quello di proteggerle dagli urti. Questo rivestimento deve avere alcune importanti proprietà: essere trasparente alla radiazione solare, stabile ai raggi ultravioletti e alla temperatura, essere autopulente. È la durata dell'incapsulamento a determinare il tempo di vita del modulo, che si stima essere intorno ai 25-30 anni.

I moduli in commercio attualmente più diffusi (con superficie di 0,5-2 m<sup>2</sup>) utilizzano celle al silicio mono e policristallino e prevedono il collegamento di 35 celle in serie. La tensione di lavoro è tipicamente di circa 17 V, con corrente da 3 a 12 A, e potenza da 50 a 200 Wp.

Disponendo in serie più moduli si ottiene la stringa fotovoltaica, caratterizzata da una tensione massima pari alla somma delle tensioni di circuito aperto  $V_{oc}$  dei moduli collegati, e da una tensione nominale pari alla tensione nel punto di massima potenza. Per aumentare la potenza dell'impianto, è poi possibile connettere più stringhe in parallelo, realizzando così il campo fotovoltaico (o generatore fotovoltaico).

La potenza nominale è data dalla somma delle singole potenze nominali dei moduli costituenti il generatore, misurate in condizioni standard (irraggiamento di 1000 W/m<sup>2</sup>, spettro solare riferito ad una Air Mass 1,5, temperatura della cella di 25°).

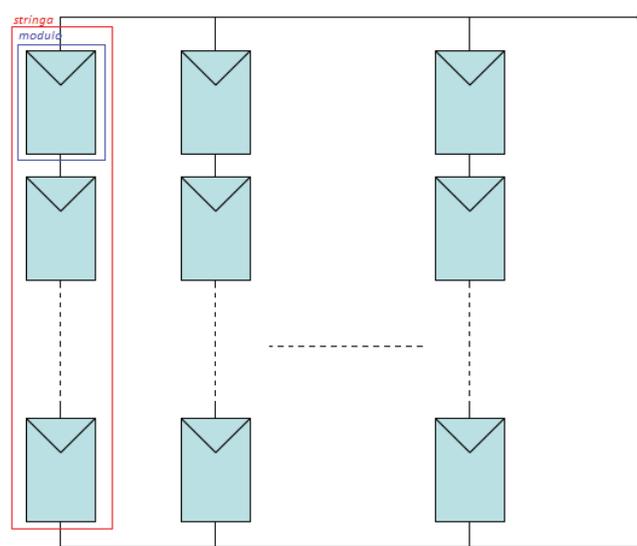


Figura 12: semplice schema di campo fotovoltaico

In antiparallelo ai singoli moduli vengono disposti dei diodi di bypass: se infatti un modulo risulta essere in ombra (o comunque non funzionante), non produce corrente, e potrebbe essere attraversato da una corrente erogata da altri pannelli posti in serie ad esso, causando dei danni. Grazie al diodo di bypass, questa corrente non interessa il modulo ma scorre solo attraverso il diodo.

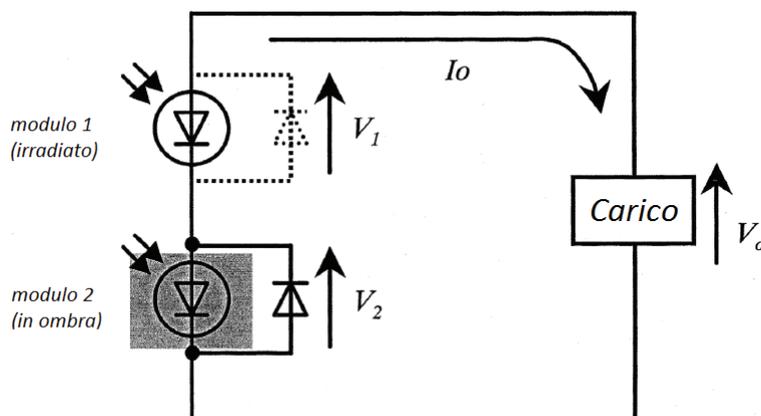


Figura 13: funzionamento dei diodi di bypass

In serie alle stringhe vengono poi inseriti i diodi di blocco, il cui compito è quello di impedire l'assorbimento di corrente da parte di stringhe in ombra. In questo modo si escludono i moduli ombreggiati dall'impianto, i quali quindi non produrranno potenza ma comunque non consumeranno la corrente prodotta dai moduli irradiati.

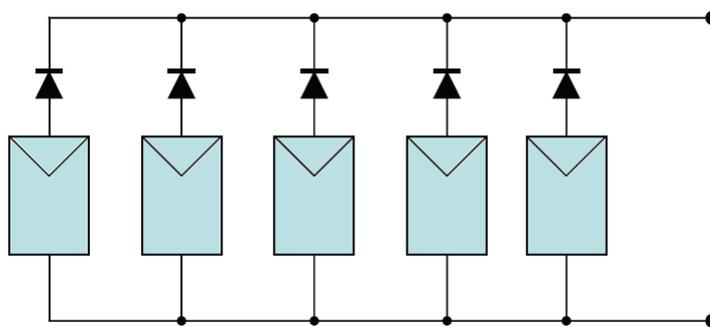


Figura 14: diodi di blocco in serie alle stringhe del campo fotovoltaico

Il generatore fotovoltaico così realizzato costituisce, insieme ai dispositivi di interfacciamento alla rete o al sistema di accumulo e ai dispositivi di controllo, l'impianto fotovoltaico.

### 1.2.4 I vantaggi dei sistemi fotovoltaici

La tecnologia fotovoltaica è relativamente recente: è stata sviluppata per la prima volta negli anni cinquanta nei laboratori Bell Telephone. Nel 1958 si realizzò la prima applicazione in ambito spaziale con il satellite americano Vanguard I, mentre l'installazione di dispositivi terrestri iniziò nella metà degli anni settanta. Da allora i costi di produzione sono progressivamente diminuiti, ma restano ancora abbastanza elevati rispetto alle altre tecnologie.

Tra le varie fonti rinnovabili, però, il fotovoltaico risulta l'opzione più promettente a medio e lungo termine. I sistemi fotovoltaici, infatti, presentano numerosi vantaggi:

- sono modulari, e consentono di dimensionare il sistema in base alle particolari necessità;
- non richiedono manutenzione, se non quella riconducibile alla verifica annuale dell'isolamento e della continuità elettrica, tipica di tutti gli impianti elettrici; i moduli inoltre non risentono dell'attività dannosa degli agenti atmosferici e si puliscono autonomamente con le piogge;
- funzionano in automatico, non richiedono cioè alcun intervento per l'esercizio dell'impianto;
- sono più affidabili dei generatori diesel ed eolici;
- hanno un'elevata durata di vita, e le prestazioni degradano di poco anche dopo 20 anni di attività;
- consentono l'utilizzo pratico di superfici altrimenti inutilizzabili;
- sono economicamente interessanti per le utenze isolate, in quanto il costo delle linee di trasmissione dell'energia elettrica risulta essere molto più elevato rispetto a quello previsto per la realizzazione di un impianto fotovoltaico.

## 1.3 L'impianto fotovoltaico

Un impianto fotovoltaico è costituito da un insieme di componenti meccanici, elettrici ed elettronici che captano l'energia solare, la trasformano in energia elettrica e la forniscono all'utenza.

L'impianto è costituito da un generatore fotovoltaico, un sistema di controllo della potenza e, eventualmente, un sistema di accumulo.

Il rendimento totale sarà quindi dato dal prodotto dei rendimenti della cella, del modulo, della stringa, del sistema di controllo della potenza e del sistema di conversione.

### 1.3.1 Il generatore fotovoltaico

Collegando in serie/parallelo più moduli si ottiene un generatore fotovoltaico (già trattato nel paragrafo 1.2.3), i cui parametri principali sono la potenza nominale che può erogare in condizioni standard e la tensione nominale di funzionamento.

### 1.3.2 Il controllo della potenza

In uscita dal generatore fotovoltaico la tensione e la corrente continua presentano delle oscillazioni causate dal variare delle condizioni di irraggiamento solare e della temperatura delle celle. Questo fa sì che la caratteristica di tensione e corrente non si adatti alle specifiche dell'utenza, che spesso richiede una corrente alternata per alimentare un carico o per immettere potenza sulla rete elettrica di distribuzione.

E' quindi necessario un sistema di controllo e condizionamento della potenza, costituito da:

- regolatore di carica delle batterie: si usa nei sistemi stand-alone (non connessi alla rete elettrica), e serve a preservare gli accumulatori da un eccesso di carica o scarica;

- convertitore dc/dc: fornisce un valore costante della tensione in uscita dal generatore inseguendo istante per istante il punto di lavoro in cui il campo fotovoltaico eroga la massima potenza.
- convertitore dc/ac: è un convertitore da corrente continua a corrente alternata (inverter), posto a valle del dispositivo di inseguimento della potenza, che adegua la forma della corrente a quella richiesta dalla rete (o dal carico). Al fine di assicurare un adattamento ottimale del generatore alla rete, è necessario fornire l'inverter di opportuni dispositivi di controllo che associno la tensione di uscita del dispositivo a quella della rete e che controllino la qualità della potenza erogata.

### 1.3.3 Tipologie di impianti – impianti grid-connected

Un impianto grid-connected è collegato direttamente alla rete elettrica, e l'energia viene convertita in corrente alternata per alimentare il carico-utente e/o per essere immessa in rete.

Il principale compito di questo tipo di impianti è quello di iniettare istante per istante la massima potenza disponibile nella rete elettrica. La corrente di uscita deve quindi sincronizzarsi automaticamente alla frequenza di rete, in modo che il dispositivo generi potenza. Dato che l'utenza è direttamente collegata alla rete elettrica non sono necessari dispositivi di accumulo.

La configurazione minima di questo dispositivo, visibile in figura 15, è composta da un modulo fotovoltaico (o una stringa) collegato direttamente al bus dc dell'inverter. L'inverter poi trasferirà potenza sia verso la rete elettrica che verso un eventuale carico.

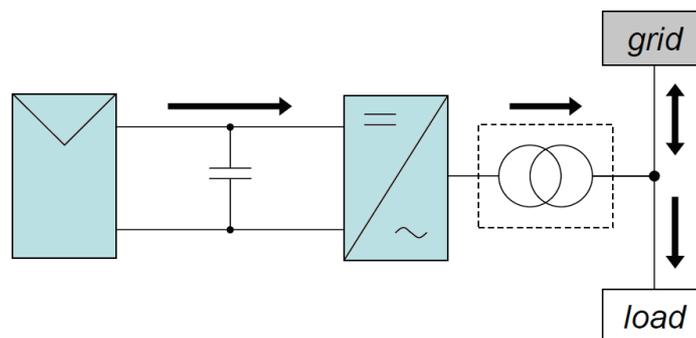


Figura 15: configurazione minima di un impianto grid-connected

Questa configurazione è più semplice ed economica, ma non riesce a lavorare sempre nel punto di massima potenza in quanto vi è un collegamento diretto tra il pannello fotovoltaico e l'inverter. Quest'ultimo infatti, richiede che sul bus dc vi sia una tensione costante, il cui valore deve essere vicino ad un riferimento deciso dall'inverter stesso. A causa della variazione delle condizioni atmosferiche e della temperatura delle celle, però, il punto di massima potenza si sposterà da quel valore di tensione, e quindi l'impianto non riuscirà a trasferire in rete (o all'utenza) tutta la potenza possibile, operando quindi in un punto di lavoro meno conveniente.

E' necessario inserire un convertitore dc/dc intermedio per disaccoppiare la regolazione della massima potenza dal controllo della tensione lato dc dell'inverter, come in figura 16.

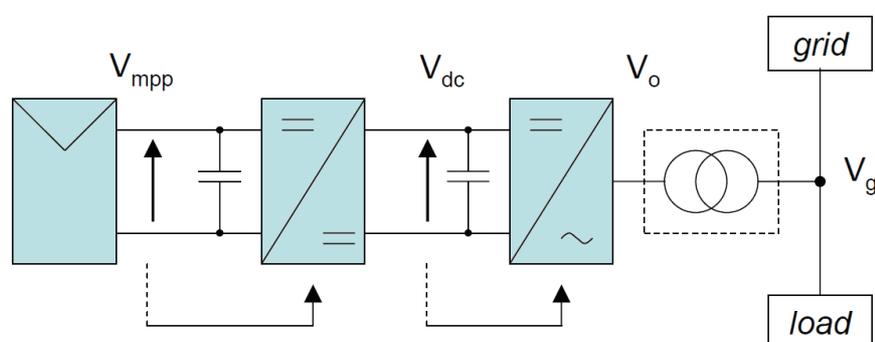


Figura 16: configurazione completa di un impianto grid connected

La tensione di uscita del circuito è imposta dalla rete, ed il compito dell'inverter è quello di regolare la tensione sul lato dc. Supponendo che in ingresso al convertitore la tensione desiderata sia  $V_{dc}^*$ , se la tensione effettiva ai capi del condensatore è più grande, l'inverter dovrà aumentare l'ampiezza della corrente immessa in rete (con una conseguente scarica del condensatore); allo stesso modo, se la tensione lato dc è minore di  $V_{dc}^*$ , l'ampiezza della corrente dovrà diminuire, in modo da consentire al condensatore di caricarsi.

In figura 17 è rappresentato il circuito che svolge il controllo appena menzionato, che sarà trattato esaurientemente nel seguito:

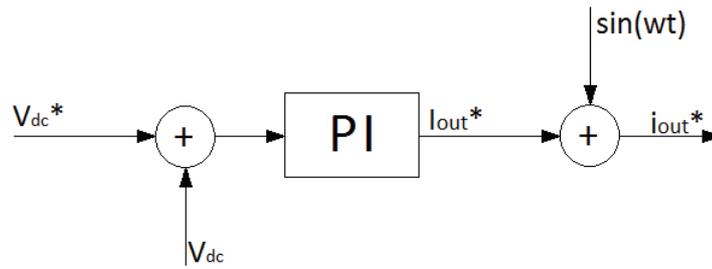


Figura 17: controllo di tensione dell'inverter

Un controllo analogo è effettuato dal convertitore dc/dc, il cui compito è quello di far lavorare il modulo fotovoltaico nel punto di massima potenza. La tensione di uscita del dispositivo è imposta dall'inverter, e quindi il convertitore effettuerà un controllo della sua tensione di ingresso. Denominando  $V_{mpp}$  la tensione alla quale il modulo eroga la massima potenza (che è quindi il riferimento desiderato), la si confronta con la tensione effettivamente presente ai capi della capacità in ingresso al convertitore; e, sulla base di tale confronto, si controlla quindi la corrente in uscita dal dispositivo, come nel caso precedente.

In uscita al sistema complessivo si inserisce poi un trasformatore, che ha varie importanti funzioni:

- filtraggio della componente continua della corrente di uscita;
- adattamento della tensione di uscita dell'inverter a quella richiesta dalla rete;
- protezione, tramite la creazione di un isolamento galvanico, da elevate differenze di potenziale tra il sistema e la rete;
- accoppiamento induttivo, tramite la creazione di una impedenza di cortocircuito ohmico-induttiva tra l'inverter e la rete, che contribuisce al filtraggio della corrente di uscita.

Il trasformatore, però, è necessario solo per applicazioni con potenza al di sopra dei 20 kW (norma CEI 11-20); per potenze inferiori è richiesta solo una protezione che, quando la componente continua della corrente supera lo 0,5 % del valore nominale, scollega il dispositivo dalla rete.

Nella tabella seguente sono indicate le potenze massime permesse in ragione del numero delle fasi e della tensione di rete per un impianto grid-connected, come da normativa del CEI.

	Rete a bassa tensione	Rete a media tensione
Collegamento monofase	Fino a 6 kW (CEI 11-20)	Non ammesso (CEI 11-20)
Collegamento trifase	Fino a 50 kW (Del. AEEG 89/07), oltre 50 kW da accordare con il Distributore in funzione delle caratteristiche della rete	Oltre 100 kW, fino a 100 kW da concordare con il Distributore in funzione delle caratteristiche della rete (CEI 0-16)

Tabella 1: normativa CEI per l'allacciamento di impianti fotovoltaici alla rete

### 1.3.4 Tipologie di impianti – impianti stand-alone

Gli impianti stand-alone sono collegati ad utenze elettriche isolate dalla rete. L'energia prodotta alimenta un carico elettrico, e la parte in eccedenza viene accumulata in batterie che la rendono disponibile all'utenza nelle ore in cui l'insolazione è assente.

Questo tipo di impianti sono utili ad alimentare utenze situate in località non ancora raggiunte dalla rete elettrica, o in luoghi in cui il collegamento alla rete comporta costi di investimento troppo elevati rispetto alle piccole quantità di energia richieste.

Una delle principali differenze rispetto ai sistemi grid-connected è che la tensione di uscita dell'inverter può essere regolata sia in ampiezza che in frequenza, e si ottiene un funzionamento tipo UPS (Uninterruptible Power Supply).

La configurazione minima è composta da un modulo fotovoltaico (o una stringa) collegato all'inverter attraverso un set di batterie, le quali compongono il lato dc del sistema.

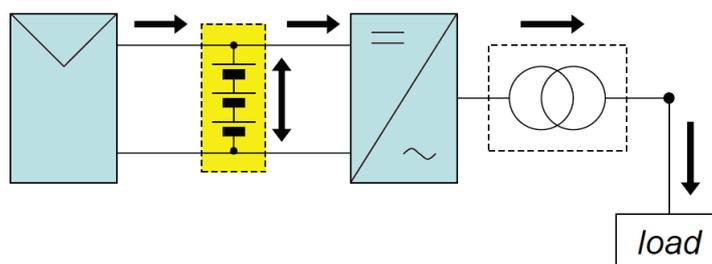


Figura 18: configurazione minima di un impianto stand-alone

Il punto di lavoro dell'impianto è dato dall'intersezione della caratteristica del modulo fotovoltaico con la tensione della batteria. È opportuno dimensionare le batterie così che la tensione sugli accumulatori sia minore della tensione di circuito aperto del modulo, in modo da ottenere un funzionamento in un punto di lavoro appropriato.

Questa configurazione, sebbene sia semplice ed economica, non insegue il punto di massima potenza, in quanto la tensione ai capi del modulo fotovoltaico è stabilita dalle batterie.

È quindi opportuno introdurre anche un convertitore dc/dc tra gli accumulatori ed il modulo fotovoltaico, che regoli la tensione dei pannelli in modo da erogare la massima potenza disponibile (figura 19).

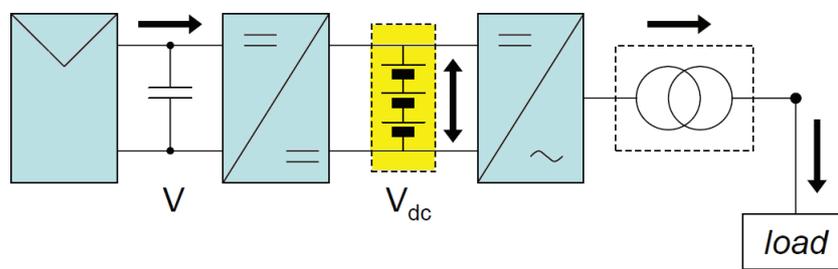


Figura 19: configurazione completa di un impianto stand-alone

Questo schema presenta quattro diverse modalità operative:

- mancata produzione fotovoltaica con scarica delle batterie: il convertitore dc/dc è inattivo, poiché il modulo fotovoltaico non genera potenza (ad esempio di notte), e l'inverter attinge energia solo dagli accumulatori. La tensione delle batterie è poco al di sotto del valore nominale;
- produzione fotovoltaica nel punto di massima potenza con parziale scarica delle batterie: il convertitore dc/dc insegue il MPP (Maximum Power Point), ma l'energia erogata non è sufficiente ad alimentare il carico. L'inverter è quindi costretto ad attingere energia anche dagli accumulatori, i quali presentano una tensione poco al di sotto del valore nominale;
- produzione fotovoltaica nel punto di massima potenza con ricarica delle batterie: il convertitore dc/dc insegue il MPP, e l'energia generata dall'impianto è più grande di quella assorbita dal carico. Questo surplus energetico viene utilizzato per ricaricare le batterie, che ora presentano una tensione poco al di sopra del valore nominale;

- produzione fotovoltaica parzializzata con ricarica delle batterie: l'energia generata dall'impianto è maggiore di quella richiesta dal carico, che quindi viene in parte utilizzata per la ricarica degli accumulatori. Questi ultimi, però, non possono assorbire delle correnti troppo grandi, e quindi, per evitare danni, viene utilizzato un limitatore per contenere la corrente all'uscita del convertitore dc/dc. Il limitatore aumenta la tensione di lavoro del sistema fotovoltaico oltre il punto di massima potenza, in modo da ridurre la corrente erogata (figura 20). La tensione ai capi delle batterie è al di sopra del valore nominale (condizione di massima ricarica).

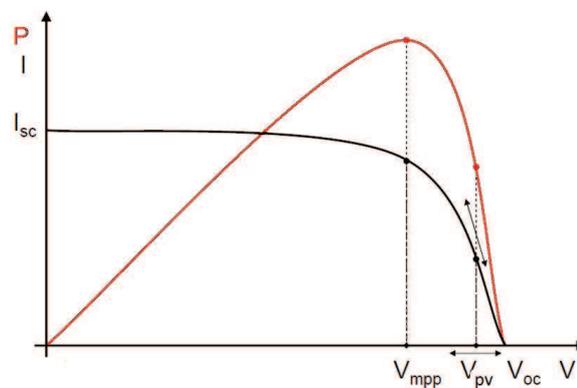


Figura 20: punto di lavoro della cella fotovoltaica in condizioni di produzione fotovoltaica parzializzata

## Capitolo 2

# Principali tipologie di inverter e connessione dei convertitori alla rete elettrica

---

Gli inverter sono dei dispositivi che convertono la tensione da continua in alternata. Sono impiegati nella connessione alla rete o all'utenza di impianti fotovoltaici ed eolici, e, grazie alla possibilità di variare l'ampiezza e la frequenza del segnale sinusoidale in uscita, vengono adottati anche nel controllo dei motori elettrici.

Gli inverter che interfacciano i pannelli fotovoltaici alla rete elettrica devono assicurare che vengano soddisfatte due condizioni fondamentali: i moduli fotovoltaici devono lavorare nel punto di massima potenza e la corrente iniettata in rete deve essere sinusoidale.

In questo capitolo si analizzeranno le principali tipologie di inverter, approfondendo soprattutto una nuova architettura di convertitori, gli inverter multilivello.

Si elencheranno poi i requisiti principali per la connessione dei convertitori alla rete di distribuzione dell'energia, e si presenteranno le varie configurazioni di inverter che consentono l'allacciamento del campo fotovoltaico alla rete elettrica.

### 2.1 Half-Bridge e Full-Bridge inverter

L'inverter Half-Bridge è la più semplice struttura di convertitore dc/ac, in quanto riesce ad ottenere in uscita due soli livelli di tensione,  $+V_{dc}/2$  e  $-V_{dc}/2$ . E' composto da due capacità che si occupano di frazionare la tensione continua in ingresso, le quali

formano il bus dc del sistema, e da due switch che, pilotati opportunamente, riescono a fornire in uscita una tensione alternata.

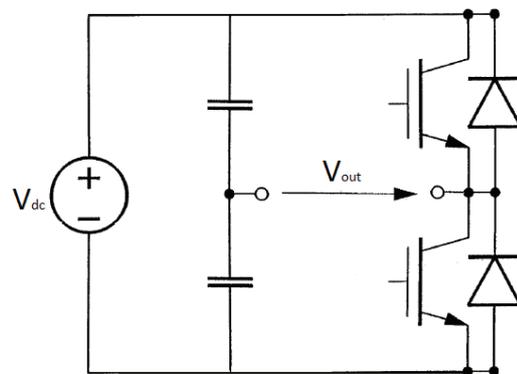


Figura 21: Half-Bridge Inverter

Gli switch del convertitore sono realizzati tramite un IGBT con un diodo in anti-parallelo, utile a creare una via alternativa per la corrente quando il carico è di tipo induttivo, prevenendo così la formazione di picchi di tensione che potrebbero danneggiare il transistor.

La tensione di uscita del dispositivo è periodica e quadrata, con un valore di picco che riesce a raggiungere solo la metà della tensione lato dc del convertitore, ed è illustrata in figura 22, dove come riferimento di tensione per il convertitore è stato considerato un segnale sinusoidale con frequenza di 50 Hz.

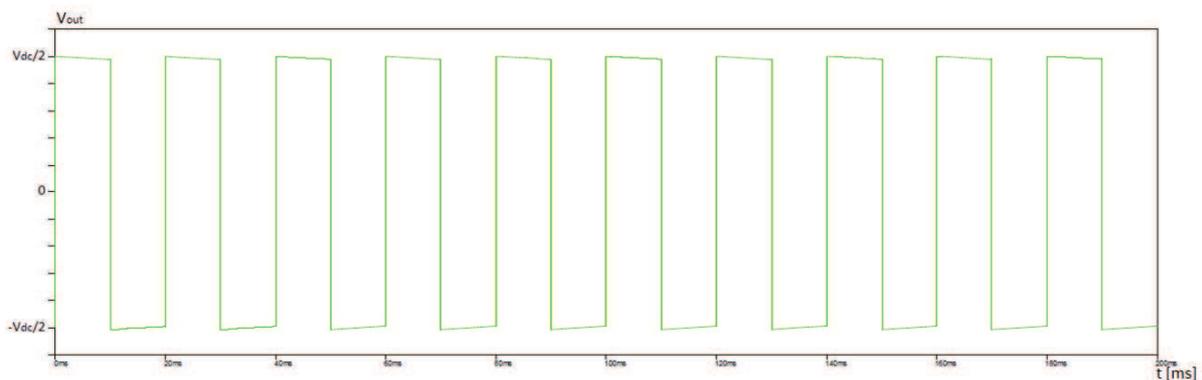


Figura 22: tensione di uscita dell'inverter Half-Bridge

Al fine di aumentare il range di tensione in uscita, sfruttando completamente l'alimentazione e aumentando quindi la potenza erogata, sono stati sviluppati gli inverter Full-Bridge (o H-Bridge), il cui schema è mostrato in figura 23.

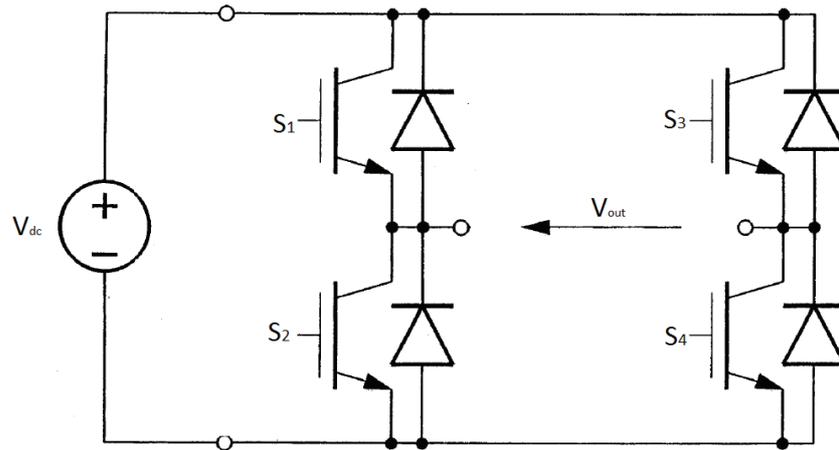


Figura 23: Full-Bridge Inverter

Questi dispositivi dispongono di due rami su ognuno dei quali sono presenti due switch, e tramite il cui controllo si ottengono diversi valori di tensione in uscita, indicati nella seguente tabella:

Switch 1	Switch 2	Switch 3	Switch 4	$V_{out}$
On	Off	Off	On	$+V_{dc}$
Off	On	On	Off	$-V_{dc}$
On	Off	On	Off	0
Off	On	Off	On	0

Tabella 2: combinazioni utili degli switch per un inverter full-bridge

Si noti come sia presente un ulteriore livello della tensione di uscita (il livello 0), e come l'intervallo di tensione sia raddoppiato rispetto al caso precedente.

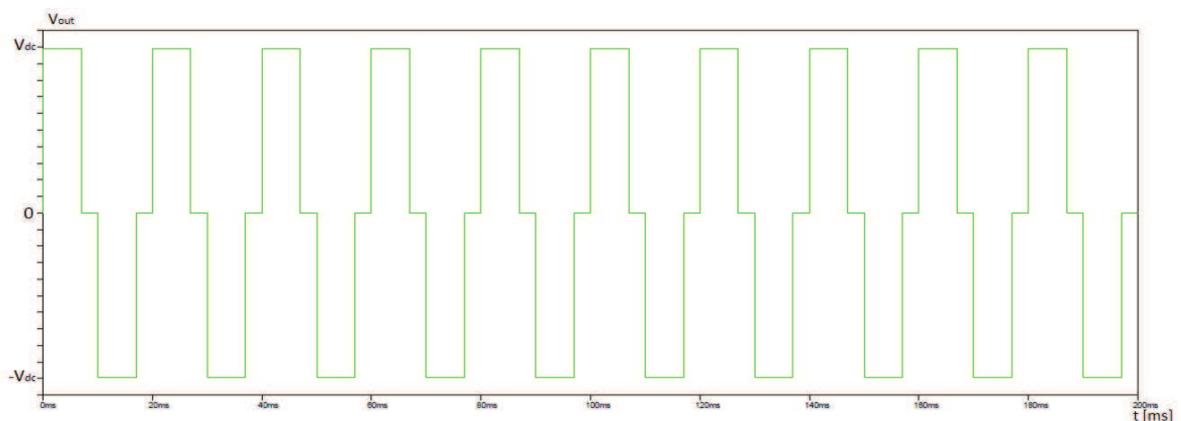


Figura 24: tensione di uscita dell'inverter Full-Bridge

I convertitori appena trattati, per ottenere una tensione di uscita di buona qualità, necessitano inevitabilmente di strategie di modulazione quali la PWM (Pulse Width Modulation), che saranno esaustivamente trattate nell'appendice A1.

Tali tecniche riducono sostanzialmente la distorsione armonica del segnale di uscita, ma richiedono l'impiego di switch capaci di frequenze di commutazione elevate, con un conseguente aumento delle perdite.

Per superare questi limiti sono stati sviluppati gli inverter multilivello, i quali riescono ad incrementare i livelli della tensione di uscita e ridurre la distorsione armonica senza richiedere ai singoli componenti prestazioni più elevate di quelle ammesse.

## 2.2 Inverter Multilivello

Gli inverter multilivello riescono a sintetizzare una tensione sinusoidale a partire da vari livelli di tensione dc, tipicamente ottenuti da sorgenti capacitive, che formano i gradini per approssimare la forma d'onda desiderata. Al crescere del numero di livelli si ottiene un incremento dell'accuratezza nella riproduzione del segnale di riferimento, con una conseguente riduzione della distorsione armonica.

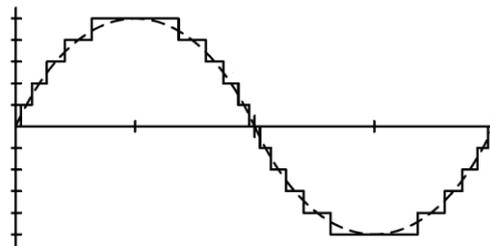


Figura 25: segnale sinusoidale riprodotto tramite un convertitore multilivello

E' possibile individuare alcuni principali vantaggi degli inverter multilivello:

- la tensione e la potenza aumentano con l'aumentare del numero di livelli;
- gli interruttori devono sopportare stress (quali caduta di tensione e frequenza di commutazione) minori rispetto al caso tradizionale;
- il contenuto armonico dei segnali di uscita è inferiore rispetto ai convertitori tradizionali, e le esigenze di filtraggio vengono ridotte;

- la minore distorsione prodotta può rendere superfluo l'utilizzo di tecniche di modulazione, evitando gran parte delle perdite di commutazione.

Il principale svantaggio di tali convertitori è la complessità, in quanto, aumentando il numero dei livelli, si ha un incremento degli switch da gestire, e quindi una maggiore difficoltà nel controllo del dispositivo. Inoltre, per creare i gradini di tensione, sono necessarie sorgenti dc isolate tra loro, condizione non sempre facile da ottenere.

I convertitori a più livelli possono essere classificati in tre diverse tipologie, che saranno esaustivamente trattate nei paragrafi seguenti:

- Diode-clamped Inverters;
- Flying Capacitor Inverters;
- Cascaded Inverters;

Tutti i tipi di inverter multilivello possono produrre la stessa tensione di uscita, ma differiscono nel numero di switch, nello schema circuitale e nella complessità del controllo.

### 2.2.1 Diode-clamped Inverters

Questa tipologia di convertitore multilivello si distingue per l'impiego dei diodi di clamping, che hanno l'importante compito di bloccare la tensione inversa ai capi delle capacità del bus dc, in modo da costruire la tipica forma d'onda a gradino in uscita.

Indicando con  $m$  il numero di livelli di tensione desiderati, per realizzare il convertitore sarà necessario un bus dc composto da  $m-1$  condensatori,  $2 \cdot (m-1)$  dispositivi di commutazione e  $(m-1) \cdot (m-2)$  diodi di clamping.

In figura 26 è riportato un inverter Diode-clamped a 5 livelli. Si noti come il bus dc sia composto da quattro capacità identiche tra loro, ai capi di ognuna delle quali vi è una tensione pari a  $V_{dc}/4$ .

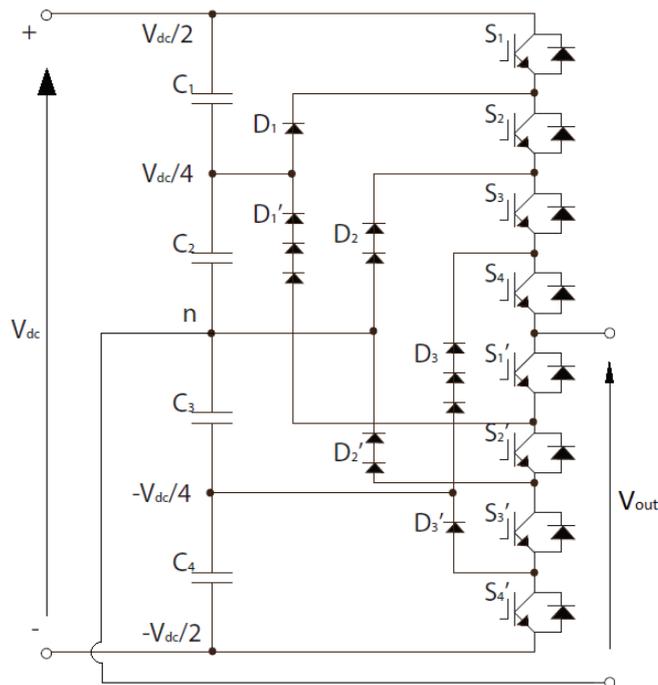


Figura 26: diode-clamped inverter a 5 livelli

Per ottenere cinque diversi livelli di tensione, sono necessarie altrettante combinazioni degli switch, indicate in tabella 3.

S1	S2	S3	S4	S1'	S2'	S3'	S4'	$V_{out}$
1	1	1	1	0	0	0	0	$V_{dc}/2$
0	1	1	1	1	0	0	0	$V_{dc}/4$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc}/4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{dc}/2$

Tabella 3: configurazioni utili degli switch per un diode-clamped inverter a 5 livelli

Si noti come tutti gli switch commutino ad una frequenza uguale a quella della sinusoide di riferimento.

E' molto importante dimensionare opportunamente i diodi di clamping, i quali infatti dovranno sopportare diversi valori di tensione, a seconda di quante capacità del bus dc sono collegate ad essi.

Questa tipologia di inverter, sebbene sia abbastanza semplice da controllare, presenta alcuni svantaggi, di seguito elencati:

- un elevato numero di diodi di clamping, che incrementa con l'aumentare del numero dei livelli, in quanto sono necessari più diodi tanto è più grande la tensione che devono interdire;
- un impiego diseguale degli switch: come si può notare in tabella 3, S1 conduce solo quando  $V_{out}=V_{dc}/2$ , mentre S4 conduce per l'intero ciclo, con la sola eccezione della fase in cui  $V_{out}=-V_{dc}/2$ . Tale diversa durata della fase di conduzione, richiede livelli di impiego in corrente diversi, e quindi un differente dimensionamento degli switch.
- uno sbilanciamento delle tensioni ai capi dei condensatori del bus dc, che può essere compensato solo attraverso strategie di controllo dedicate.

### 2.2.2 Flying Capacitor Inverters

La tipologia di convertitore Flying Capacitor deriva da una semplificazione della struttura Diode-clamped, e prevede l'impiego di alcune capacità supplementari (capacità di clamping) in aggiunta a quelle già presenti sul bus dc per sintetizzare i differenti livelli di tensione desiderati in uscita.

Per produrre in uscita  $m$  livelli di tensione è necessario un bus dc composto da  $m-1$  condensatori,  $2 \cdot (m-1)$  switch e  $(m-1) \cdot (m-2)/2$  capacità di clamping.

In figura 27 è illustrato un inverter Flying Capacitor a 5 livelli. La sintesi dei livelli di tensione in questa tipologia di convertitore è più flessibile rispetto agli inverter Diode-Clamped, in quanto molte configurazioni degli switch sono ridondanti.

In tabella 4 sono elencate tutte le configurazioni utili degli switch, incluse quelle ridondanti (sono state ipotizzati tutti i condensatori carichi a  $V_{dc}/4$ ). Grazie a questa importante proprietà, è possibile bilanciare le tensioni ai capi delle capacità di clamping esclusivamente scegliendo una opportuna strategia di commutazione che alterni le fasi di carica e scarica, rendendo così superflui circuiti addizionali di compensazione.

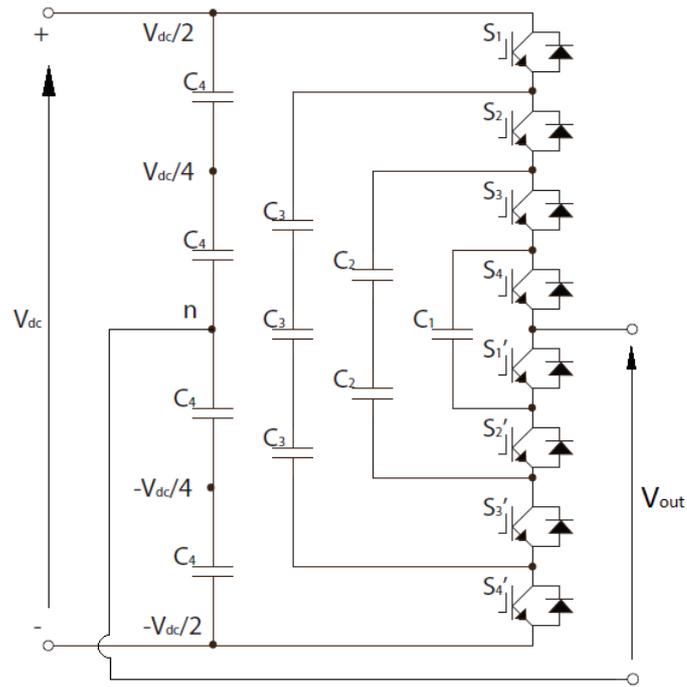


Figura 27: flying capacitor inverter a 5 livelli

S1	S2	S3	S4	S1'	S2'	S3'	S4'	V <sub>out</sub>
1	1	1	1	0	0	0	0	$V_{dc}/2$
1	1	1	0	1	0	0	0	$V_{dc}/4$
0	1	1	1	0	0	0	1	$V_{dc}/4$
1	0	1	1	0	0	1	0	$V_{dc}/4$
1	1	0	0	1	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0	1	1	0
1	0	1	0	1	0	1	0	0
1	0	0	1	0	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	1	0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	1	1	1	0	$-V_{dc}/4$
0	0	0	1	0	1	1	1	$-V_{dc}/4$
0	0	1	0	1	0	1	1	$-V_{dc}/4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$V_{dc}/2$

Tabella 4: configurazioni utili degli switch per un flying capacitor inverter a 5 livelli

Questa tipologia di inverter, sebbene conservi tutti i vantaggi propri dei convertitori multilivello, presenta anche alcuni problemi:

- un elevato numero di condensatori, poiché in aggiunta agli  $m-1$  condensatori del bus dc sono presenti  $(m-1) \cdot (m-2)/2$  capacità di clamping, che incrementano notevolmente il costo e la complessità del packaging del convertitore;
- una complicata strategia di controllo, soprattutto quando è necessaria l'implementazione di tecniche di Pulse Width Modulation.

### 2.2.3 Cascaded Inverters

Gli inverter appartenenti alla tipologia Cascaded consistono in una serie di Full Bridge Inverter con sorgenti dc separate, quali batterie, celle a combustibile, pannelli fotovoltaici.

La tensione di uscita complessiva è il risultato della somma delle tensioni generate dai singoli inverter a ponte intero. Il massimo numero di livelli di tensione che possono essere realizzati è quindi pari a:

$$L = 2N_{inv} + 1$$

dove  $N_{inv}$  è il numero di ponti ad H posti in cascata. Dato che ogni ponte può fornire tre diversi livelli di tensione ( $+V_{dc}$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}$ ), l'uscita del convertitore sarà compresa in un intervallo tra  $+N_{inv}V_{dc}$  e  $-N_{inv}V_{dc}$ . Dall'equazione sopra riportata si nota come il numero di livelli sia sempre dispari, e come, inserendo un ulteriore ponte alla cascata, si ottengano due nuovi livelli di tensione.

Mettendo in serie due Full-Bridge Inverter si ottiene quindi un Inverter Cascaded a cinque livelli (figura 28).

Gli inverter di tipologia Cascaded si prestano molto bene all'implementazione di tecniche di modulazione, le quali, nel caso multilivello, non sono altro che l'estensione delle modulazioni a due livelli utilizzate negli inverter tradizionali.

Le più importanti modulazioni utilizzate sono:

- Multilevel Selective Harmonic Elimination;
- Multilevel Carrier-Based PWM;
- Multilevel Space Vector Modulation.

Tali tecniche (trattate nell'appendice A) consentono di ottenere valori di distorsione armonica molto ridotti e quindi una buona qualità delle forme d'onda sintetizzate dal convertitore.

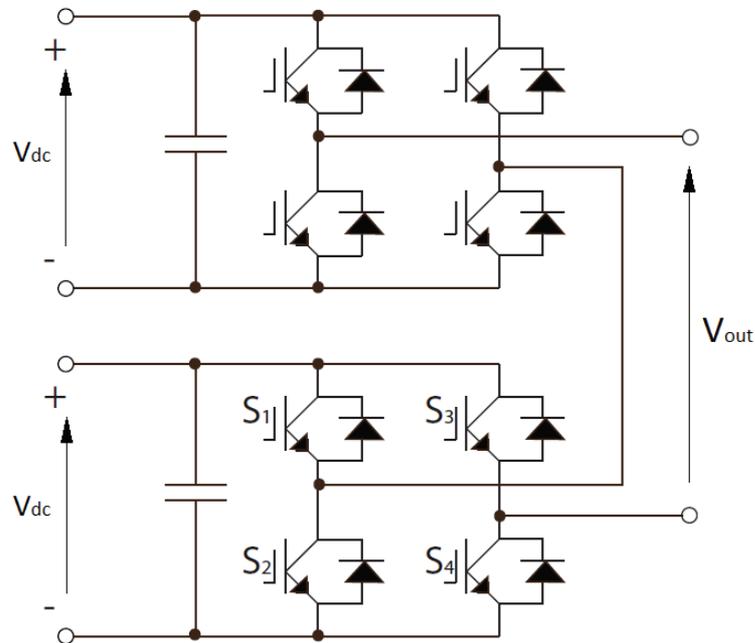


Figura 28: cascaded inverter a 5 livelli

I principali vantaggi di questa tipologia di convertitori sono i seguenti:

- richiedono un numero più basso di componenti rispetto agli altri inverter elencati in questo capitolo per ottenere lo stesso numero di livelli di tensione;
- è possibile ottimizzare il layout ed il packaging circuitale poiché ogni livello ha la stessa struttura.

Gli Inverter Cascaded presentano però il problema di necessitare di sorgenti dc separate, e sono quindi utilizzabili solo per un numero ristretto di applicazioni. Vengono infatti impiegati per connettere alla rete elettrica sorgenti di energia rinnovabile, quali i pannelli fotovoltaici, che soddisfano i principi di isolamento appena menzionati.

## 2.3 Connessione degli inverter alla rete

### 2.3.1 Requisiti definiti dalla rete

Dato che l'inverter è connesso alla rete, è necessario che rispetti gli standard imposti dal gestore della rete elettrica, che riguardano problemi di qualità della potenza, rilevamento dell'operazione in isola (cioè quando l'inverter è stato scollegato dalla rete e lavora solo su un carico locale), messa a terra, ecc... .

Queste regole sono contenute nello standard internazionale IEC61727, definito dalla International Electrotechnical Commission, e i più importanti contenuti sono riassunti in tabella 5, consultabile alla fine del capitolo.

Si può notare come le condizioni siano abbastanza stringenti soprattutto per quanto riguarda le armoniche di corrente e la componente continua della corrente di uscita, che deve essere limitata per evitare la saturazione dei trasformatori di distribuzione.

### 2.3.2 Inverter per il fotovoltaico

Per allacciare un campo fotovoltaico alla rete esistono quattro diversi tipi di configurazioni possibili:

- Inverter centralizzati (figura 29a): un elevato numero di pannelli fotovoltaici viene interfacciato alla rete tramite un solo convertitore. Questa struttura presenta alcune limitazioni, quali perdite dovute ad un algoritmo MPPT centralizzato, perdite sui diodi di blocco, e un design non flessibile che non consente di trarre beneficio dalla produzione di massa (come ad esempio una riduzione dei costi);
- Inverter di stringa (figura 29b): una singola stringa di moduli fotovoltaici è collegata all'inverter, e quindi sono necessari più convertitori per allacciare il campo fotovoltaico alla rete elettrica. In questo caso possono essere utilizzati algoritmi di MPPT separati per ogni stringa, con un conseguente miglioramento

del rendimento di conversione. Inoltre, la struttura modulare consente di raggiungere una produzione di massa con una conseguente riduzione dei costi legati alla realizzazione del dispositivo;

- Inverter multi-stringa (figura 29c): più stringhe sono collegate attraverso il proprio convertitore dc/dc ad un inverter centralizzato. Ogni stringa viene quindi controllata indipendentemente dalle altre, e, dimensionando opportunamente il convertitore dc/dc è possibile variare il numero di moduli che formano le stringhe;
- Moduli AC (figura 29d): un singolo pannello fotovoltaico e un inverter sono integrati nello stesso dispositivo. L'algoritmo di MPPT è quindi realizzato in maniera ottimale e la struttura a moduli consente un facile ampliamento del sistema. Tuttavia, per allacciare il pannello alla rete elettrica, è necessario che l'inverter riesca ad amplificare considerevolmente la tensione lato dc, e ciò potrebbe causare una riduzione dell'efficienza complessiva del convertitore.

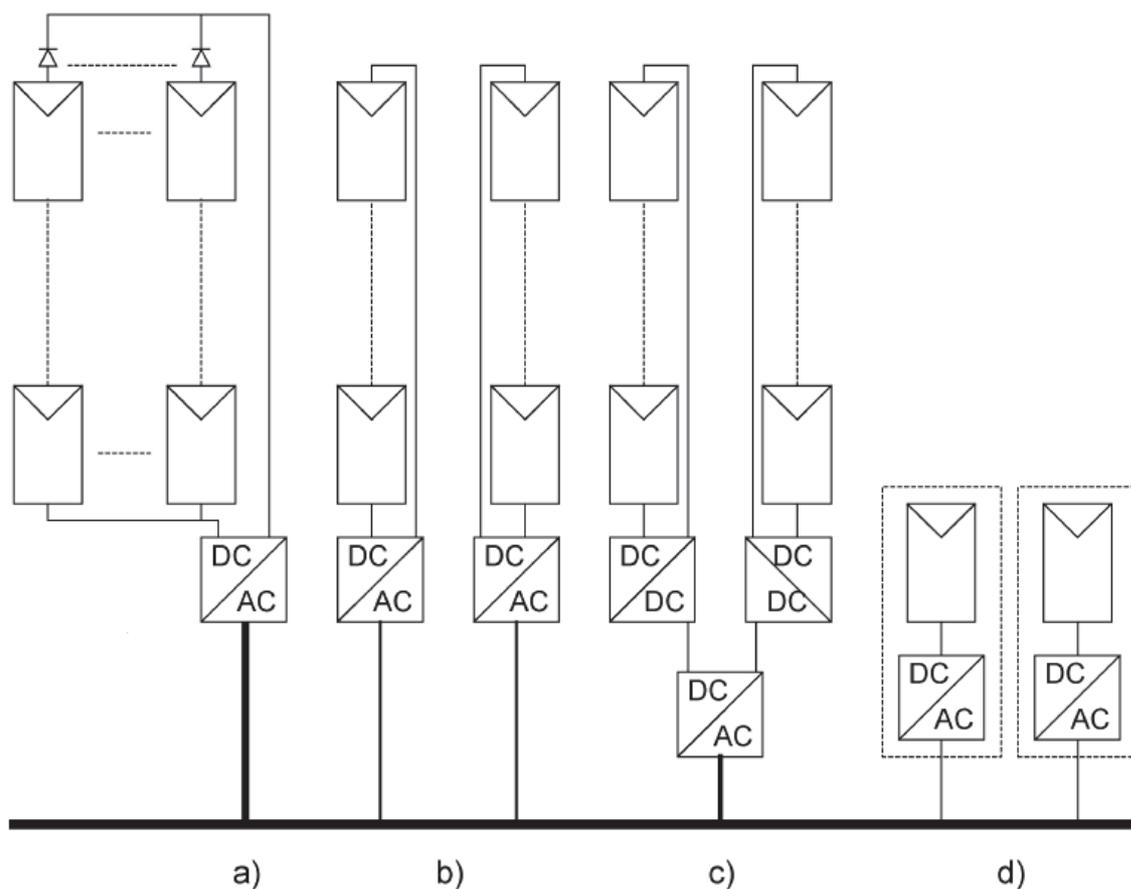


Figura 29: possibili configurazioni di inverter fotovoltaici connessi alla rete di distribuzione dell'energia

	IEC61727
Potenza nominale	10 kW
Armoniche di corrente	(3-9) 4.0% (11-15) 2.0% (17-21) 1.5% (23-33) 0.6%
	Le armoniche pari contenute in questi intervalli devono avere un'ampiezza minore del 25% rispetto all'ampiezza delle armoniche dispari presenti nell'elenco.
Massima distorsione armonica di corrente	5.0%
Fattore di potenza al 50% della potenza nominale	0.90
Iniezione di correnti dc	Meno dell'1.0% della corrente nominale di uscita
Range di tensione in condizioni nominali	85% - 110% (196 V - 253 V)
Range di frequenza in condizioni nominali	50 ± 1 Hz

Tabella 5: principali regole contenute nello standard IEC61727



## Capitolo 3

# Analisi di un inverter multilivello cascaded monofase con soluzioni di controllo innovative

---

In questo capitolo si introdurrà lo schema circuitale di un inverter a fase singola di tipologia cascaded, sia in condizioni di funzionamento con carico resistivo che in condizioni grid-connected.

La principale problematica di questa tipologia di convertitore è legata intrinsecamente alla sua struttura modulare: è infatti necessario riuscire ad estrarre la stessa potenza da ogni modulo che lo compone.

Verranno quindi presentate le tecniche di controllo necessarie al corretto funzionamento del dispositivo e saranno proposti alcuni innovativi algoritmi di equilibratura della potenza erogata.

### 3.1 Inverter cascaded monofase e bilanciamento della potenza

#### 3.1.1 Struttura dell'inverter con carico resistivo

L'inverter proposto è composto dalla cascata di otto ponti ad H, in modo da realizzare un dispositivo a 17 livelli tramite cui approssimare una forma d'onda sinusoidale. Ogni ponte è formato da quattro IGBT con relativo diodo in anti-parallelo, e sul lato dc è presente un generatore di tensione che eroga  $V_{dc}=600$  V.

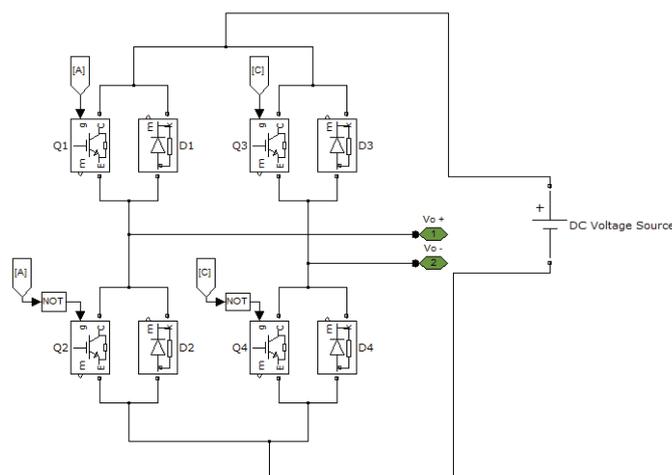


Figura 30: uno degli otto moduli dell'inverter

Ad ogni ponte è assegnata una tensione di soglia  $V_t$ , che, assieme al segnale di riferimento sinusoidale, è fondamentale per controllare il dispositivo. Gli stati logici di funzionamento per il singolo ponte sono quindi quattro, e sono riportati nella seguente tabella:

Stato	Condizione	$V_{out}$
1	$V_{ref} > +V_t$	$+V_{dc}/2$
2	$V_{ref} < +V_t$	0
3	$V_{ref} > -V_t$	0
4	$V_{ref} < -V_t$	$-V_{dc}/2$

Tabella 6: modalità di funzionamento del ponte ad H

Il segnale di riferimento è quindi normalizzato in relazione al numero di ponti, e in questo caso ha valori di picco che corrispondono a +8 V e -8 V.

Vi sono quindi otto diverse tensioni di soglia, che indicano i differenti livelli di tensione normalizzati rispetto al riferimento, e che assumono i seguenti valori:

- $V_{t1} = 0,5 \text{ V};$
- $V_{t2} = 1,5 \text{ V};$
- $V_{t3} = 2,5 \text{ V};$
- $V_{t4} = 3,5 \text{ V};$
- $V_{t5} = 4,5 \text{ V};$
- $V_{t6} = 5,5 \text{ V};$
- $V_{t7} = 6,5 \text{ V};$
- $V_{t8} = 7,5 \text{ V};$

Gli otto ponti ad H che costituiscono l'inverter sono posti in cascata, in modo da ottenere una tensione di uscita che va da  $+8V_{dc}$  a  $-8V_{dc}$ . In figura 31 e 32 sono

riportati lo schema del collegamento tra i vari moduli del convertitore, e la connessione con il carico in esame, una resistenza da 10 kΩ:

Si noti come in ingresso all'inverter siano forniti il segnale di riferimento (tramite il blocco Signal Generator S\_G1, che genera un segnale sinusoidale con ampiezza  $A_m$  pari a 8 V e frequenza  $f_m$  di 5 kHz) e i diversi valori delle tensioni di soglia.

In uscita sono invece presenti delle misure relative alle correnti estratte dal lato dc del convertitore.

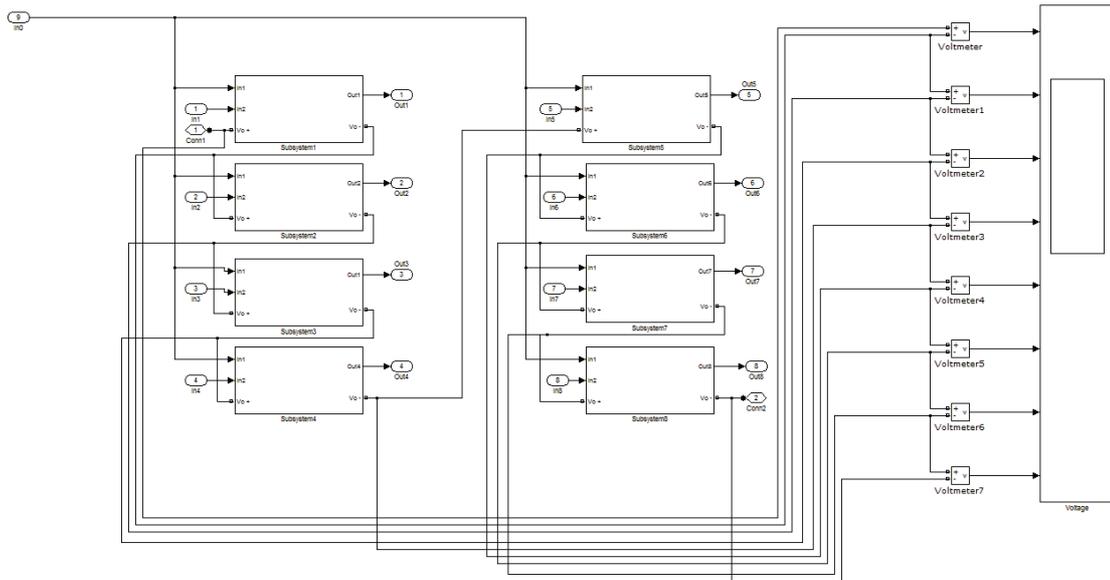


Figura 31: otto moduli collegati in serie che compongono l'inverter a 17 livelli

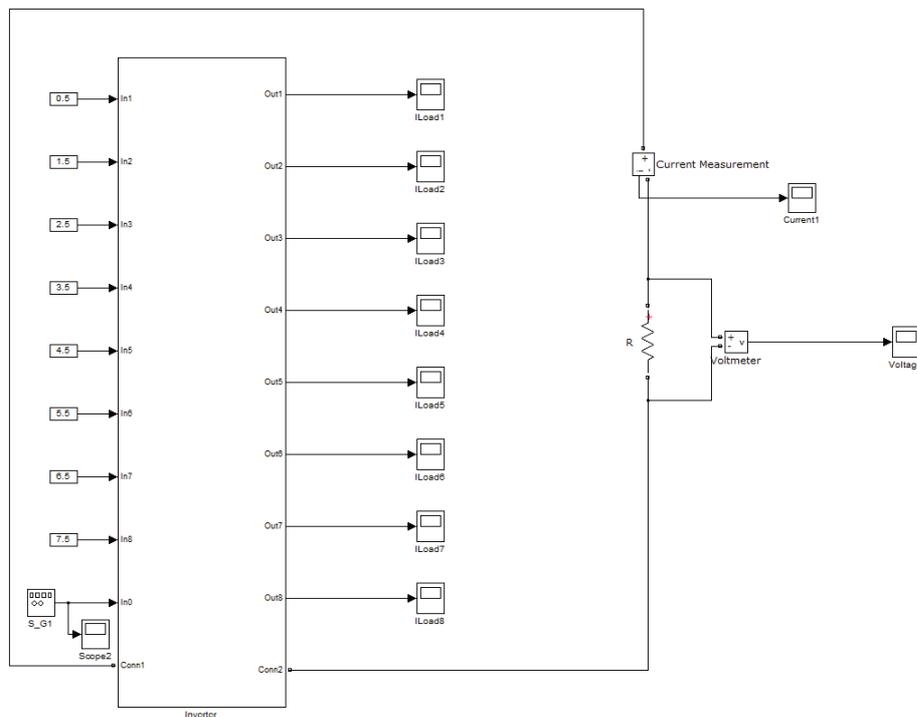


Figura 32: inverter multilivello cascaded a fase singola con carico resistivo

Svolgendo la simulazione in ambiente Simulink, si ottengono i seguenti risultati: il segnale di riferimento viene effettivamente replicato dall'inverter tramite i diversi gradini di tensione dc (figura 33), che sono generati dai ponti ad H che compongono l'inverter (figura 34).

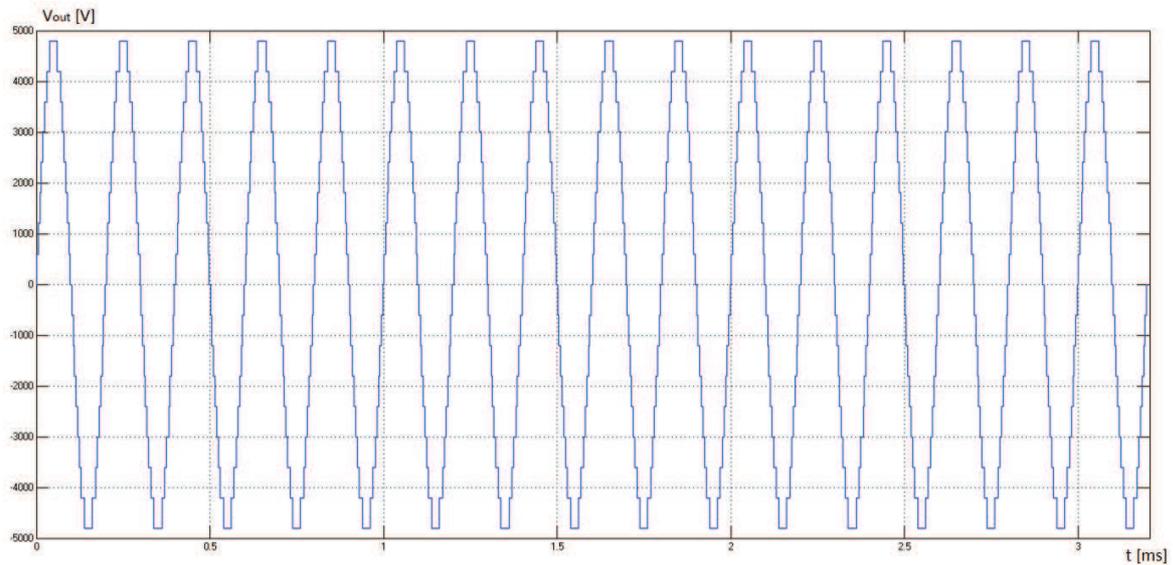


Figura 33: tensione di uscita dell'inverter

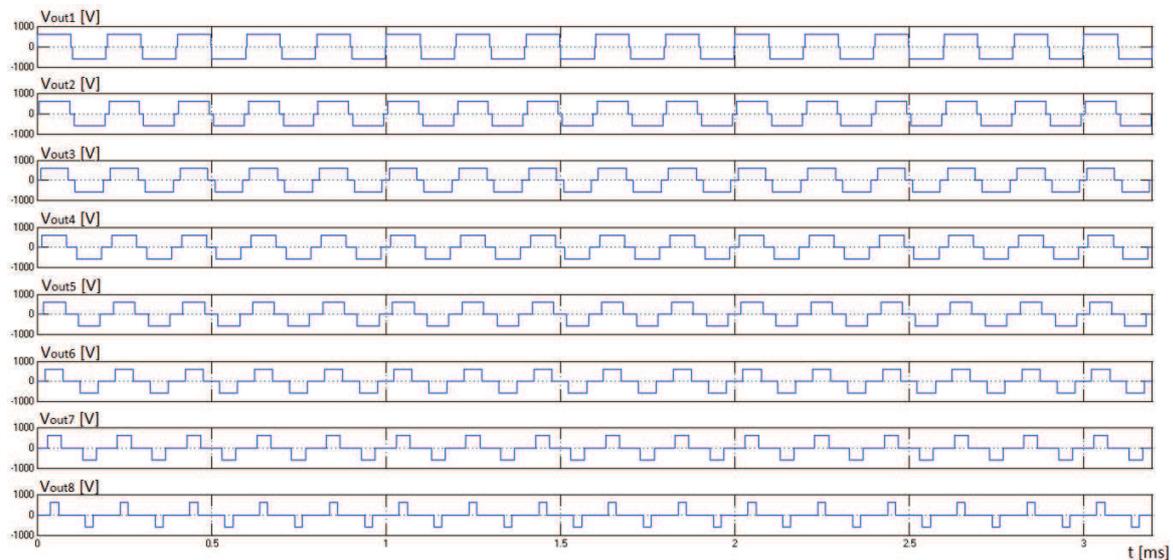


Figura 34: tensione di uscita degli otto ponti ad H che compongono il convertitore

E' però evidente che gli otto moduli che compongono il convertitore funzionano per intervalli di tempo differenti, e ciò si traduce in una diversa potenza estratta dai generatori di tensione posti sul lato dc dei moduli.

Ciò è facilmente verificabile tramite simulazione, osservando le potenze medie estratte da ogni generatore di tensione dc calcolate in un intervallo di tempo pari al periodo del segnale di riferimento:

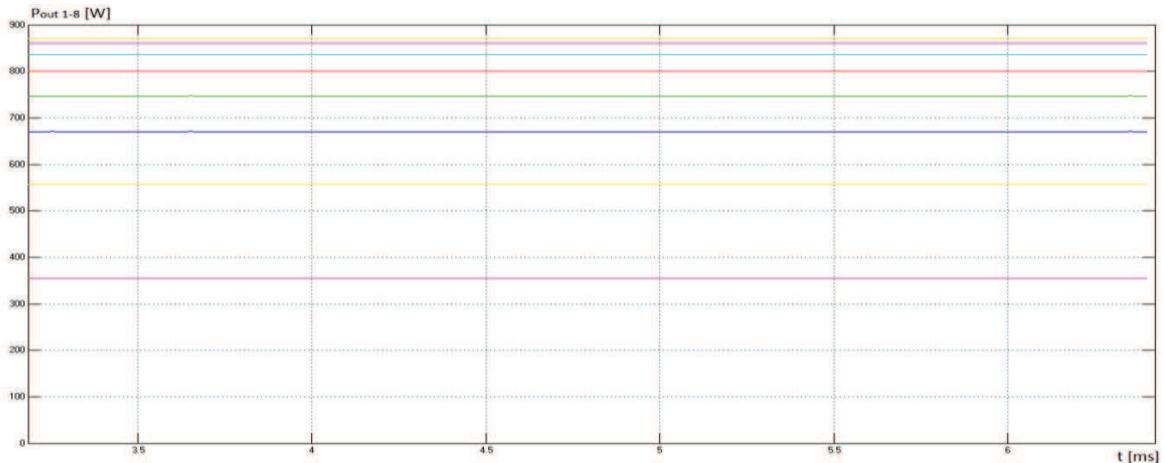


Figura 35: potenza media estratta dai moduli del convertitore

Sono quindi necessari degli algoritmi (descritti nei seguenti paragrafi) mirati a rendere omogeneo l'utilizzo dei moduli del convertitore e di conseguenza bilanciare la potenza estratta da essi. Si noti come questo principio sia fondamentale soprattutto in ambito fotovoltaico, in modo da utilizzare il più uniformemente possibile le stringhe di pannelli solari e massimizzare la potenza immessa in rete.

### 3.1.2 Primo algoritmo di bilanciamento della potenza

Il primo algoritmo proposto per equilibrare la potenza estratta da ogni ponte è anche il più semplice, e non prevede alcuna misura delle tensioni o delle correnti dell'inverter.

Tale algoritmo si basa sostanzialmente sulla creazione di un vettore contenente otto elementi, che corrispondono alle tensioni di soglia già descritte nel paragrafo 3.1.1.

Questo vettore viene traslato con un periodo pari a quello del segnale di riferimento sinusoidale, in modo da modificare i livelli di tensione che vengono forniti ai ponti del convertitore. Se quindi nel primo periodo il ponte 1 di 8 ha una tensione di soglia di 0,5 V, nel secondo periodo tale tensione sarà di 1,5 V, e così via.

Questo algoritmo viene implementato mediante un blocco Simulink denominato Embedded Matlab Function, che consente di aggiungere del codice Matlab al modello di simulazione.

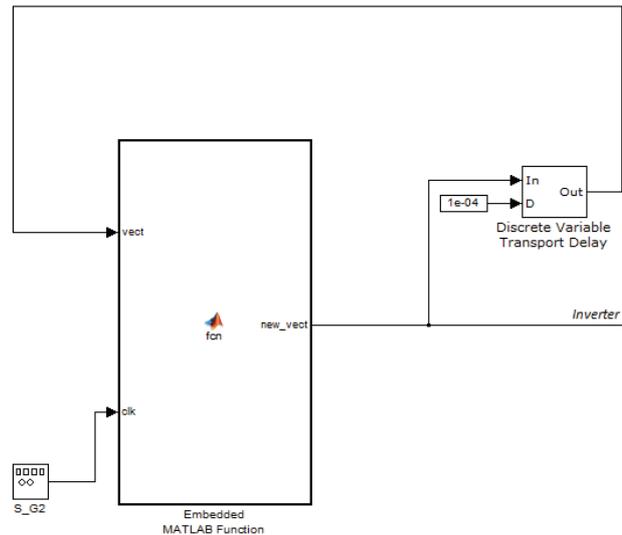


Figura 36: primo controllo della potenza

In ingresso al blocco vi è un segnale di clock (denominato *clk*) che opera alla frequenza del riferimento ed il vettore delle tensioni di soglia (*vect*), mentre in uscita vi è il vettore delle soglie riordinate (*new\_vect*). Quest'ultimo vettore viene retroazionato con un ritardo di 100  $\mu$ s, pari ad un semiperiodo del segnale di riferimento, in modo da fornire in ingresso al blocco Simulink il vettore delle soglie aggiornato.

Il codice con il quale si è programmata l'Embedded Matlab Function è qui di seguito riportato:

```
function new_vect = fcn(vect,clk)

double clk;

new_vect=vect;

if (clk==1)
    new_vect=circshift(vect,[1 -1]);
end;
```

La funzione `circshift(A, [n ±1])` è definita in linguaggio Matlab e consente di eseguire una traslazione circolare di *n* posizioni di un vettore *A*, a destra (+1) o a sinistra (-1).

Le tensioni in uscita dagli otto moduli dell'inverter sono visibili in figura 37: si noti come in ogni istante ciascun modulo sintetizzi un diverso gradino di tensione, in modo

da riprodurre in uscita il riferimento sinusoidale, e come la sequenza dei livelli abbia un periodo pari a  $8 \cdot 1/f_m$ .

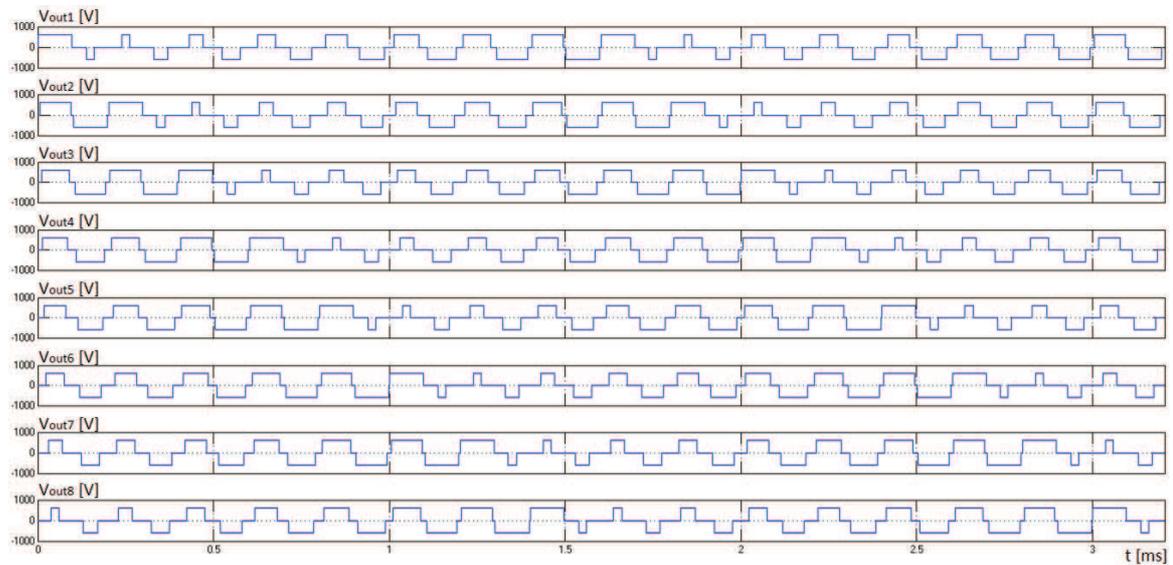


Figura 37: tensioni di uscita degli otto moduli dell'inverter con l'utilizzo del primo algoritmo di bilanciamento

Vi è quindi non una equilibratura istantanea delle potenze erogate da ogni modulo, ma una equilibratura periodica, con periodo pari al prodotto tra il numero di ponti ad H che compongono l'inverter ed il periodo del segnale di riferimento che si intende replicare.

Ciò è molto evidente osservando la figura 38, che illustra la potenza media estratta da ciascun ponte in un intervallo di tempo pari al periodo del segnale di riferimento. E' facile riconoscere come l'intervallo di potenza istantanea sia abbastanza ampio, circa 400 W.

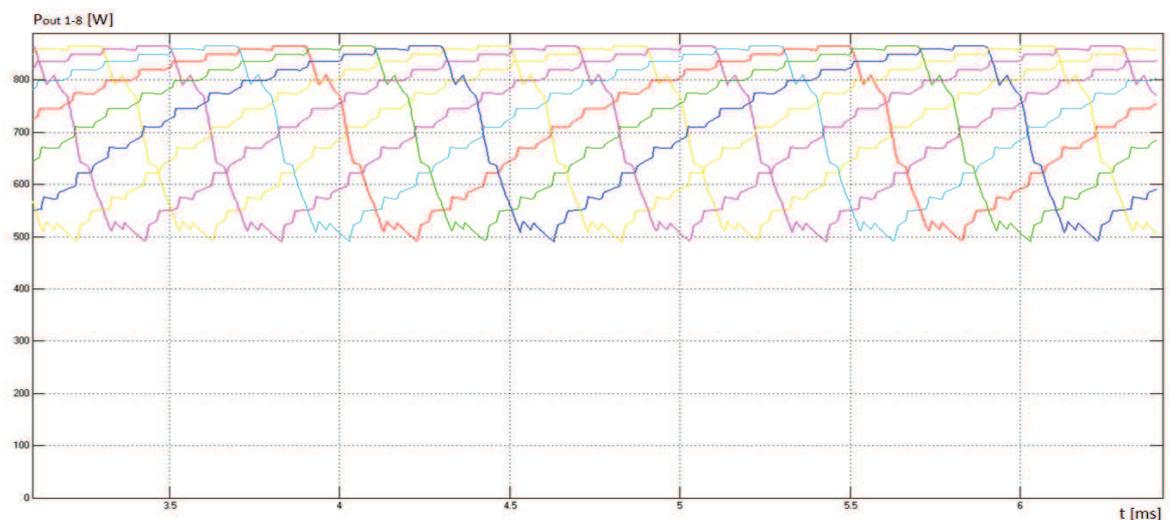


Figura 38: potenza media estratta dai moduli del convertitore applicando il primo algoritmo di bilanciamento

Per ottenere un bilanciamento più veloce è necessario quindi variare leggermente l'algoritmo, come descritto nel prossimo paragrafo.

### 3.1.3 Secondo algoritmo di bilanciamento della potenza

Il secondo algoritmo proposto permette, come già accennato, una equilibratura più rapida della potenza erogata da ogni ponte. Si utilizza anche in questo caso il blocco Simulink denominato Embedded Matlab Function (figura 39), che riceve in ingresso due vettori (*vect1* e *vect2*), i quali contengono inizialmente le tensioni di soglia ordinate rispettivamente in ordine crescente ed in ordine decrescente, ed un segnale di clock (*clk*) con periodo pari a quello del segnale di riferimento. In uscita sono invece presenti i vettori provvisori delle soglie riordinate (*new\_vect1* e *new\_vect2*) e il vettore delle tensioni di soglia (*new\_vect*) che saranno effettivamente inviate all'inverter per regolare l'accensione degli otto moduli che lo compongono.

Come si può notare, i vettori *new\_vect1* e *new\_vect2* sono retroazionati con un ritardo pari ad un semiperiodo del segnale di riferimento, in quanto il controllo deve operare sempre sugli ultimi vettori ordinati.

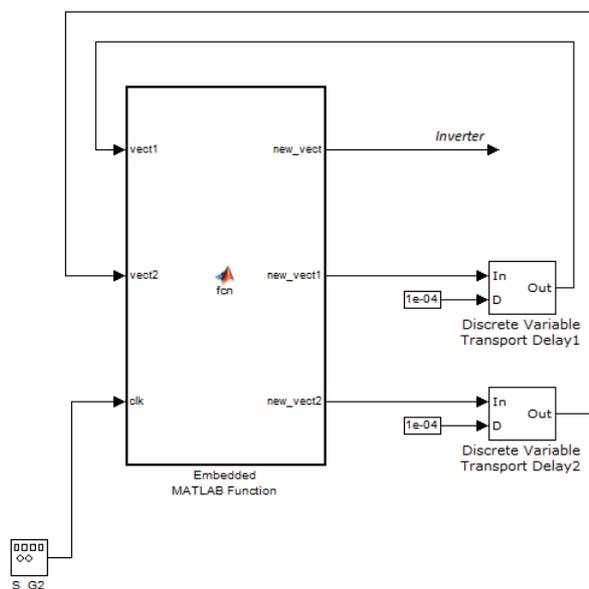


Figura 39: secondo controllo della potenza

Il codice per controllare l'Embedded Matlab Function è leggermente più complicato rispetto al caso precedente, ed è qui di seguito riportato:

```

function [new_vect, new_vect1, new_vect2]= fcn(vect1, vect2, clk)

double clk;

new_vect1=vect1;
new_vect2=vect2;

if (clk==1)
    new_vect1=circshift(vect1,[1 -1]);
    new_vect=new_vect1;
else
    new_vect2=circshift(vect2,[1 -1]);
    new_vect=new_vect2;
end;

end

```

Per ottenere una fornitura più uniforme della potenza da parte di ogni ponte si procede alternando una soglia di tensione positiva bassa (ad esempio +0,5 V) ad una soglia negativa alta (come -7,5 V).

Per far questo, come detto in precedenza, sono necessari due vettori contenenti le soglie ordinati in senso crescente e decrescente. Al semiperiodo di clock positivo il vettore `new_vect1` viene traslato di una posizione a sinistra, mentre al semiperiodo negativo è il vettore `new_vect2` ad essere traslato a sinistra di una posizione. Si noti come il ritardo di 100  $\mu$ s inserito nella retroazione di figura 39 permetta che la rotazione non sia continua, ma solo all'inizio di ogni semiperiodo.

A seconda poi del semiperiodo in cui ci si trova, il vettore delle tensioni di pilotaggio dell'inverter `new_vect` assumerà i valori contenuti in `new_vect1` o in `new_vect2`.

In figura 40 è possibile osservare le tensioni di uscita degli otto ponti ad H che costituiscono il convertitore, ottenute tramite simulazione in ambiente Simulink: si noti come i risultati siano quelli attesi, e ad ogni semiperiodo si abbia una variazione del tempo di accensione di ciascun modulo, con un conseguente bilanciamento della potenza.

Tale bilanciamento non è istantaneo neppure in questo caso, ma riduce sostanzialmente il ripple della potenza media (figura 41), che risulta dimezzato rispetto alle simulazioni svolte nel precedente paragrafo.

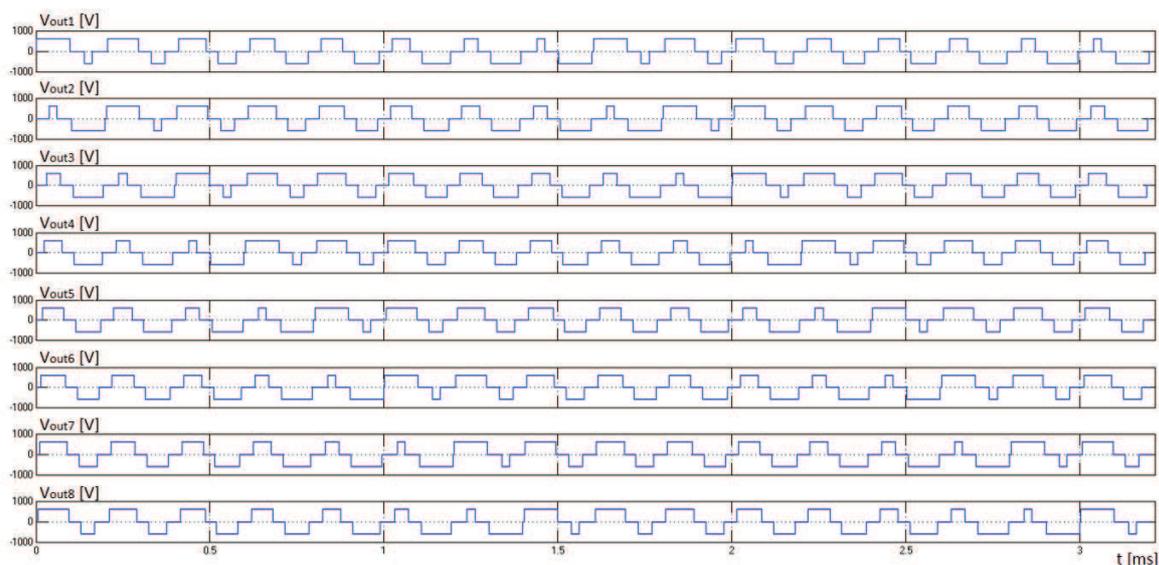


Figura 40: tensioni di uscita degli otto moduli utilizzando il secondo algoritmo di bilanciamento

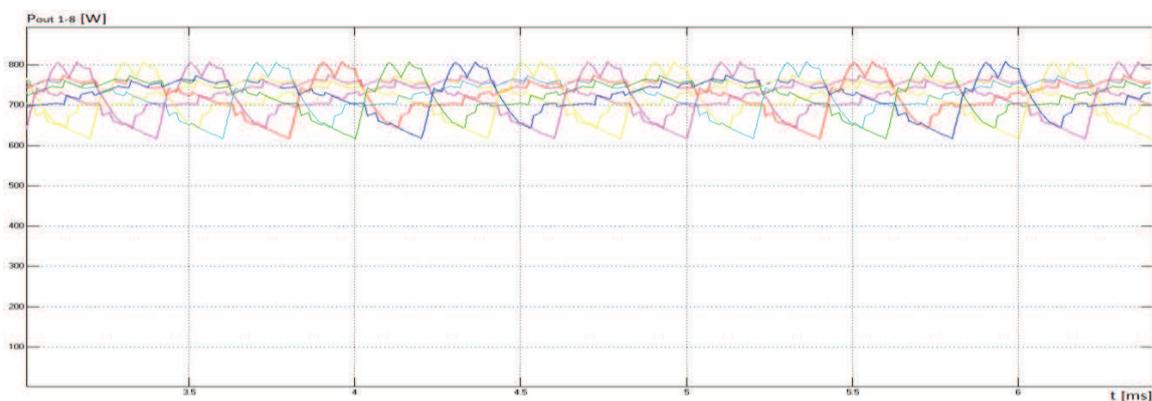


Figura 41: potenza media estratta dai moduli dell'inverter in un periodo pari al periodo del segnale di riferimento

Questo algoritmo è sostanzialmente migliore rispetto al precedente poiché, con un trascurabile aumento della complessità, si riesce ad ottenere una equilibratura molto più efficace. Inoltre non sono necessarie anche in questo caso misure delle tensioni e delle correnti dell'inverter.

Per ottenere una equilibratura pressoché istantanea della potenza, sono necessari algoritmi che varino i gradini di tensione in intervalli di tempo inferiori ad un semiperiodo, aumentando quindi il numero di commutazioni degli interruttori dei ponti ad H.

Inoltre fino ad ora è stata fatta una importante supposizione, cioè che tutti le sorgenti dc dell'inverter siano identiche e si comportino allo stesso modo. Ciò ovviamente non è affatto scontato, e per questo è utile introdurre algoritmi di bilanciamento che siano indipendenti dall'ipotesi di omogeneità delle sorgenti.

Tali tecniche (oggetto delle prossime sezioni) sono però più complesse e richiedono una misura della potenza erogata, e quindi delle tensioni e delle correnti dei dispositivi simulati.

### 3.1.4 Terzo algoritmo di bilanciamento della potenza

Il terzo algoritmo presentato è, come già anticipato, più complesso rispetto ai precedenti, in quanto richiede la misura della tensione lato dc dell'inverter e delle correnti erogate da ogni ponte.

In figura 42 è possibile osservare il circuito simulato in ambiente Simulink. In uscita all'inverter sono presenti otto misure di corrente, corrispondenti alle correnti lato dc erogate da ogni modulo, mentre la tensione è stata ipotizzata costante e pari a  $V_{dc}$ , in quanto sul lato dc sono presenti dei generatori di tensione ideali ed identici tra loro.

La tensione e le correnti misurate sono moltiplicate tra loro in modo da calcolare la potenza istantanea estratta da ogni ponte. Le grandezze così ottenute sono inviate ad un blocco denominato Windowed Integrator: si tratta di un integratore a finestra (figura 43) che calcola l'integrale della potenza in un lasso di tempo corrispondente a  $100 \mu s$ , cioè metà del periodo del segnale di riferimento, in modo da ricavare l'energia erogata dalla sorgente dc nell'intervallo considerato.

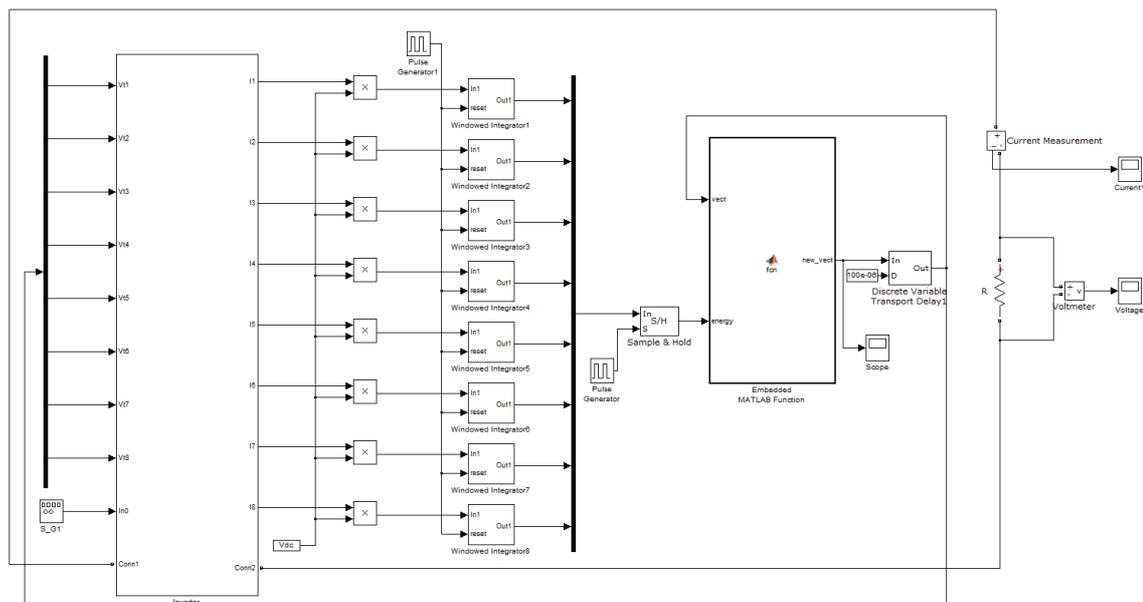


Figura 42: inverter multilivello cascaded con carico resistivo ed algoritmo di bilanciamento della potenza

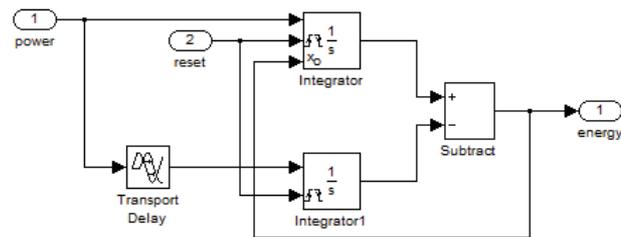


Figura 43: Windowed Integrator

L'integratore a finestra è composto da due blocchi integratori: in particolare nel secondo blocco il segnale in oggetto (in questo caso una potenza) arriva ritardato di un tempo corrispondente ad un semiperiodo. Effettuando la differenza tra gli integrali si ricava quindi l'energia generata nell'intervallo di tempo corrispondente al ritardo considerato.

E' presente anche un segnale di reset, utile ad evitare la saturazione degli integratori, che alla sua attivazione pone il primo integratore ad un valore iniziale di uscita pari alla differenza tra gli integrali in quell'istante ed il secondo ad un valore nullo. In questo modo si mantiene uniforme e costante l'uscita del Windowed Integrator, il quale continua la misura dell'energia erogata dal modulo dell'inverter in esame.

Gli otto valori di energia così ottenuti vengono campionati tramite un blocco di Sample & Hold, con periodo di campionamento stabilito dal Pulse Generator (qui posto uguale a 100  $\mu$ s, ma è possibile agire su questo parametro in modo da variare le prestazioni del sistema), così da fornire in ingresso all'Embedded Matlab Function delle grandezze costanti.

Anche in questo caso in ingresso a tale blocco è presente il vettore delle tensioni di soglia vect, mentre in uscita vi è il vettore delle soglie riordinate new\_vect, che, come già detto, viene retroazionato con un ritardo di 100  $\mu$ s.

L'algoritmo in esame ordina le soglie sulla base del vettore energia: al ponte che finora ha fornito più energia viene assegnata la tensione di soglia più alta (7,5 V), mentre a quello che ne ha fornito meno è assegnata la soglia più bassa (0,5 V), e quindi rimarrà in stato di conduzione più tempo rispetto all'altro modulo. In modo analogo sono assegnate le altre tensioni di soglia ai rimanenti moduli.

Qui di seguito è riportato il codice con il quale è programmata l'Embedded Matlab Function:

```

function new_vect = fcn(vect, energy)

new_vect=vect;

for i=0:1:(length(vect)-1)

    [max, posmax]=max(energy);
    new_vect(posmax)=7.5-i;
    energy(posmax)=0;

end;

end

```

Si esegue un ciclo for con otto iterazioni, nel quale si trova il valore del massimo del vettore energia e la sua posizione (tramite la funzione  $\max(A)$ ), e viene stabilito il valore della tensione di soglia per il modulo corrispondente al massimo. Si pone poi a zero l'elemento considerato del vettore energia, in modo da trovare il secondo massimo all'iterazione successiva.

Di seguito sono riportati i risultati della simulazione: si noti come in questo caso le tensioni di uscita da ogni ponte ad H (figura 44) non abbiano un andamento regolare, poiché la tensione di soglia viene cambiata ogni semiperiodo. Tuttavia, in ogni istante, le soglie degli otto moduli sono differenti tra loro, e ciò consente di ottenere ai capi della resistenza di carico la tipica tensione a diciassette gradini come previsto (figura 45).

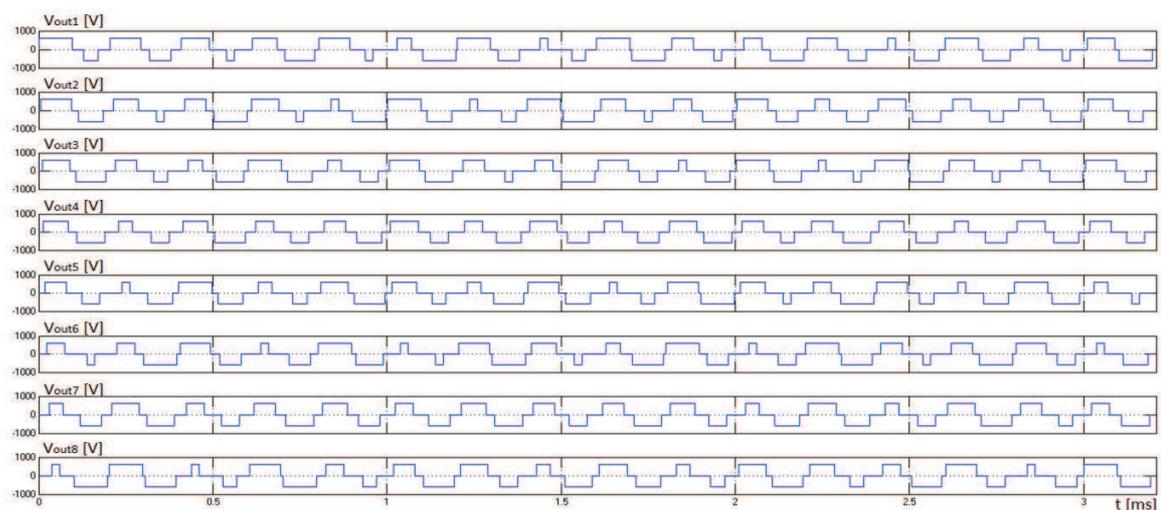


Figura 44: tensione di uscita degli otto moduli del convertitore applicando il terzo algoritmo di bilanciamento

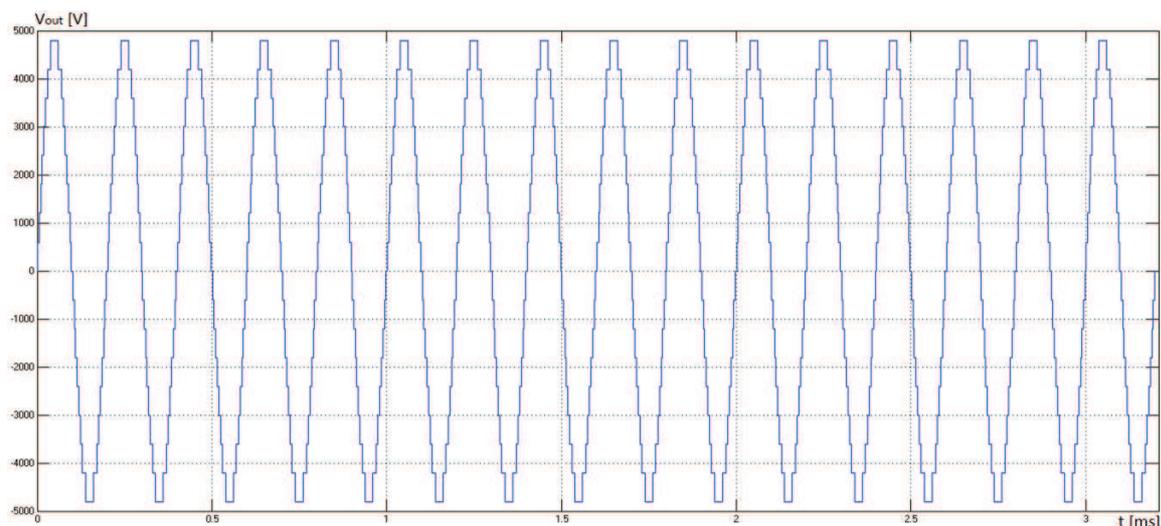


Figura 45: tensione di uscita dell'inverter

La potenza media erogata in un lasso di tempo di 0,2 ms (cioè pari al periodo del segnale di riferimento) non risulta però costante, e ha un andamento simile a quello visto nel paragrafo precedente.

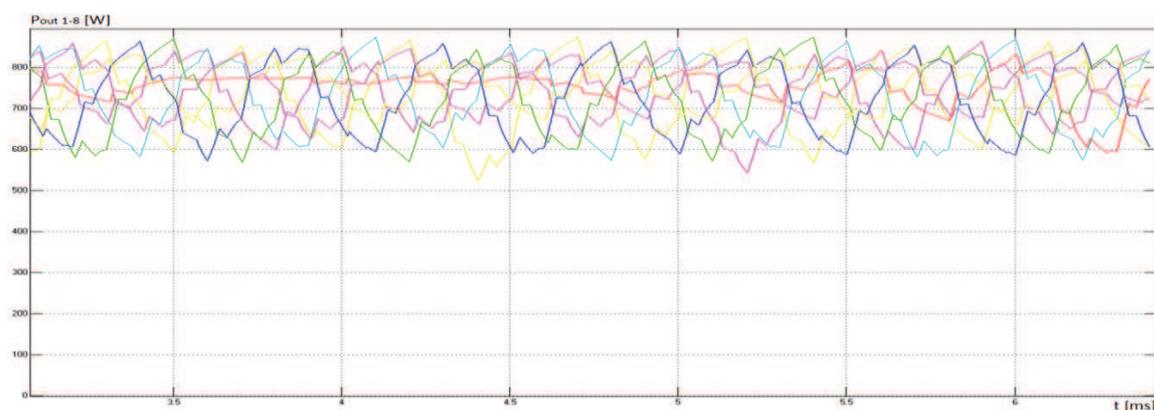


Figura 46: potenza media erogata dai moduli del convertitore in un intervallo di tempo di 100  $\mu$ s

Per fare in modo che le potenze erogate da ogni modulo siano il più possibile omogenee tra loro, è possibile consentire più commutazioni degli switch presenti sui ponti ad H, cambiando al tempo stesso le tensioni di soglia assegnate ai moduli del convertitore.

E' sufficiente variare il periodo di campionamento del blocco di Sample & Hold in ingresso all'Embedded Matlab Function ed il ritardo introdotto nella retroazione del vettore delle tensioni di soglia.

Modificando questi parametri e portandoli da un valore di 100  $\mu$ s a 1  $\mu$ s, si ottengono i seguenti risultati: le tensioni in uscita da ogni ponte presentano una sorta di

modulazione, causata dal continuo cambiamento dei livelli di tensione (figura 47), mentre il range delle potenze medie è sensibilmente diminuito (figura 48).

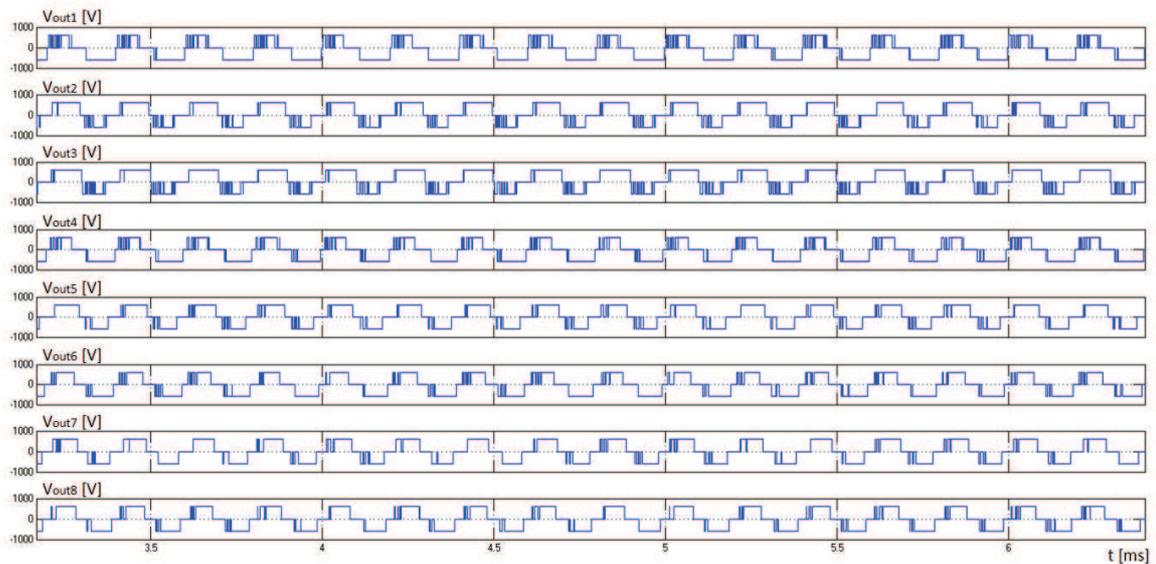


Figura 47: tensione di uscita degli otto moduli del convertitore con un tempo di campionamento/ritardo di  $1 \mu\text{s}$

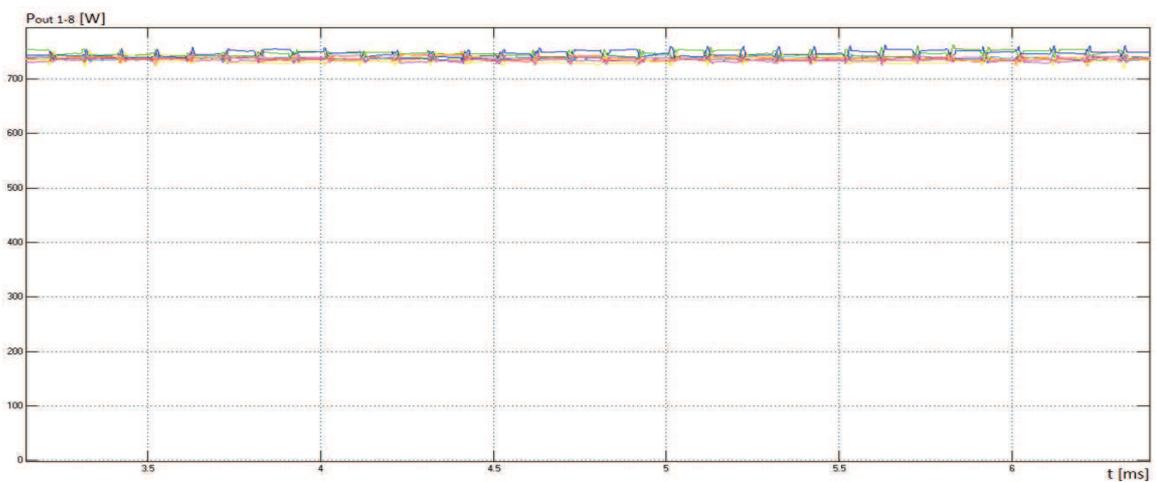


Figura 48: potenza media erogata dai moduli del convertitore con un tempo di campionamento/ritardo di  $1 \mu\text{s}$

Facendo un ingrandimento della figura 47 è possibile osservare come sia comunque assicurato che in ogni istante le tensioni di soglia degli otto moduli siano differenti tra loro, e quindi la tensione di uscita dell'inverter non presenta alcuna distorsione aggiuntiva.

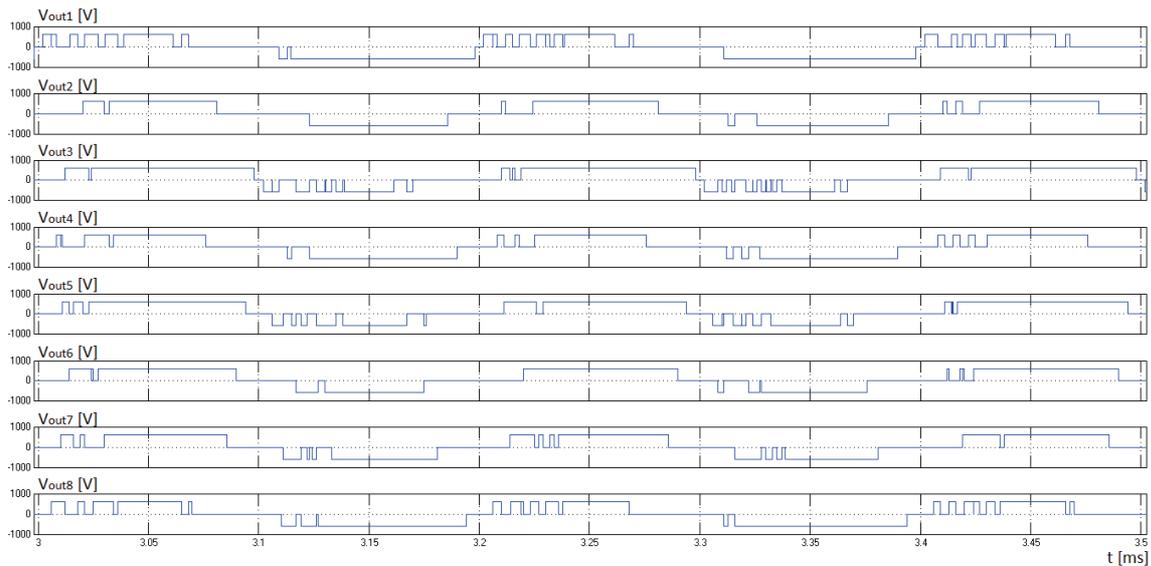


Figura 49: ingrandimento delle tensioni di uscita dei moduli dell'inverter

## 3.2 Inverter cascaded monofase per la scarica di un plasma

Gli algoritmi presentati nei precedenti paragrafi stanno trovando applicazione in un progetto sviluppato all'interno del Dipartimento di Ingegneria Elettrica e dell'Informazione di Bologna, riguardante un inverter monofase a 24 stadi per l'alimentazione della scarica di un plasma.

In particolare, sono i primi due algoritmi (trattati nei paragrafi 3.1.2 e 3.1.3) ad aver suscitato maggiore interesse, in quanto non prevedono l'impiego di misure di corrente e tensione per l'equilibratura della potenza estratta da ogni modulo del convertitore, e sono quindi di più facile realizzazione.

Tali misure risulterebbero infatti molto complicate in un dispositivo costituito da un numero di stadi così elevato, in quanto sarebbe necessario gestire una grande quantità di segnali da parte della logica che si occupa del controllo del convertitore, che, per motivi economici, non può essere troppo complessa.

### 3.2.1 La scarica di un plasma

Con il termine plasma si indica uno dei quattro stati fondamentali della materia, oltre a solido, liquido e gas. Scaldando un gas, infatti, si ionizzano le molecole o gli atomi che lo compongono, trasformandolo in un plasma.

Il plasma è quindi elettricamente conduttivo, in quanto contiene dei portatori di carica libera, ed è facilmente influenzabile dai campi elettromagnetici.

Come un gas, un plasma non ha quindi una forma o un volume ben definiti, ma si adatta al contenitore che lo racchiude. Tuttavia, sotto l'azione di un campo magnetico, può formare strutture come filamenti e fasci (figura 50).

Nell'universo, il plasma è il più comune stato della materia: sia il Sole che le altre stelle sono fatte di plasma. Il plasma è inoltre utilizzato comunemente per realizzare lampade e insegne al neon.

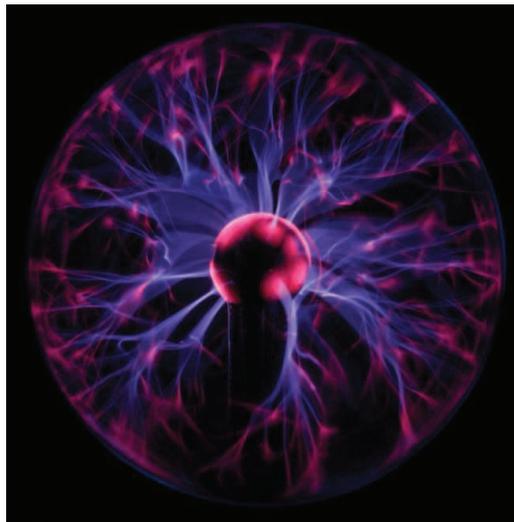


Figura 50: globo di plasma sotto l'azione di un campo magnetico

E' possibile generare un plasma artificialmente, facendo fluire una corrente elettrica attraverso un gas. In figura 51 è illustrato un esempio in cui una sorgente elettrica (in questo caso per semplicità è stata scelta una sorgente dc) è collegata tramite due elettrodi ad un gas racchiuso in un contenitore isolato.

La differenza di potenziale tra gli elettrodi genera un campo elettrico all'interno del gas, che sposta le cariche negative verso l'anodo e le cariche positive verso il catodo, causando una forte ionizzazione all'interno del materiale, che da isolante si trasforma in conduttore.

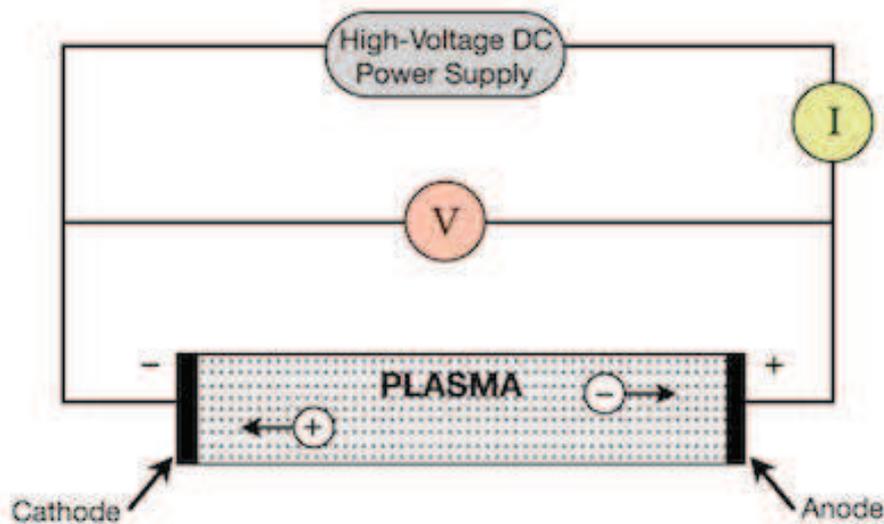


Figura 51: generazione del plasma in un tubo di gas isolato

Utilizzando una sorgente dc, però, lo stato di plasma permane solo per alcuni nanosecondi, in quanto, dopo un iniziale movimento delle cariche, gli elettrodi vengono schermati dai portatori che hanno attratto loro stessi, e ciò causa la scomparsa del campo elettrico tra anodo e catodo.

Per evitare questo fenomeno è necessario invertire periodicamente la polarizzazione degli elettrodi, in modo da mantenere le cariche in movimento, e conservare lo stato di plasma.

Per generare un plasma è quindi preferibile utilizzare sorgenti di tensione alternata caratterizzate da una frequenza che va da 1 a 500 kHz e da una tensione di picco di alcuni kV, che possono facilmente essere ottenute tramite l'impiego di inverter.

### 3.2.2 Struttura del convertitore

L'inverter progettato presso il Dipartimento di Ingegneria è un convertitore multilivello di tipologia cascaded a 24 stadi, il cui schema è illustrato in figura 52.

Ogni stadio è alimentato tramite una batteria con tensione nominale di 13 V e corrente di 1,2 A, ed è formato dalla cascata di un convertitore flyback e un ponte ad H.

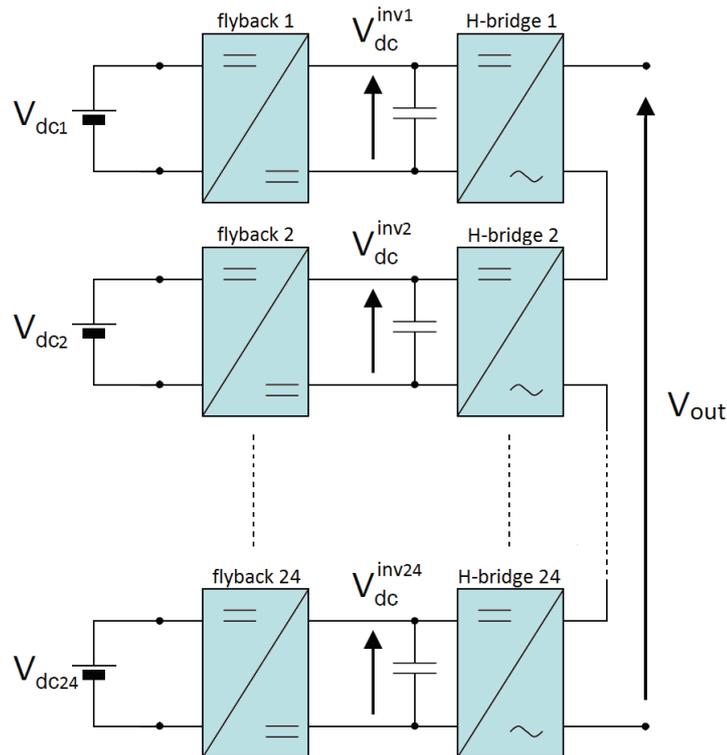


Figura 52: schema dell'inverter monofase a 24 stadi

Il convertitore flyback (figura 53) è un alimentatore di tipo switching, che prevede l'impiego di un trasformatore per ottenere un isolamento galvanico tra ingresso e uscita.

Il funzionamento del convertitore è suddiviso in due fasi:

- Stato ON: l'interruttore T è chiuso ed il primario del trasformatore è collegato direttamente alla tensione in ingresso. La tensione ai capi del secondario è negativa ed il diodo è bloccato. E' il condensatore di uscita che fornisce l'energia richiesta dal carico.
- Stato OFF: l'interruttore T è aperto, e l'energia immagazzinata nel trasformatore viene trasferita al carico.

La relazione ingresso uscita è quindi la seguente:

$$V_{out} = \frac{n_2}{n_1} \frac{\alpha}{1 - \alpha} V_{dc}$$

dove  $n_1$  e  $n_2$  sono il numero di spire rispettivamente al primario e al secondario del trasformatore, e  $\alpha$  è il duty cycle dello switch.

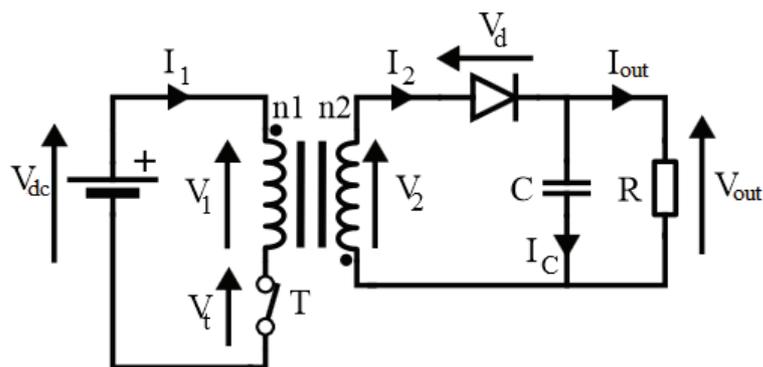


Figura 53: convertitore flyback

Il compito del flyback è quello di portare la tensione in ingresso ai ponti ad H ad un valore stabile di 600 V, in modo da ottenere una tensione massima di uscita dall'inverter monofase pari a:

$$V_{inverter}^{max} = 24 \cdot V_{dc\_inv} = 24 \cdot 600 = 14,4 \text{ kV}$$

La tensione di uscita del convertitore è costituita dalla combinazione di 49 livelli ( $2 \cdot 24 + 1$ ), ed è quindi possibile riprodurre con una discreta precisione un qualsiasi segnale di riferimento. Questa caratteristica è molto importante, in quanto permette di eseguire numerosi test sulla scarica di un plasma, in modo da comprendere qual è la migliore forma d'onda di tensione tramite cui ionizzare il gas.

### 3.2.3 Moduli dell'inverter

L'inverter ha una struttura modulare a 24 stadi identici tra loro, controllati tramite un microcontrollore Arduino Mega 2560 (figura 54) che, una volta programmato, genera i segnali necessari a pilotare gli switch di ogni ponte ad H per ottenere in uscita dal convertitore la forma d'onda di tensione desiderata.

Sono quindi presenti 48 segnali di controllo, due per ogni modulo, che vengono inviati all'inverter tramite un sistema in fibra ottica.

Sfruttando la configurazione modulare del convertitore, le fasi di progettazione e realizzazione hardware sono risultate più semplici e veloci (nonché più economiche), in quanto tutte le schede sono uguali.

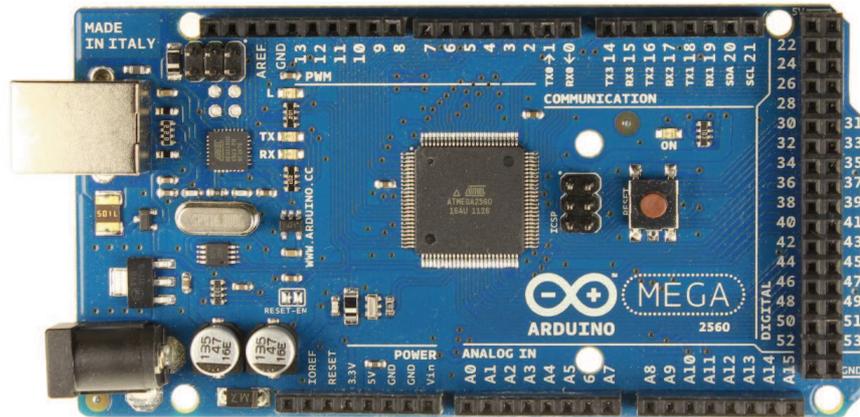


Figura 54: microcontrollore Arduino Mega 2560

In figura 55 è illustrato uno dei 24 moduli che compongono l'inverter: è possibile osservare come la scheda sia suddivisa in due parti fondamentali, quella superiore (in giallo) che costituisce il convertitore flyback, e quella inferiore (in rosso) che rappresenta il primo stadio di inverter ed il suo controllo.

I più importanti componenti del flyback sono i seguenti:

- l'ingresso del convertitore (evidenziato in giallo) per la connessione dell'accumulatore alla scheda;
- il trasformatore (in verde), che, tramite un opportuno rapporto spire, amplifica la tensione di batteria fino ad un valore stazionario di 600 V;
- il transistore MOS ed il circuito integrato necessario al suo pilotaggio tramite PWM (in rosa), che svolge le funzioni dell'interruttore di figura 53. Si può notare come il dispositivo sia rivestito da un dissipatore per facilitarne il raffreddamento;
- il bus dc di uscita (in blu), composto da numerose capacità ai capi delle quali vi è una tensione continua di 600 V, che sarà fornita in ingresso al ponte ad H.

Per quanto riguarda la sezione corrispondente all'inverter, si possono notare:

- i ricevitori della fibra ottica (in arancione), che acquisiscono i segnali generati dal microcontrollore Arduino per il pilotaggio degli switch del ponte ad H;
- il circuito integrato (in viola) che riceve in ingresso i due segnali acquisiti dai ricevitori ottici e produce quattro segnali complementari tra loro per azionare gli IGBT del ponte ad H;

- i quattro circuiti di generazione dei tempi morti (sempre in viola), uno per ogni segnale di pilotaggio del ponte, composti da una resistenza di pull-up, una capacità ed un trigger di Schmitt, necessario a rendere il segnale più squadrato;
- un convertitore 15 V - 5V (in rosa), per alimentare i ricevitori ottici ed il circuito integrato che genera i segnali di controllo per gli IGBT;
- il ponte ad H (figura 56, in rosso), saldato sul retro della scheda in modo da minimizzare lo spazio utilizzato;
- l'uscita dell'inverter (in azzurro), che fornisce quindi una tensione alternata con un valore di picco di 600 V;

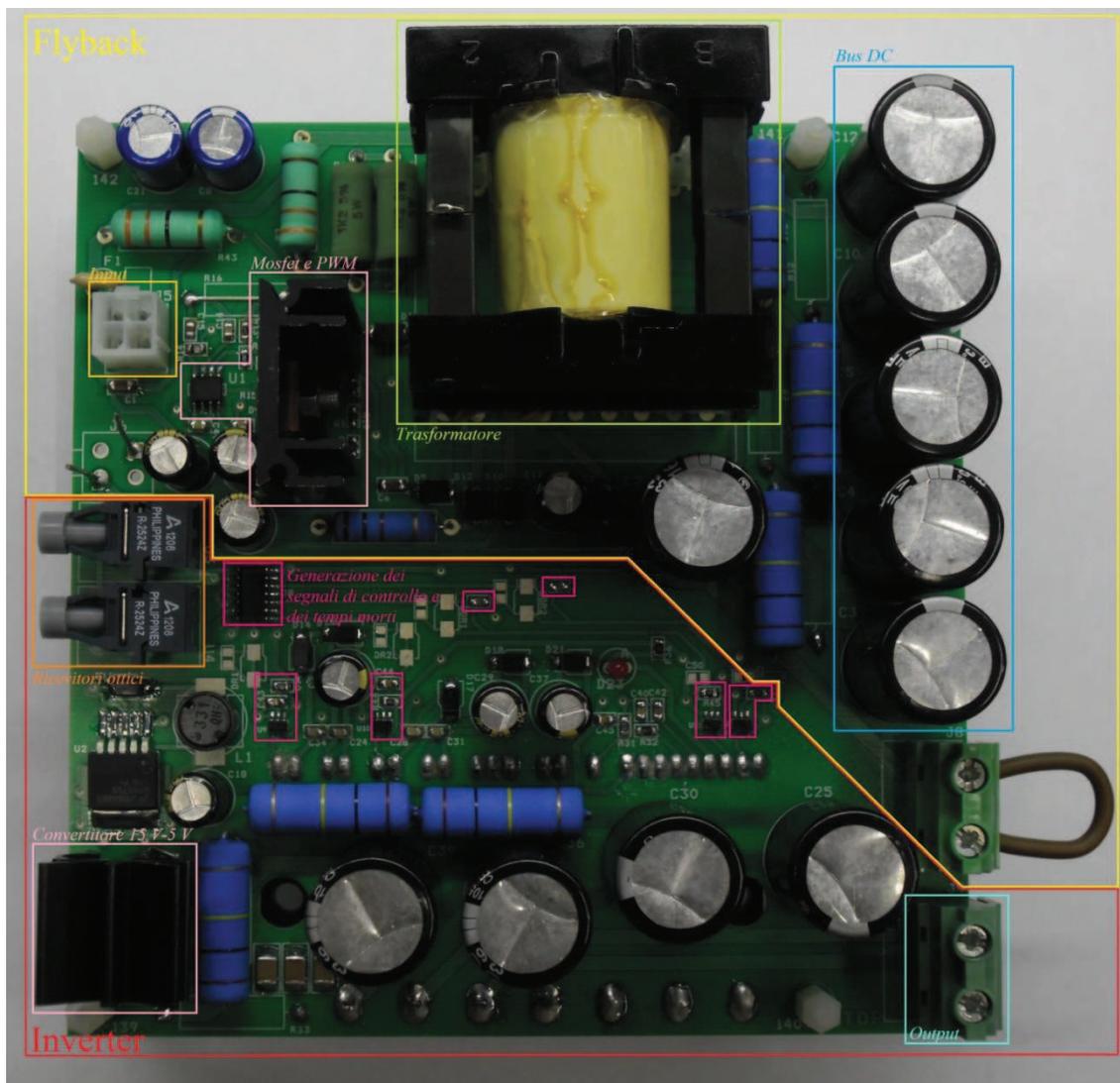


Figura 55: uno dei 24 moduli dell'inverter monofase per la scarica di un plasma

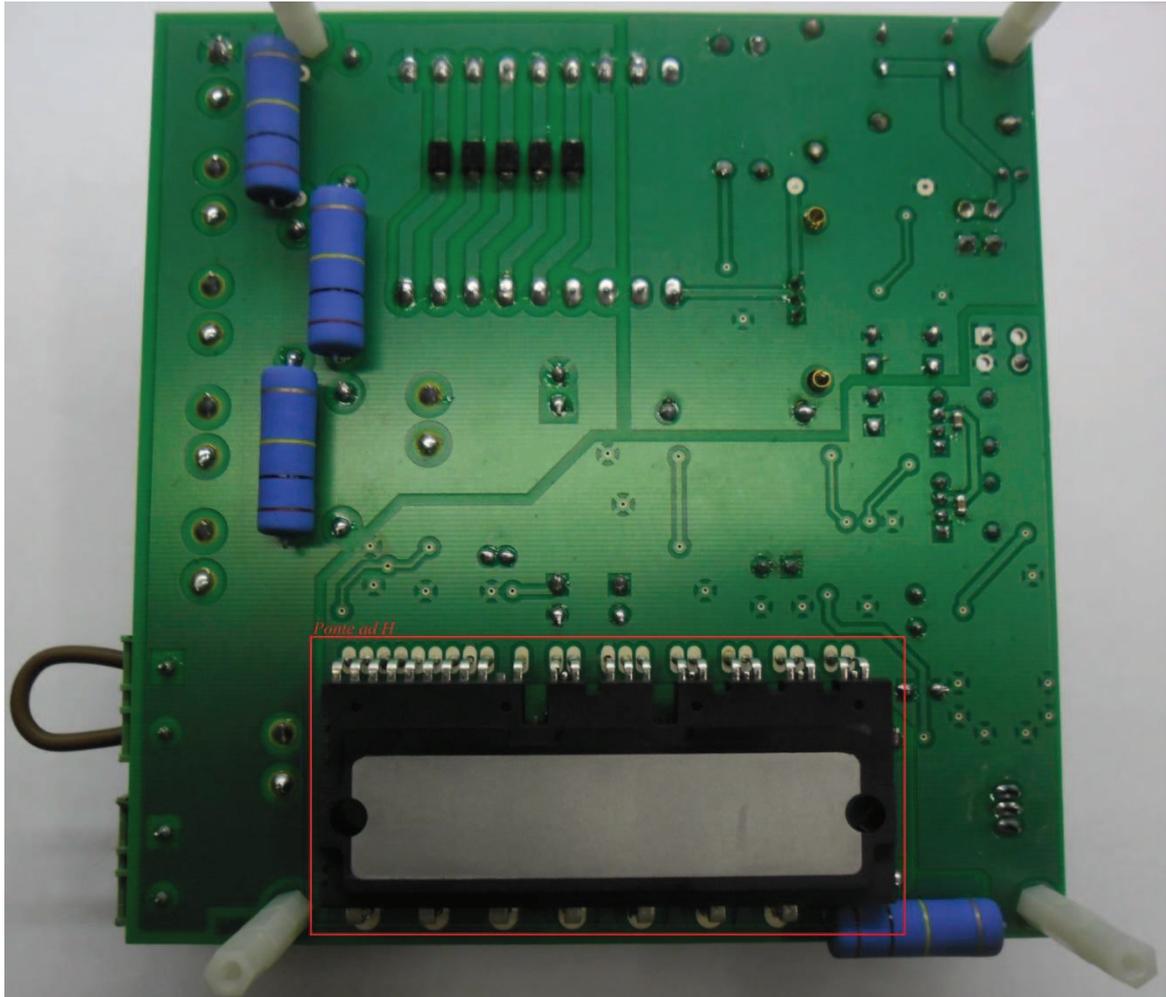


Figura 56: il retro della scheda di un modulo dell'inverter

Le schede sono state appositamente progettate per essere connesse in cascata in maniera ottimale, in modo da minimizzare lo spazio occupato e ridurre l'ingombro dei cavi elettrici.

Una disposizione caratteristica di quattro schede collegate in serie costituisce una sorta di "colonna", come illustrato in figura 57 (nella pagina successiva).



Figura 57: quattro moduli dell'inverter disposti in cascata

## 3.3 Inverter cascaded monofase grid-connected

### 3.3.1 Inverter monofase per la connessione in rete

Il dispositivo proposto ha un schema simile a quello illustrato nel paragrafo 3.1, con la differenza che al posto del carico è presente la rete, la quale impone una tensione sinusoidale di 230 V efficaci all'uscita dell'inverter. Sarà quindi compito del convertitore andare a regolare la tensione sul bus dc (composto da delle capacità poste all'ingresso ad ogni modulo), in modo da introdurre in rete una corrente sinusoidale in fase con la tensione della rete stessa, generando quindi potenza attiva.

Ogni modulo è costituito da un ponte ad H, dove sul bus dc è presente una capacità con un generatore di corrente (in questo caso un generatore controllato) in parallelo. In applicazioni reali, ovviamente, il generatore è sostituito da un dispositivo quale un pannello fotovoltaico (o una stringa di pannelli).

L'inverter, come già detto nella sezione 3.1, è formato dalla connessione in serie di otto dei moduli di figura 58, ed è connesso alla rete elettrica monofase a tensione alternata ( $V_{\text{eff}}=230\text{ V}$  e  $f_{\text{grid}}=50\text{ Hz}$ ) tramite un induttore, che serve da filtro per la corrente sinusoidale fornita dal convertitore (figura 59).

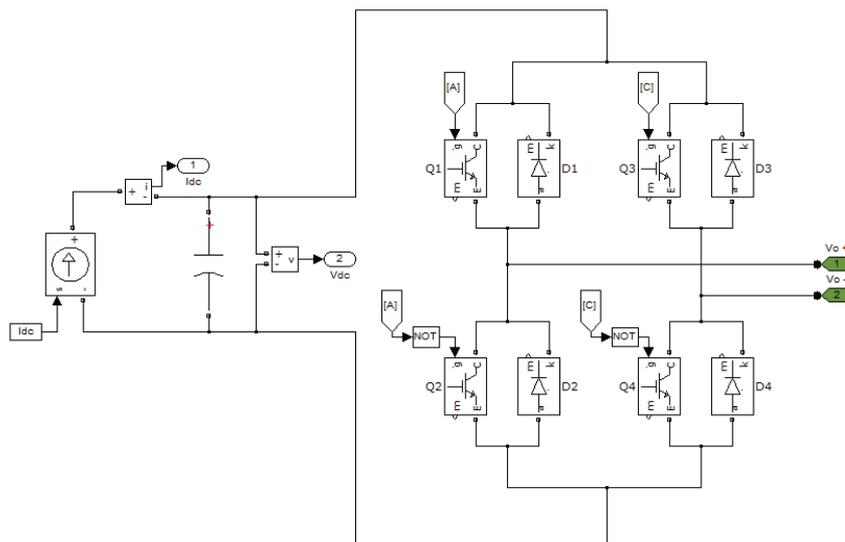


Figura 58: uno degli otto ponti ad H dell'inverter grid-connected

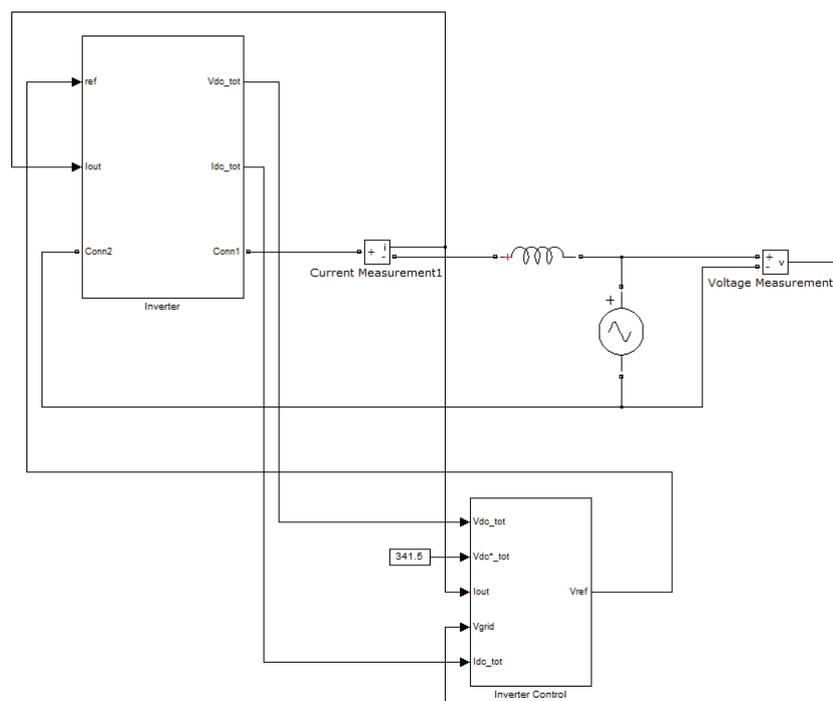


Figura 59: schema di connessione in rete dell'inverter con sistema di controllo del dispositivo

Il dispositivo simulato è un inverter monofase con potenza di 5 kW, dimensionato attraverso i seguenti parametri caratteristici:

- Induttore lato ac:

$$I_{ac}^{eff} = \frac{P_{dc}}{V_{grid}^{eff}} = \frac{5000}{230} = 21,74 \text{ A}$$

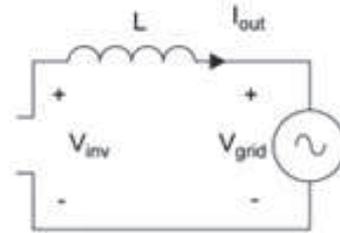


Figura 60: circuito equivalente di interfacciamento dell'inverter con la rete

schematizzando il circuito come in figura 60 è immediato ricavare la seguente equazione:

$$v_{inverter} = v_{grid} + \Delta v_L = v_{grid} + L \frac{di}{dt}$$

$$\Delta V_L^{eff} = 5\% V_{grid}^{eff} = 5\% \cdot 230 = 11,5 \text{ V}$$

$$\Delta V_L^{eff} = j\omega L I_{ac}^{eff} \Rightarrow L = \frac{\Delta V_L^{eff}}{2\pi f_{grid} I_{ac}^{eff}} = 1,68 \text{ mH}$$

- Tensione di uscita: rappresentando nel dominio dei fasori le tensioni e le correnti dell'inverter (figura 61), e supponendo di lavorare con fattore di potenza unitario (ossia corrente di uscita in fase con la tensione di rete) è immediato ricavare la seguente equazione:

$$V_{inverter}^{eff} = \sqrt{(V_{grid}^{eff})^2 + (\Delta V_L^{eff})^2} = 230,3 \text{ V} \Rightarrow V_{inverter}^{picco} = 325,7 \text{ V}$$

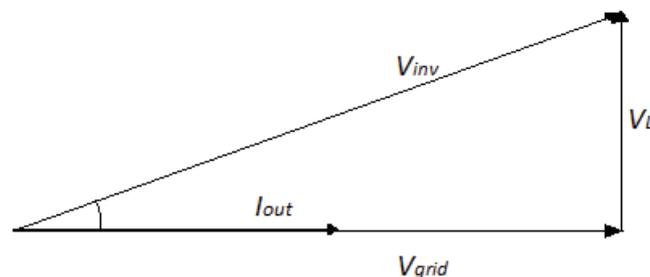


Figura 61: fasori delle tensioni e delle correnti per la connessione in rete dell'inverter

da ciò segue che il lato dc dell'inverter deve essere progettato per fornire una tensione almeno pari a 325,7 V.

- Capacità del bus dc:

$$C_{dc} = \frac{I_{dc}}{2\pi f_{grid} \Delta V_{dc}}$$

tale dimensionamento di basa sul ripple di tensione consentito sul bus dc ( $\Delta V_{dc}$ ):

$$\Delta V_{dc} = 2\% V_{dc} = 2\% \frac{V_{inverter}^{picco}}{n^{\circ} \text{ moduli}} = 0,814 \text{ V}$$

La corrente dc deve poi essere sufficiente a fornire una potenza di 5 kW:

$$I_{dc} = \frac{P}{V_{dc}^{tot}} = \frac{P}{V_{inverter}^{picco}} = 15,35 \text{ A}$$

è quindi facile ricavare il valore di capacità:

$$C_{dc} = 60 \text{ mF}$$

E' necessario implementare anche un circuito che controlli il funzionamento del convertitore, che ha il compito di regolare la tensione sul bus dc rispetto ad un valore di riferimento appropriato, e di assicurare che la corrente erogata sia in fase con la tensione di rete. Ciò è facile da verificare anche attraverso una rappresentazione nel dominio dei fasori delle tensioni e delle correnti:

Il controllo del convertitore è realizzato attraverso lo schema di figura 62, il cui scopo è quello di generare il riferimento di tensione dell'inverter.

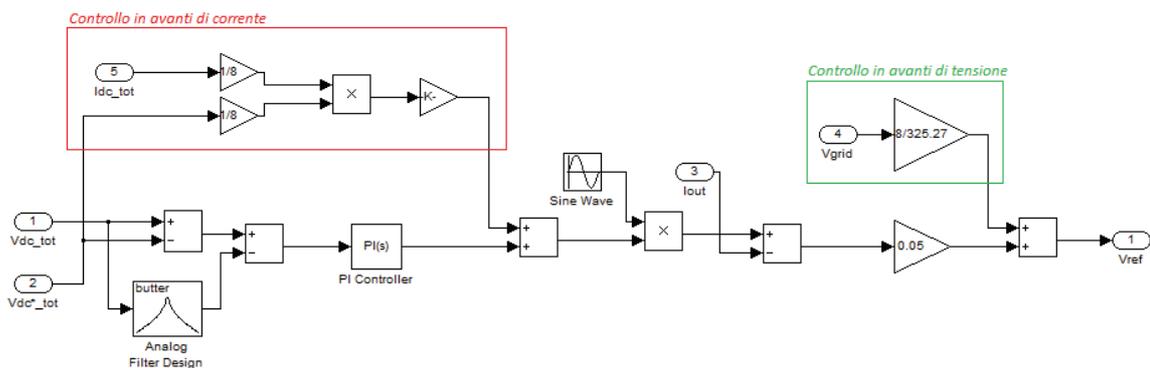


Figura 62: controllo di tensione dell'inverter a fase singola grid-connected

Partendo da sinistra, la tensione effettivamente presente ai capi dei condensatori che compongono il bus dc del sistema è confrontata con la tensione complessiva desiderata (in questo caso 400 V, superiore ai 325,7 V di picco per tenere conto delle

cadute di tensione sugli interruttori dei ponti ad H) attraverso un blocco sottrattore, che fornisce in uscita un errore  $\Delta e_v$ .

A questo errore si sottrae il ripple a 100 Hz della tensione del bus dc (opportunitamente filtrato tramite un filtro passa-banda), in modo da ottenere una prestazione migliore del convertire limitando la distorsione del riferimento di tensione.

L'errore è quindi fornito ad un blocco Proporzionale Integrato (dimensionato con  $P=0,6$  e  $I=100$ ), il quale restituisce l'ampiezza della corrente che deve essere generata in uscita.

In questo modo, se i condensatori sono più carichi del previsto, la differenza tra le tensioni risulterà maggiore di zero, e l'ampiezza di corrente sarà positiva, con il risultato che l'inverter inietterà corrente (e quindi potenza) in rete. Viceversa, se il condensatore è scarico, sarà la corrente di rete ad essere assorbita dal convertitore.

A questa componente si somma quella fornita dal controllo in avanti (in figura evidenziato in rosso), che rappresenta la corrente erogata dai generatori lato dc. E' necessario moltiplicare questo contributo per una costante ricavata tramite il bilanciamento della potenza in ingresso al convertitore con quella in uscita:

$$P_{dc} = P_{ac} \quad P_{dc} = 8 V_{dc}^{media} I_{dc}^{media} \quad P_{ac} = V_{grid}^{eff} I_{ac}^{eff}$$

la potenza dc è data dalla somma delle potenze estratte da ogni modulo, e quindi è conveniente parlare di tensione media e di corrente media. Uguagliando le due potenze, si ricava la corrente alternata fornita dai generatori lato dc:

$$8 V_{dc}^{media} I_{dc}^{media} = V_{grid}^{eff} I_{ac}^{eff} \Rightarrow I_{ac}^{eff} = \frac{8 V_{dc}^{media} I_{dc}^{media}}{V_{grid}^{eff}} \Rightarrow I_{ac}^{picco} = \sqrt{2} \frac{8 V_{dc}^{media} I_{dc}^{media}}{V_{grid}^{eff}}$$

Il valore di ampiezza così ottenuto viene poi moltiplicato per una sinusoide a 50 Hz di ampiezza unitaria e in fase con la tensione di rete. Si sottrae quindi il segnale con la corrente presente all' uscita del convertitore (in modo da ottenere un errore di corrente  $\Delta i$ ) e si moltiplica questa grandezza per una costante (che in questo caso è stata scelta pari a 0,05).

A tale errore si somma poi la tensione di rete (controllo in avanti di tensione, in figura in verde) precedentemente moltiplicata per una costante pari al valore di picco della tensione di rete diviso il numero di moduli che compongono il convertitore (poiché,

come già affermato nel precedente capitolo, il riferimento di tensione deve essere normalizzato rispetto al numero dei moduli), e si ottiene il riferimento di tensione desiderato (figura 63).

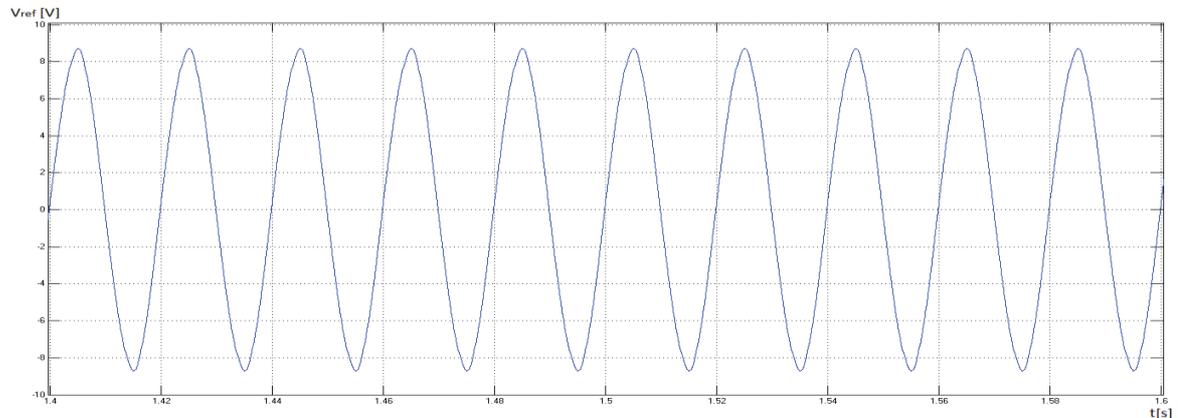


Figura 63: riferimento di tensione dell'inverter

La tensione in uscita all'inverter è sinusoidale (figura 64), ma presenta del ripple in quanto il bus dc è in questo caso formato da delle capacità e non da dei generatori di tensione come nello schema analizzato nel capitolo precedente.

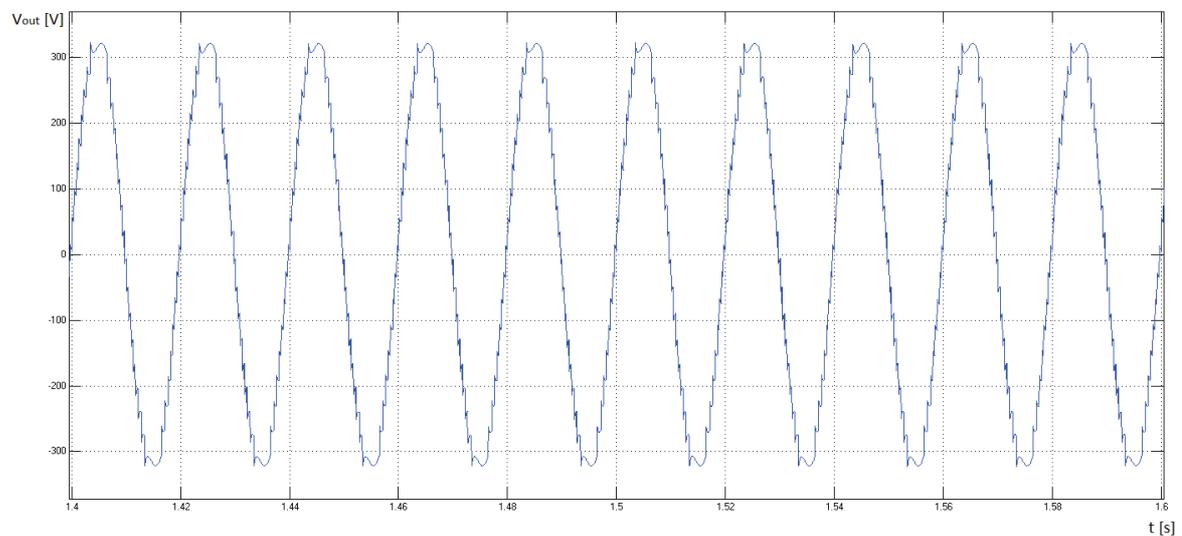


Figura 64: tensione di uscita dell'inverter multilivello

In figura 65 è immediato verificare come la corrente di uscita sia in fase con la tensione di rete, e quindi l'inverter inietta in rete solo potenza attiva.

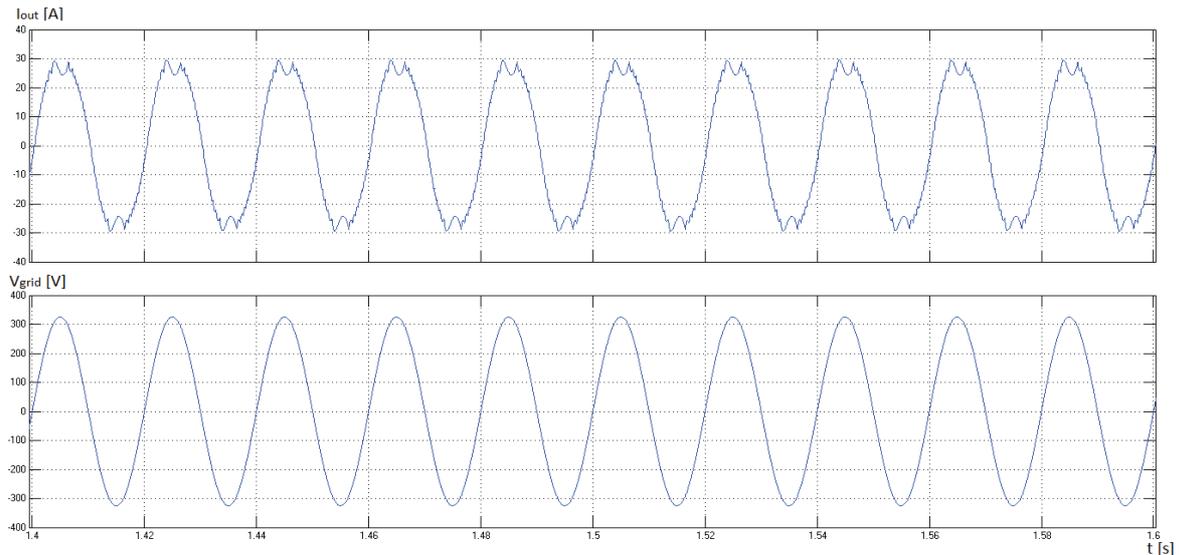


Figura 65: corrente in uscita dall'inverter (grafico superiore) e tensione di rete (grafico inferiore)

E' inoltre presente del ripple anche sulla corrente generata dall'inverter. Eseguendo una analisi in frequenza in ambiente Simulink (figura 66), è evidente come sia molto rilevante in termini di distorsione il contributo delle armoniche dispari, soprattutto la terza armonica (a 150 Hz).

La Total Harmonic Distortion (THD) è inoltre molto elevata, ed è pari al 12,08%. Per ridurre tale valore è possibile introdurre tecniche di modulazione quali la PWM, come verrà illustrato nel paragrafo 3.3.3.

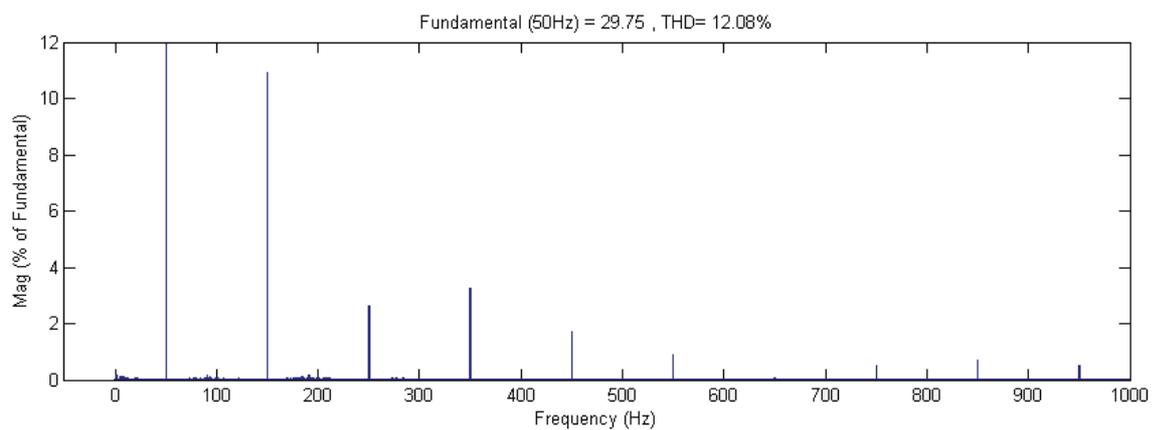


Figura 66: analisi in frequenza (mediante Fast Fourier Transform) della corrente di uscita dall'inverter

### 3.3.2 Bilanciamento delle tensioni dc

Come già detto nel paragrafo precedente, tramite il controllo di figura 62 l'inverter assicura che la corrente sia in fase con la tensione di rete e che la tensione totale sul bus dc sia pari ad un valore di riferimento prefissato.

In una struttura modulare come quella oggetto di studio, è però necessario che tale tensione sia ripartita in modo uguale sulle capacità che compongono il bus dc. Per fare ciò è possibile applicare gli algoritmi di bilanciamento analizzati nella sezione 3.1. In particolare è stato utilizzato il terzo algoritmo, in quanto prescinde dalle condizioni di omogeneità delle sorgenti, con la differenza che l'ordinamento delle tensioni di soglia non è basato su una misura di potenza ma su una misura di tensione. Analizzando lo schema di figura 67 è possibile osservare che l'inverter riceve in ingresso il riferimento di tensione (generato dal circuito di controllo esaminato nel paragrafo precedente), e un vettore degli stati, composto da otto elementi, i quali possono assumere solamente due valori, zero o uno, che corrispondono allo stato di accensione o spegnimento dei moduli del convertitore.

Il blocco circuitale che rappresenta l'inverter fornisce poi in uscita le misure delle correnti erogate dai generatori controllati presenti sul lato dc, e le misure delle tensioni ai capi delle capacità in ingresso ai singoli ponti.

E' inoltre presente una Embedded Matlab Function che è responsabile del bilanciamento delle tensioni sul lato dc. Tale blocco riceve in ingresso i seguenti parametri: il vettore delle tensioni di soglia (vect), il vettore degli stati di accensione o spegnimento dei moduli del convertitore (state), la misura delle tensioni ai capi delle capacità dc (voltage), campionata tramite un blocco di Sample & Hold con periodo di 10 ms (è possibile modificare tale parametro per variare le prestazioni del sistema, come già illustrato nel paragrafo 3.1), il riferimento di tensione dell'inverter (ref) e la corrente generata dal convertitore ( $I_{out}$ ).

In uscita vi è poi il nuovo vettore degli stati (new\_state), che viene retroazionato con un ritardo di 10 ms (per avere in ingresso all'Embedded Matlab Function sempre un vettore aggiornato), e viene fornito in ingresso al blocco Simulink che rappresenta l'inverter.

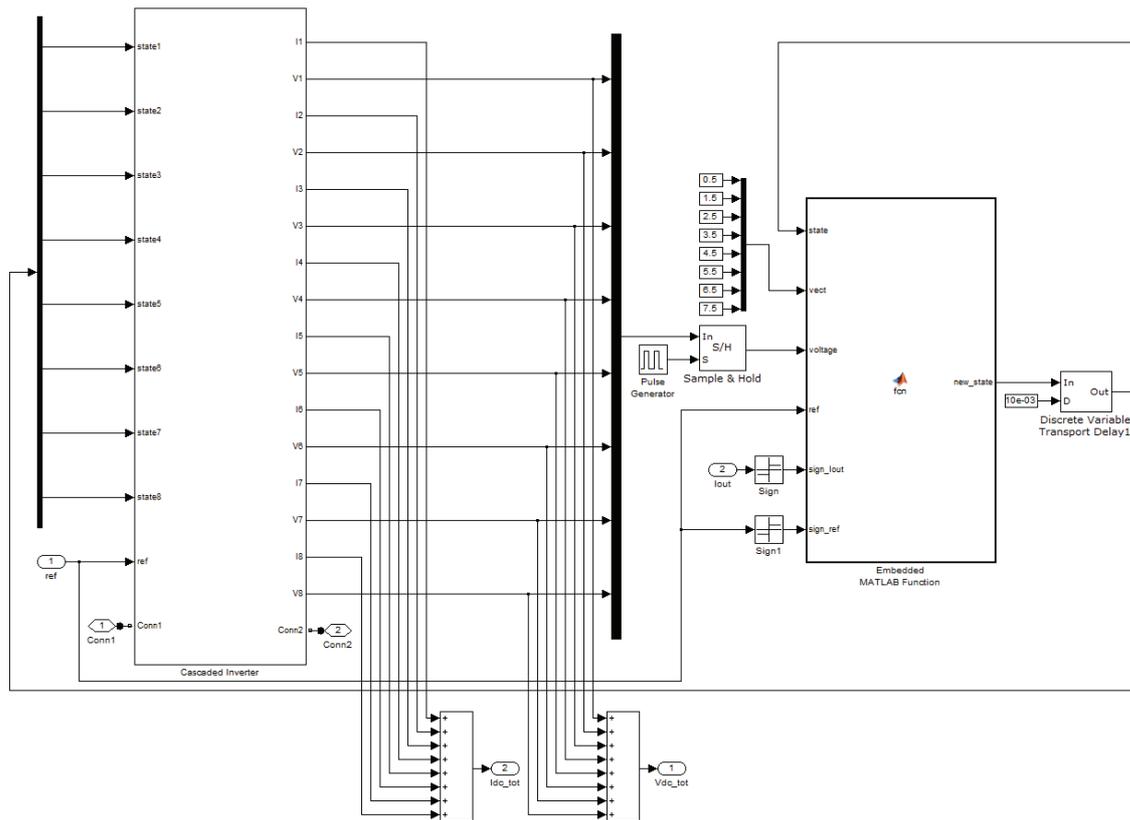


Figura 67: cascaded inverter con controllo per bilanciare le tensioni sul bus dc

Di seguito è riportato il codice con cui si è programmato il blocco Embedded Matlab Function:

```
function new_state = fcn(state, vect, voltage, ref, sign_lout, sign_ref)
```

```
n=0;
state(1)=0;
state(2)=0;
state(3)=0;
state(4)=0;
state(5)=0;
state(6)=0;
state(7)=0;
state(8)=0;
```

```
if(ref>0)
```

```
    if(ref<vect(1))
        n=0;
    end;
    if(ref>vect(1) && ref<vect(2))
        n=1;
    end;
    if(ref>vect(2) && ref<vect(3))
        n=2;
    end;
```

```

    if(ref>vect(3) && ref<vect(4))
        n=3;
    end;
    if(ref>vect(4) && ref<vect(5))
        n=4;
    end;
    if(ref>vect(5) && ref<vect(6))
        n=5;
    end;
    if(ref>vect(6) && ref<vect(7))
        n=6;
    end;
    if(ref>vect(7) && ref<vect(8))
        n=7;
    end;
    if(ref>vect(8))
        n=8;
    end;

end;

if(ref<0)

    if(abs(ref)<vect(1))
        n=0;
    end;
    if(abs(ref)>vect(1) && abs(ref)<vect(2))
        n=1;
    end;
    if(abs(ref)>vect(2) && abs(ref)<vect(3))
        n=2;
    end;
    if(abs(ref)>vect(3) && abs(ref)<vect(4))
        n=3;
    end;
    if(abs(ref)>vect(4) && abs(ref)<vect(5))
        n=4;
    end;
    if(abs(ref)>vect(5) && abs(ref)<vect(6))
        n=5;
    end;
    if(abs(ref)>vect(6) && abs(ref)<vect(7))
        n=6;
    end;
    if(abs(ref)>vect(7) && abs(ref)<vect(8))
        n=7;
    end;
    if(abs(ref)>vect(8))
        n=8;
    end;

end;

if(sign_ref==sign_Iout)           % scarica delle capacità
    for i=1:1:n
        [min, posmin]=min(voltage);
        [max, posmax]=max(voltage);
        state(posmax)=1;
        voltage(posmax)=min-1;
    end;
end;

```

```

elseif(sign_ref~=sign_Iout)           % carica delle capacità
    for i=1:1:n
        [min, posmin]=min(voltage);
        [max, posmax]=max(voltage);
        state(posmin)=1;
        voltage(posmin)=max+1;
    end;
end;

new_state=state;

end

```

Inizialmente, sulla base di un confronto tra il segnale di riferimento e le tensioni di soglia, si stabilisce il numero  $n$  di ponti ad H che devono essere accesi per arrivare al livello di tensione desiderato (sia positivo che negativo).

Si comparano poi i segni della corrente di uscita e del riferimento per comprendere se il convertitore sta iniettando potenza in rete (corrente e riferimento in fase), oppure se sta assorbendo potenza dalla rete (corrente e riferimento fuori fase). Il primo caso, infatti, si traduce in una scarica dei condensatori, mentre il secondo corrisponde ad una fase di carica.

Si esegue quindi un ciclo for con un numero di iterazioni pari a  $n$ , e ad ogni ciclo si stabilisce, sulla base del massimo valore di tensione (nel caso in cui corrente e riferimento siano in fase) o del minimo valore di tensione (nel caso in cui corrente e riferimento siano fuori fase), quale degli otto ponti ad H azionare.

Il vettore degli stati così ottenuto viene inviato all'inverter, ed in ogni modulo si decide, tramite un'altra Embedded Matlab Function (figura 68) quali dei quattro switch accendere, sulla base del segno del segnale di riferimento e del valore dell'elemento del vettore degli stati corrispondente al modulo considerato.

In questo modo si riesce a replicare la tensione di uscita imposta dal segnale di riferimento generato dal sistema di controllo.

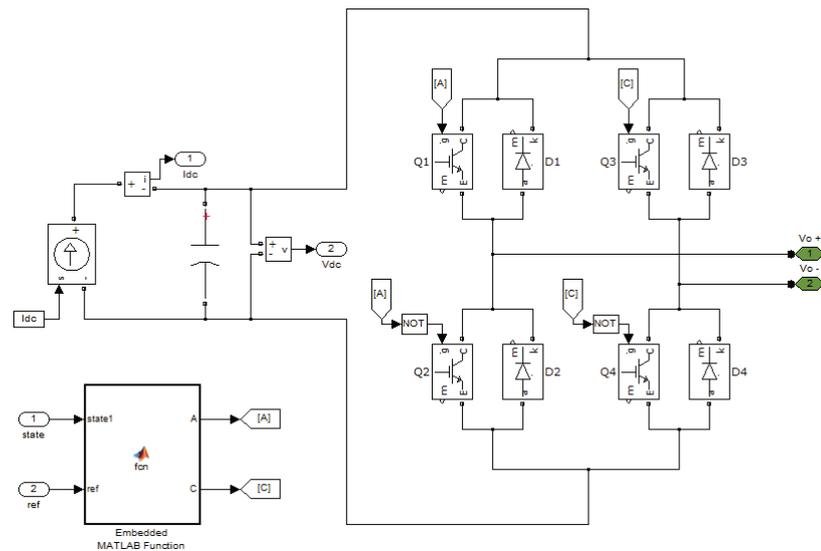


Figura 68: uno degli otto ponti ad H del cascaded inverter con il blocco Embedded Matlab Function per controllare l'accensione degli switch

Il blocco Embedded Matlab Function è programmato tramite il seguente codice, che fornisce i valori logici dei segnali necessari a controllare l'accensione e lo spegnimento degli IGBT del ponte:

```
function [A,C]= fcn(state1, ref)
```

```
A=false;
C=false;
```

```
if(ref>0)
    if(state1==1)
        A=true;
        C=false;
    elseif(state1==0)
        A=true;
        C=true;
    end;
end;
```

```
if(ref<0)
    if(state1==1)
        A=false;
        C=true;
    elseif(state1==0)
        A=false;
        C=false;
    end;
end;
```

```
end
```

In figura 69 è possibile osservare le tensioni di uscita da ogni ponte: si noti come la tensione di soglia cambi ogni semiperiodo, e non vi siano mai due moduli che producono contemporaneamente lo stesso gradino di tensione, in modo da ottenere in uscita la caratteristica forma d'onda a 17 livelli.

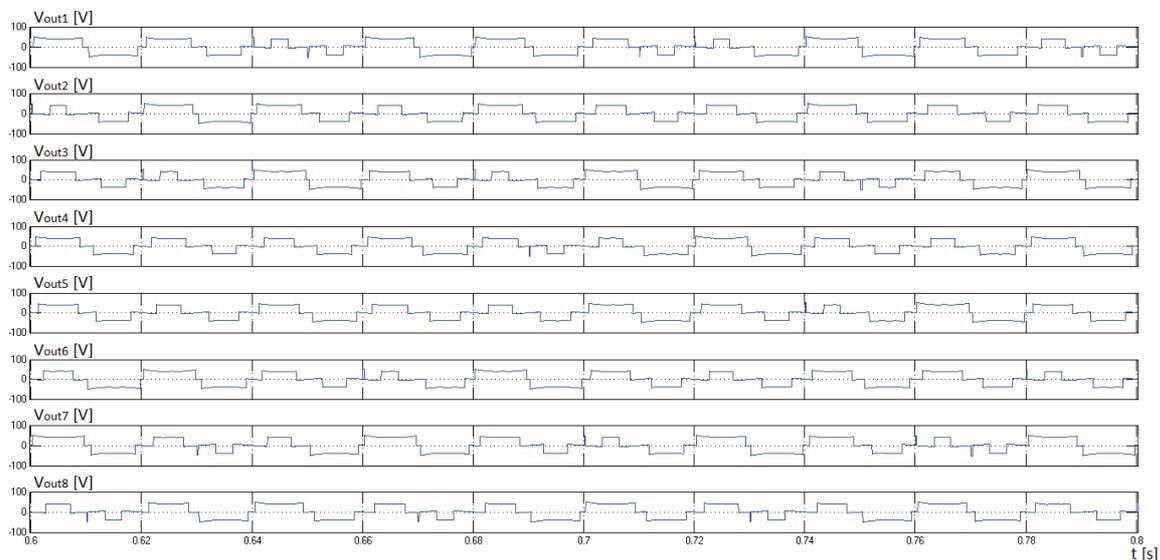


Figura 69: tensione in uscita da ogni modulo dell'inverter multilivello

Scambiando le soglie ogni semiperiodo, si ottiene una equilibratura delle tensioni del bus dc, che però non è istantanea (come già detto riguardo alle potenze nella sezione 3.1), come illustrato in figura 70.

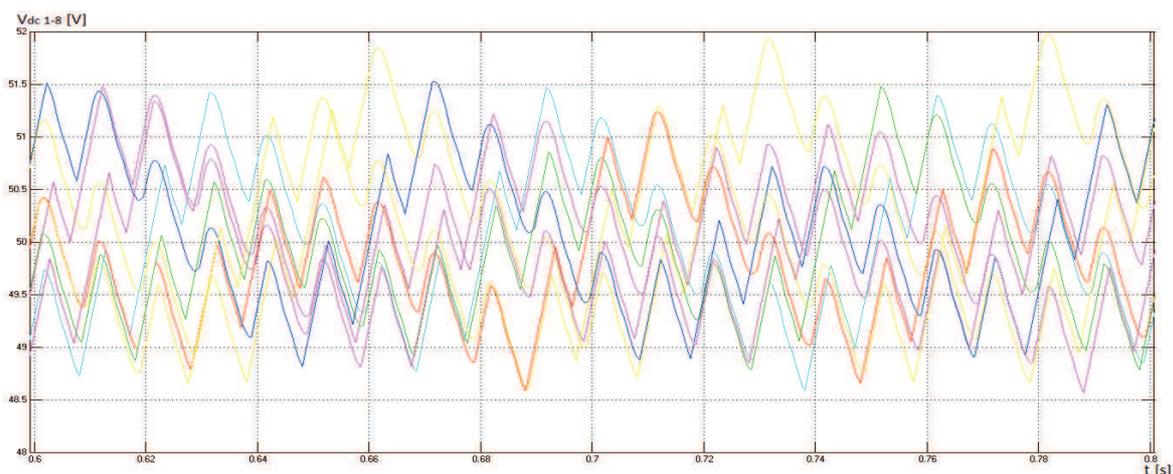


Figura 70: tensioni ai capi delle capacità del bus dc

Per ottenere una migliore equilibratura delle tensioni, è necessario modificare il passo di campionamento del Sample & Hold di figura 67 ed il ritardo introdotto nella retroazione del vettore degli stati. In questo modo si effettuano più variazioni delle

tensioni di soglia per ogni modulo all'interno dello stesso periodo, e l'equilibratura risulta più efficace.

In figura 71 e 72 sono mostrati i risultati ottenuti simulando il circuito dopo aver portato i parametri sopra indicati da un valore di 10 ms a 0,1 ms: si noti come le tensioni presenti ai capi dei condensatori del bus dc siano uguali tra loro in ogni istante, e presentino un leggero (ma inevitabile) ripple a 100 Hz attorno alla tensione di riferimento, pari a 50 V (cioè il riferimento di tensione totale, 400 V, imposto dal controllo dell'inverter, diviso il numero di moduli della struttura in cascata).

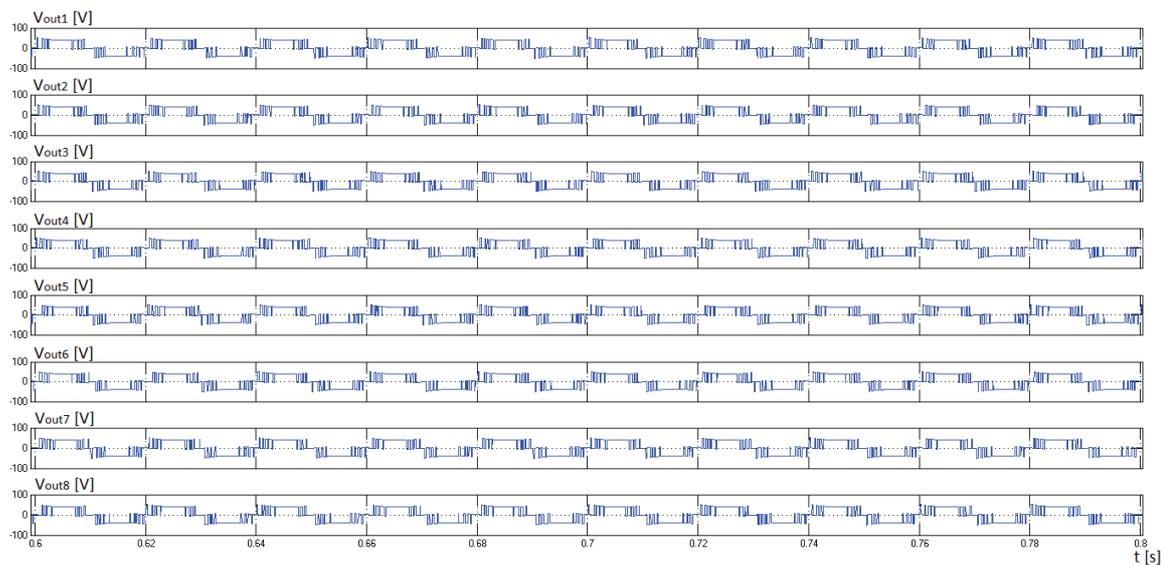


Figura 71: tensioni di uscita degli otto moduli dell'inverter multilivello

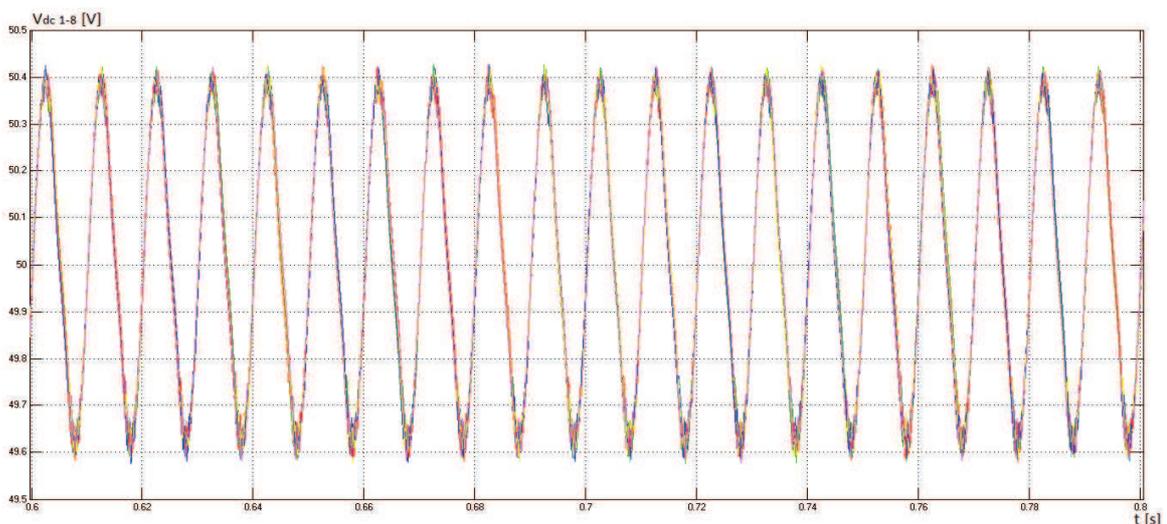


Figura 72: tensioni ai capi delle capacità del bus dc

### 3.3.3 Modulazione PWM

Per ridurre la distorsione armonica della corrente iniettata in rete è necessario applicare tecniche di modulazione quali la Pulse Width Modulation (descritta in maniera approfondita nell'appendice A1).

Nei convertitori multilivello sono presenti più portanti, corrispondenti ai diversi livelli di tensione che devono sintetizzare i moduli che compongono l'inverter.

Nel caso in esame, poi, è necessario scambiare tra loro le portanti periodicamente in modo da equilibrare le tensioni ai capi delle capacità del bus dc, come descritto nel precedente paragrafo per le tensioni di soglia.

Per implementare la modulazione sono quindi necessarie otto portanti di ampiezza unitaria con frequenza molto maggiore della frequenza del segnale di riferimento.

Ai fini della simulazione sono state scelte portanti triangolari con una frequenza di oscillazione di 10 kHz (figura 73).

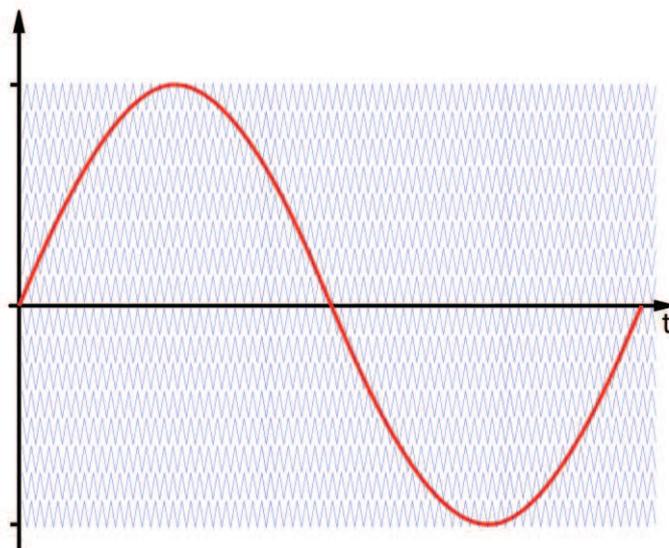


Figura 73: modulante sinusoidale con portanti triangolari della PWM

E' necessario inoltre modificare la logica con cui si controllano gli switch dei ponti ad H come illustrato in figura 74: il blocco Embedded Matlab Function è programmato con lo stesso codice descritto nel capitolo precedente, ma agli stati logici dei segnali che attivano gli switch è necessario inserire un controllo aggiuntivo che confronta il segnale di riferimento con la portante responsabile della modulazione per il ponte ad H in esame.

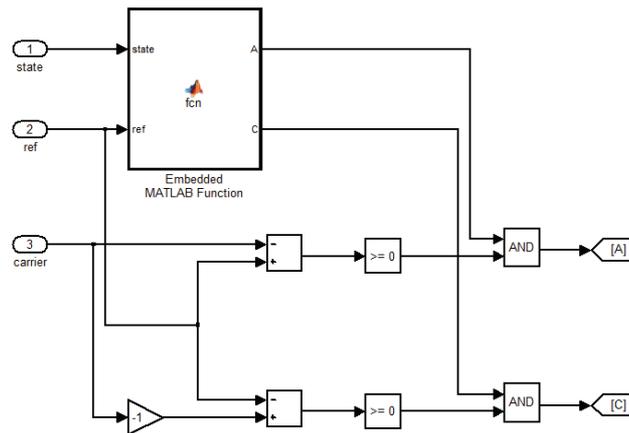


Figura 74: logica di generazione dei segnali di controllo degli switch

Si è poi provveduto a modificare il circuito di figura 67 al fine di aggiungere uno stadio di generazione delle portanti triangolari sulla base di otto diversi offset di tensione (in figura 75 evidenziato in rosso).

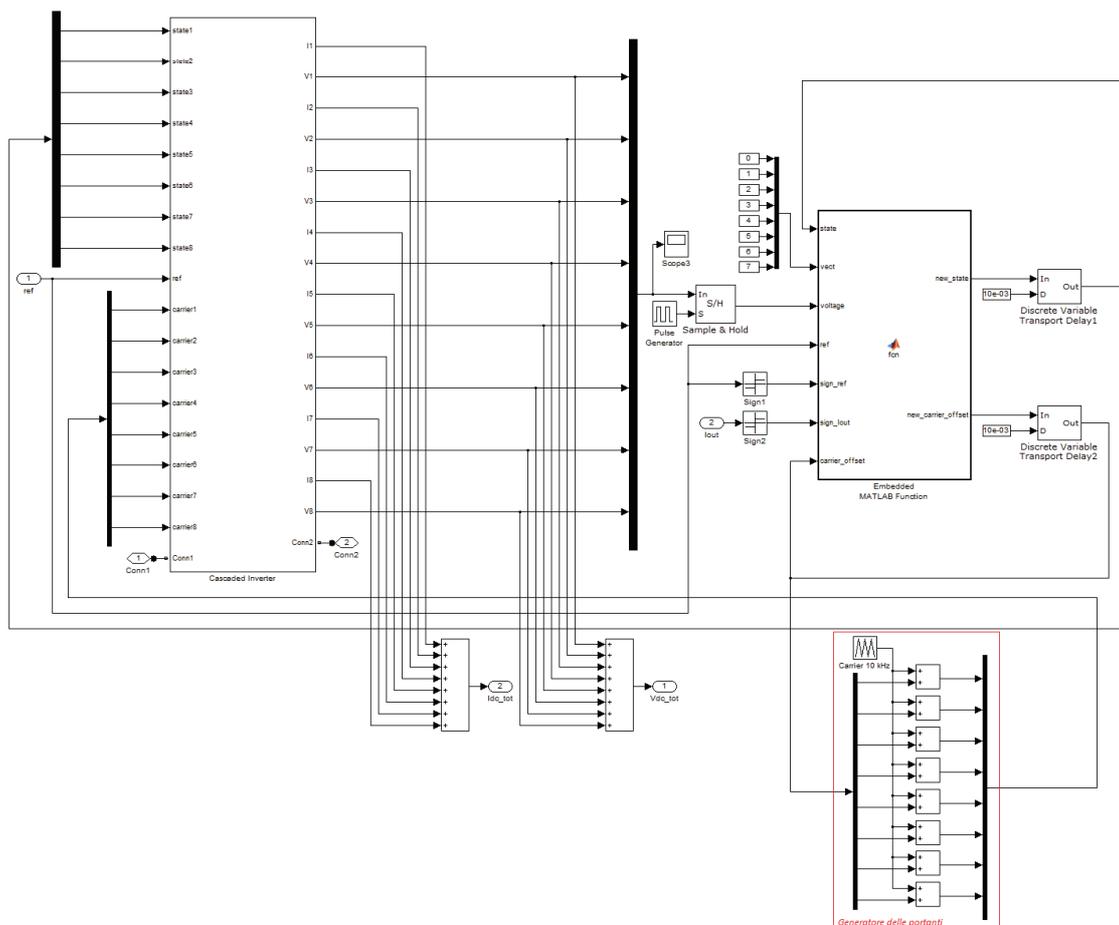


Figura 75: cascaded inverter con controllo delle tensioni sul bus dc e Pulse Width Modulation

L'inverter riceve quindi in ingresso, oltre al vettore degli stati e al riferimento di tensione, anche le portanti necessarie alla modulazione. E' inoltre stato modificato il blocco denominato Embedded Matlab Function, al cui ingresso sono presenti i segnali già elencati nel paragrafo precedente (le soglie di tensione sono state cambiate in quanto le portanti della modulazione hanno ampiezza unitaria) e un vettore di otto elementi contenente i segnali di offset delle portanti triangolari. In uscita è poi generato il vettore dei nuovi offset (`new_carrier_offset`), che viene poi retroazionato per fornire all'ingresso della funzione sempre il valore aggiornato.

E' stato necessario modificare anche il codice con cui è programmata l'Embedded Matlab Function, al fine di garantire una equilibratura delle tensioni presenti ai capi delle capacità del bus dc tramite uno scambio periodico delle portanti inviate ai moduli del convertitore. Nel seguito è riportato il codice in esame, dove in rosso sono evidenziate le righe aggiunte rispetto ad un dispositivo senza modulazione, come quello descritto nel paragrafo precedente:

```
function [new_state, new_carrier_offset] = fcn(state, vect, voltage,
ref, sign_ref, sign_Iout, carrier_offset)

n=0;

state(1)=0;
state(2)=0;
state(3)=0;
state(4)=0;
state(5)=0;
state(6)=0;
state(7)=0;
state(8)=0;

carrier_offset(1)=10;
carrier_offset(2)=10;
carrier_offset(3)=10;
carrier_offset(4)=10;
carrier_offset(5)=10;
carrier_offset(6)=10;
carrier_offset(7)=10;
carrier_offset(8)=10;

if(ref>0)

    if(ref<=vect(1))
        n=0;
    end;
    if(ref>vect(1) && ref<vect(2))
        n=1;
    end;
end;
```

```

end;
if(ref>vect(2) && ref<vect(3))
    n=2;
end;
if(ref>vect(3) && ref<vect(4))
    n=3;
end;
if(ref>vect(4) && ref<vect(5))
    n=4;
end;
if(ref>vect(5) && ref<vect(6))
    n=5;
end;
if(ref>vect(6) && ref<vect(7))
    n=6;
end;
if(ref>vect(7) && ref<vect(8))
    n=7;
end;
if(ref>vect(8))
    n=8;
end;

end;

if(ref<0)

    if(abs(ref)<=vect(1))
        n=0;
    end;
    if(abs(ref)>vect(1) && abs(ref)<vect(2))
        n=1;
    end;
    if(abs(ref)>vect(2) && abs(ref)<vect(3))
        n=2;
    end;
    if(abs(ref)>vect(3) && abs(ref)<vect(4))
        n=3;
    end;
    if(abs(ref)>vect(4) && abs(ref)<vect(5))
        n=4;
    end;
    if(abs(ref)>vect(5) && abs(ref)<vect(6))
        n=5;
    end;
    if(abs(ref)>vect(6) && abs(ref)<vect(7))
        n=6;
    end;
    if(abs(ref)>vect(7) && abs(ref)<vect(8))
        n=7;
    end;
    if(abs(ref)>vect(8))
        n=8;
    end;

end;

end;

if(sign_ref==sign_Iout)                                % scarica delle capacità
    for i=1:1:n

```

```

    [min, posmin]=min(voltage);
    [max, posmax]=max(voltage);
    carrier_offset(posmax)=i-1;
    state(posmax)=1;
    voltage(posmax)=min-1;
end;
elseif(sign_ref~=sign_Iout)           % carica delle capacità
    for i=1:1:n
        [min, posmin]=min(voltage);
        [max, posmax]=max(voltage);
        carrier_offset(posmin)=i-1;
        state(posmin)=1;
        voltage(posmin)=max+1;
    end;
end;

new_state=state;
new_carrier_offset=carrier_offset;

end

```

Si noti come gli offset delle portanti siano tutti inizializzati ad un valore maggiore del massimo riferimento di tensione possibile, in modo da lasciare inattivi i moduli quando non è specificatamente richiesto.

Anche in questo caso è necessario distinguere tra due differenti modalità di funzionamento: quella in cui l'inverter inietta potenza in rete (corrente e tensione in fase), e quella in cui l'inverter assorbe potenza dalla rete (corrente e tensione fuori fase). Si esegue quindi un ciclo for, in cui, ad ogni iterazione, sulla base del massimo valore di tensione del bus dc nella fase di scarica (o del minimo nella fase di carica) si stabilisce quale modulo attivare e quale offset di tensione è necessario per la portante del modulo che deve essere acceso.

In figura 76 è possibile osservare le tensioni in uscita da ogni ponte ottenute scambiando ogni semiperiodo del segnale di riferimento le portanti: si noti come siano evidenti (anche se molto fitti) gli impulsi di tensione generati dalla modulazione.

La corrente generata dal convertire è sinusoidale (figura 77), e la distorsione armonica appare molto ridotta rispetto al caso in cui non si è impiegata la modulazione PWM.

Eseguendo un'analisi frequenziale in ambiente Simulink (figura 78) è possibile notare come siano presenti nell'intorno dei 10 kHz delle armoniche dovute alla modulazione, che però hanno un'ampiezza solo dello 0,4% rispetto all'ampiezza dell'armonica fondamentale.

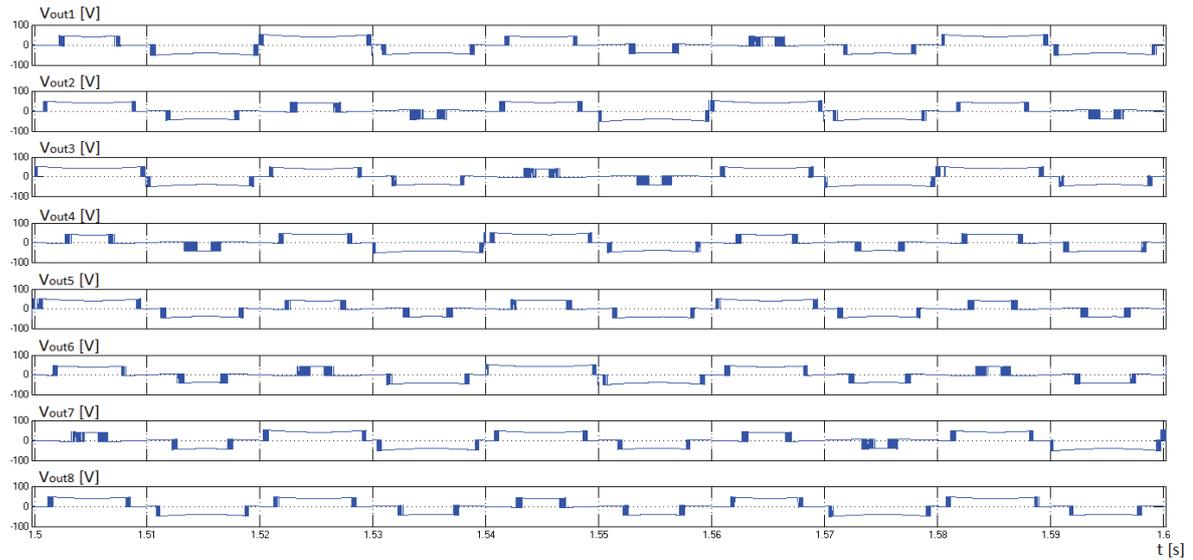


Figura 76: tensioni di uscita dagli otto moduli dell'inverter con modulazione PWM

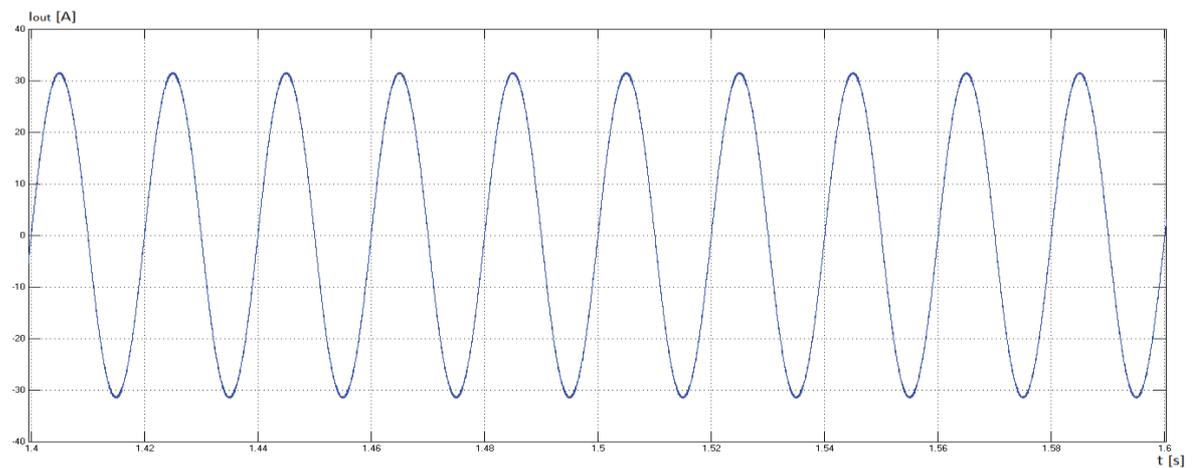


Figura 77: corrente sinusoidale in uscita dal convertitore

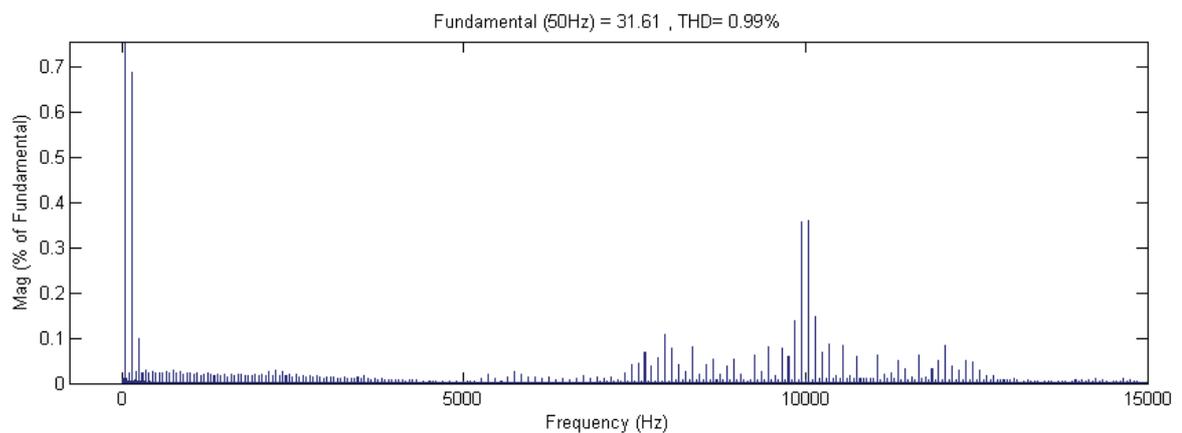


Figura 78: spettro della corrente di uscita ottenuto in ambiente Simulink mediante FFT

Visualizzando un intervallo di frequenze più ridotto, si nota come le armoniche dispari, che possono dare un contributo di distorsione, siano effettivamente molto

attenuate rispetto al caso descritto nel paragrafo precedente, e la Total Harmonic Distortion sia molto bassa, pari allo 0,99%.

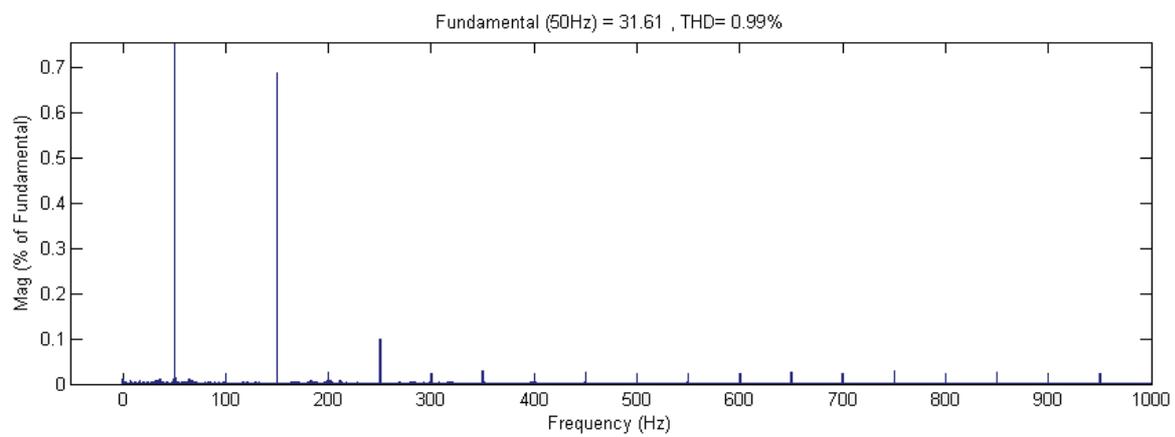


Figura 79: spettro della corrente nell'intervallo di frequenze 0-1kHz

## Capitolo 4

# Analisi di un inverter trifase grid-connected di nuova concezione per applicazioni fotovoltaiche

---

In questo capitolo si studierà il principio di funzionamento di un inverter trifase, e le più diffuse tecniche di controllo del convertitore quando questo è collegato alla rete elettrica.

Si procederà poi ad analizzare lo sviluppo di un inverter di nuova generazione appartenente alla famiglia dei convertitori multilivello cascaded, studiato appositamente per l'allacciamento di un campo fotovoltaico alla rete di distribuzione dell'energia. Verrà inoltre proposta una metodologia di controllo del dispositivo che risolva i principali problemi incontrati durante la fase di progettazione.

### 4.1 Inverter trifase grid-connected e tecniche di controllo

#### 4.1.1 Inverter Trifase

Un inverter trifase è simile ad un convertitore Half-Bridge, ma con tre rami, uno per ogni fase (figura 80).

Le configurazioni possibili degli switch sono 26, ma solo 8 sono utili, in quanto le altre o provocano corto-circuiti con l'alimentazione o non fissano le tensioni di ramo. In tabella 7 sono riassunte le configurazioni utili degli switch con le rispettive tensioni concatenate di uscita.

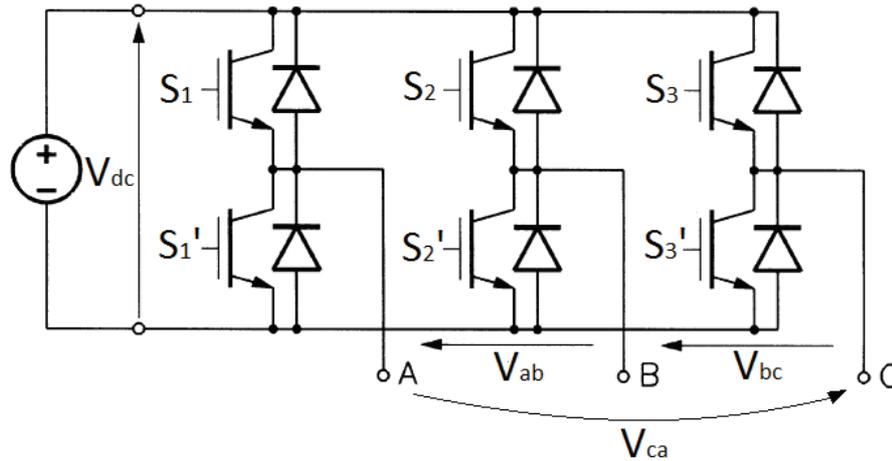


Figura 80: inverter trifase

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_1'$	$S_2'$	$S_3'$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
1	0	0	0	1	1	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
1	0	1	0	1	0	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
0	0	1	1	1	0	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$
0	1	1	1	0	0	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$
0	1	0	1	0	1	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	0
1	1	0	0	0	1	0	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
0	0	0	1	1	1	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tabella 7: configurazioni utili degli switch dell'inverter trifase

Le prime sei configurazioni sono dette configurazioni attive, poiché impongono delle tensioni concatenate diverse da zero, mentre le altre sono dette configurazioni nulle.

Ovviamente gli switch devono essere controllati in modo che le tensioni concatenate ai terminali di uscita siano sfasate tra loro di  $120^\circ$  (figura 81).

Per ottenere delle forme d'onda che approssimino una sinusoide, è necessario utilizzare delle tecniche di modulazione (quali la Sinusoidal PWM, descritta esaurientemente nell'appendice A1), per limitare la distorsione armonica del segnale.

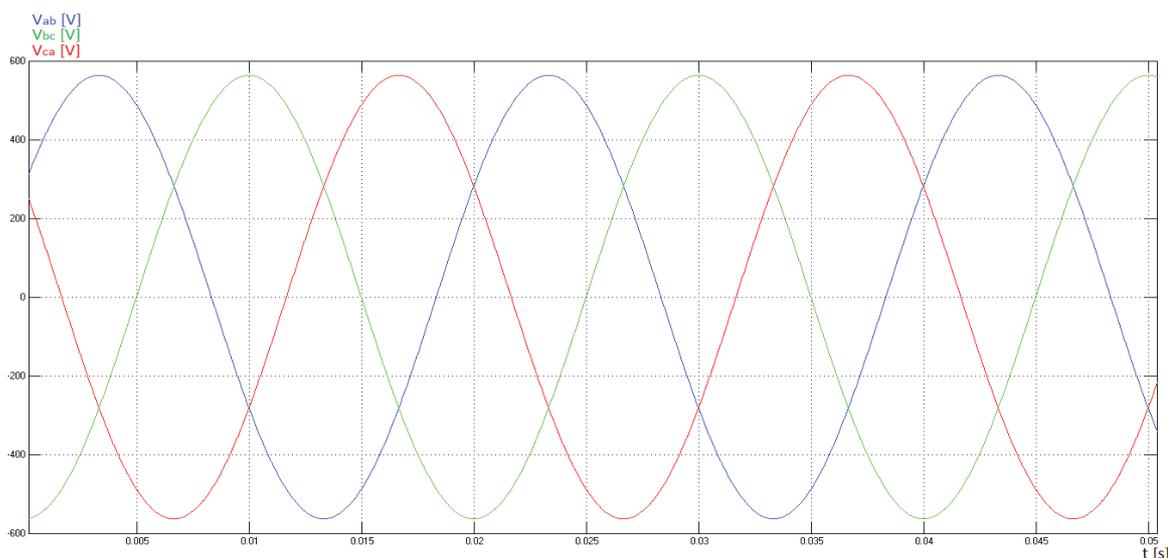


Figura 81: tensioni concatenate di un inverter trifase

E' possibile utilizzare questo modello di inverter per alimentare un carico, oppure per iniettare corrente nella rete elettrica, se ad esempio il lato dc è rappresentato da un campo fotovoltaico.

In questo caso è quindi necessario impiegare specifici algoritmi di controllo della corrente alternata che saranno argomento dei prossimi paragrafi.

#### 4.1.2 Tecniche di controllo degli inverter trifase

Il controllo di inverter destinati alla conversione fotovoltaica risulta piuttosto complicato, poiché deve assicurare la sincronizzazione del dispositivo con la rete elettrica e un efficace controllo della corrente immessa in rete.

Vi sono essenzialmente due controllori che regolano il funzionamento dell'inverter:

- Input-side controller: deve fare in modo di estrarre la massima potenza disponibile dalla sorgente (ad esempio un campo fotovoltaico);
- Grid-side controller: ha svariati compiti, tra cui controllare la quantità di potenza attiva e reattiva iniettata in rete, controllare le tensioni del bus dc, sincronizzare il dispositivo con la rete ed ottenere una elevata qualità della potenza erogata.

All'interno di quest'ultimo stadio sono solitamente presenti due loop di controllo per pilotare il convertitore: un loop interno che regola la corrente immessa in rete e un loop esterno che regola la tensione lato dc. Il primo è responsabile di problemi legati

alla qualità della potenza in rete, mentre il secondo ha il compito di bilanciare il flusso di potenza del sistema.

Esistono tre diverse strategie di controllo, che differiscono per il sistema di riferimento rispetto al quale sono implementate, e che saranno trattate nei paragrafi seguenti.

#### 4.1.3a Controllo rispetto a un sistema di riferimento sincrono

Tramite l'impiego della trasformata abc/dq0 (trasformata di Park) si proiettano tre grandezze sinusoidali in un sistema di riferimento che ruota in sincronismo con la tensione di rete, in modo da ottenere tre variabili di controllo che assumono solo valori dc, e che rappresentano la componente attiva (d) e reattiva (q) della potenza scambiata con la rete.

Nella seguente figura è illustrato lo schema di pilotaggio dell'inverter trifase.

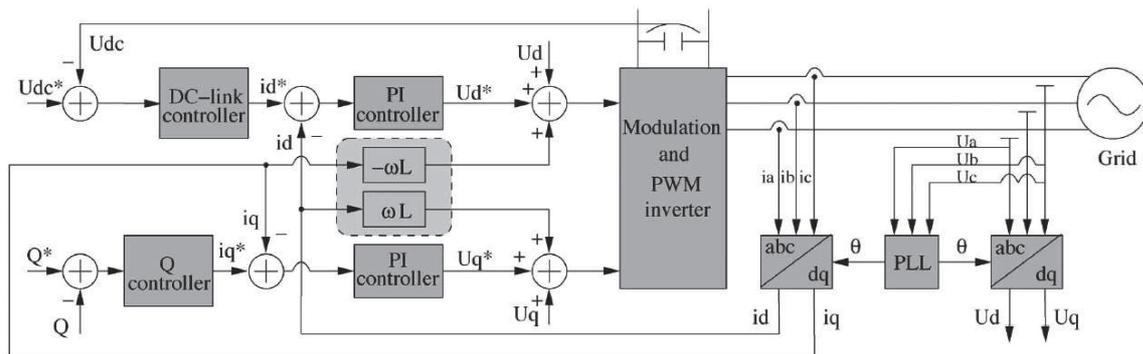


Figura 82: sistema di controllo dell'inverter rispetto ad un sistema di riferimento sincrono

La tensione sul bus dc è regolata rispetto ad un valore desiderato  $V_{dc}^*$ , e fornisce il riferimento per la componente attiva della corrente. Il riferimento di corrente reattiva è solitamente zero, in modo da imporre una potenza reattiva nulla.

Si confrontano quindi i riferimenti di corrente attiva e reattiva con la corrente effettivamente immessa in rete, e si immettono i risultati ottenuti in un blocco proporzionale-integrale (PI). La funzione di trasferimento del PI è la seguente:

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$$

dove  $k_p$  e  $k_i$  sono rispettivamente il guadagno del controllo proporzionale e integrale.

In questo modo si ottengono quindi i riferimenti di tensione attiva e reattiva per l'inverter, che, eseguendo la trasformata dq0/abc, vengono convertiti nei segnali di riferimento delle tre fasi.

Dato che il sistema di riferimento dq0 deve ruotare in sincronismo con la tensione di rete, è necessario l'impiego di un Phase Locked Loop (PLL) che rilevi l'angolo di fase  $\theta = \omega t$  per eseguire le operazioni di trasformata e anti-trasformata.

Per migliorare le prestazioni del blocco proporzionale-integrale, è possibile inserire un controllo in avanti della tensione di rete ed un controllo incrociato dei riferimenti di tensione, in modo da rendere i regolatori della componente attiva e reattiva della potenza dipendenti l'uno dall'altro.

#### 4.1.3b Controllo rispetto a un sistema di riferimento stazionario

Un metodo alternativo per il controllo dell'inverter è quello di utilizzare la trasformata abc/ $\alpha\beta$ 0 (trasformata di Clarke). Lo schema di figura 83 è molto simile al precedente, ma in questo caso le variabili di controllo sono delle sinusoidi. Risulta quindi sconveniente l'impiego dei controllori PI, che vengono sostituiti da controllori proporzionali risonanti (PR), la cui funzione di trasferimento è la seguente:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega^2}$$

dove  $k_p$  e  $k_i$  sono i guadagni di blocchi proporzionale e integrale, e  $\omega$  è la frequenza di risonanza del controllore. La caratteristica di questo schema è che il blocco proporzionale risonante raggiunge un guadagno molto elevato nell'intorno della frequenza di risonanza (che è imposta uguale alla frequenza delle sinusoidi  $\alpha\beta$ ), e ciò si traduce in una efficace rimozione dell'errore rispetto al segnale di riferimento.

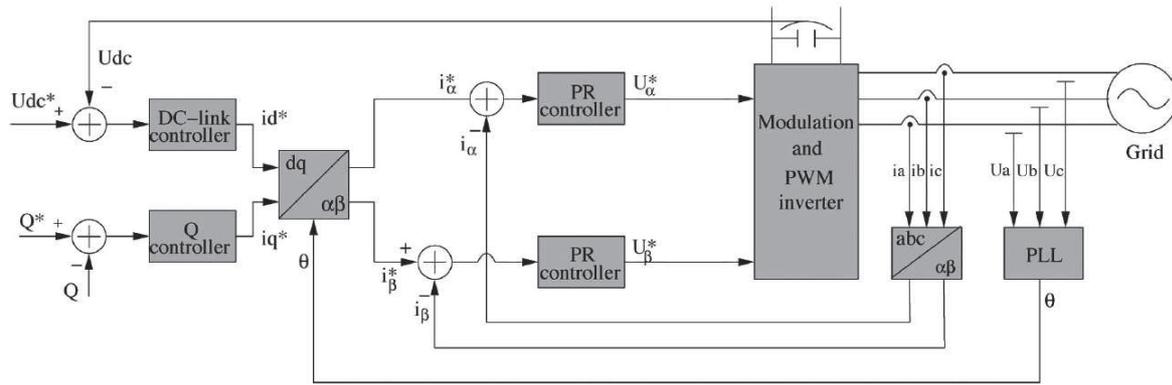


Figura 83: sistema di controllo dell'inverter rispetto ad un sistema di riferimento stazionario

### 4.1.3c Controllo rispetto a un sistema di riferimento trifase

Nel terzo ed ultimo metodo per il controllo dell'inverter, viene utilizzato un controllore individuale per ogni corrente di fase.

Non si varia quindi il sistema di riferimento delle correnti e delle tensioni, ma si va ad agire su tre segnali sinusoidali con frequenza pari a quella di rete.

Come si può notare dallo schema di figura 84 il controllore della tensione lato dc impone i riferimenti di corrente attiva e reattiva, che, attraverso la anti-trasformata di Park, vengono convertiti nei tre riferimenti sinusoidali delle correnti di fase. Si procede quindi con confrontare queste tre grandezze con le correnti effettivamente immesse in rete, e gli errori ottenuti vengono elaborati da un controllore di corrente (spesso un controllore proporzionale risonante, ma in alcuni casi vengono anche utilizzati dei controlli ad isteresi), che fornisce i riferimenti di tensione per le tre fasi.

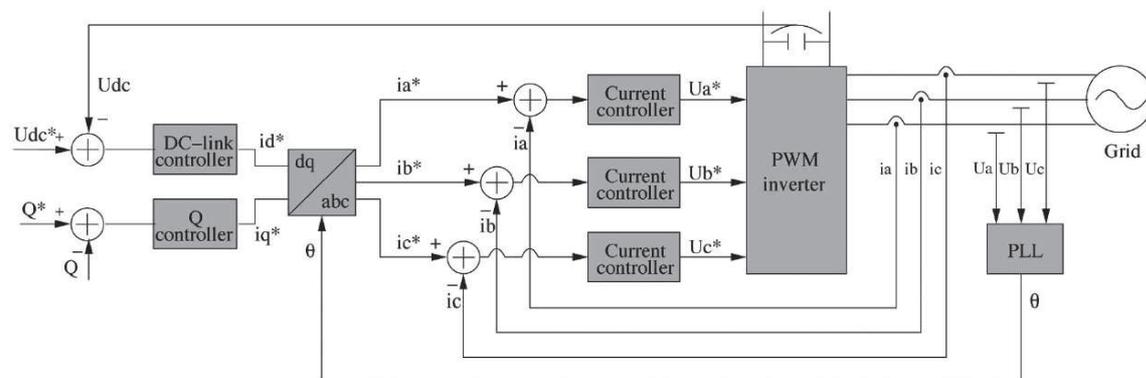


Figura 84: sistema di controllo dell'inverter rispetto ad un sistema di riferimento trifase

## 4.2 Inverter trifase per applicazioni fotovoltaiche

### 4.2.1 Schema del convertitore

L'inverter trifase realizzato, è stato concepito come un'estensione del convertitore monofase presentato nel paragrafo 3.3. Il sistema è quindi costituito da tre inverter multilivello di tipologia cascaded allacciati alla rete (simulata tramite tre generatori di tensione alternata opportunamente sfasati).

Non è però possibile trattare ogni fase come un sistema a sé stante, in quanto il conduttore di neutro degli inverter è diverso dal conduttore di neutro della rete.

Tra i convertitori e la rete sono presenti tre induttanze che svolgono funzioni di filtraggio per la corrente iniettata in rete. Vi è inoltre un trasformatore il cui compito è quello di adattare la tensione di uscita dell'inverter alla tensione di rete.

L'inverter analizzato è destinato ad applicazioni fotovoltaiche, in quanto la sua struttura modulare è conforme alla topologia di un campo fotovoltaico, che può essere suddiviso in varie sotto-stringhe di pannelli collegate al lato dc dei diversi ponti ad H che compongono il convertitore.

In figura 85, è illustrato lo schema realizzato in ambiente Simulink. All'ingresso di ogni inverter sono forniti il riferimento di tensione e la misura della corrente iniettata dal convertitore stesso in rete. In uscita l'inverter fornisce invece misure di corrente, tensione e potenza erogate dal bus dc dei moduli. E' visibile anche il blocco denominato Voltage Oriented Control, che si occupa della generazione dei tre segnali di riferimento dell'inverter, e che sarà trattato esaurientemente nel seguito.

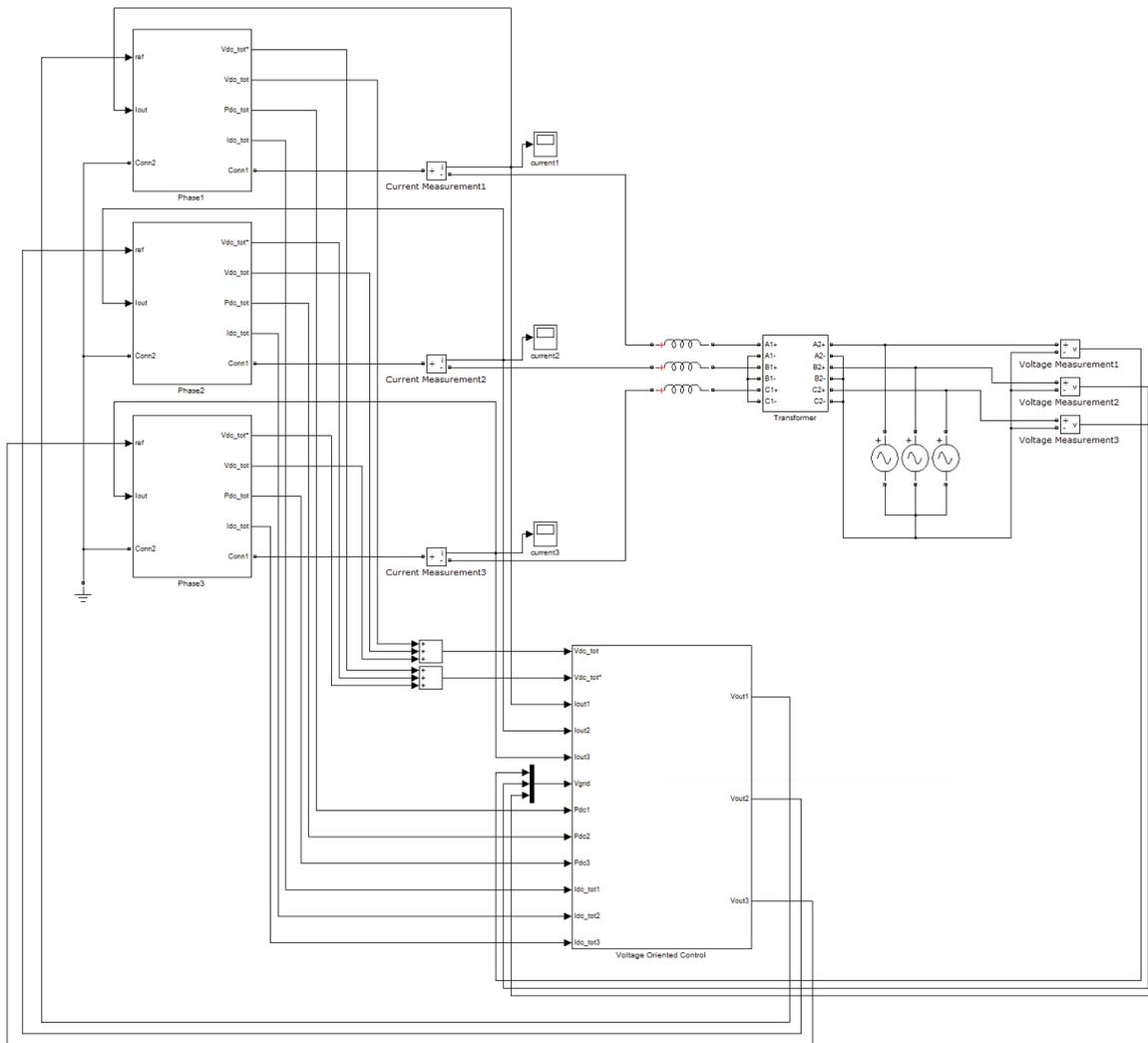


Figura 85: inverter multilivello trifase grid-connected

In figura 86 è riportato lo schema dettagliato di una delle tre fasi dell'inverter: si noti come sia composta da un convertitore multilivello cascaded a otto moduli, i quali sintetizzano una forma d'onda sinusoidale a 17 gradini. Per ottenere una distorsione armonica molto ridotta e soddisfare i requisiti descritti nel capitolo 2, è stata inoltre implementata la tecnica di modulazione PWM.

E' stato poi necessario inserire, all'interno di ogni fase, un algoritmo di bilanciamento delle tensioni ai capi delle capacità del bus dc, in modo da rendere uniformi i gradini di tensione dell'inverter.

Essendo il convertitore progettato appositamente per applicazioni fotovoltaiche, è stato realizzato un algoritmo di inseguimento del punto di massima potenza, che, proprio per la modularità dell'inverter, opera in maniera autonoma su ogni stringa di pannelli. La descrizione dell'algoritmo di bilanciamento delle tensioni e la realizzazione del blocco MPPT Algorithm saranno oggetto dei seguenti paragrafi.

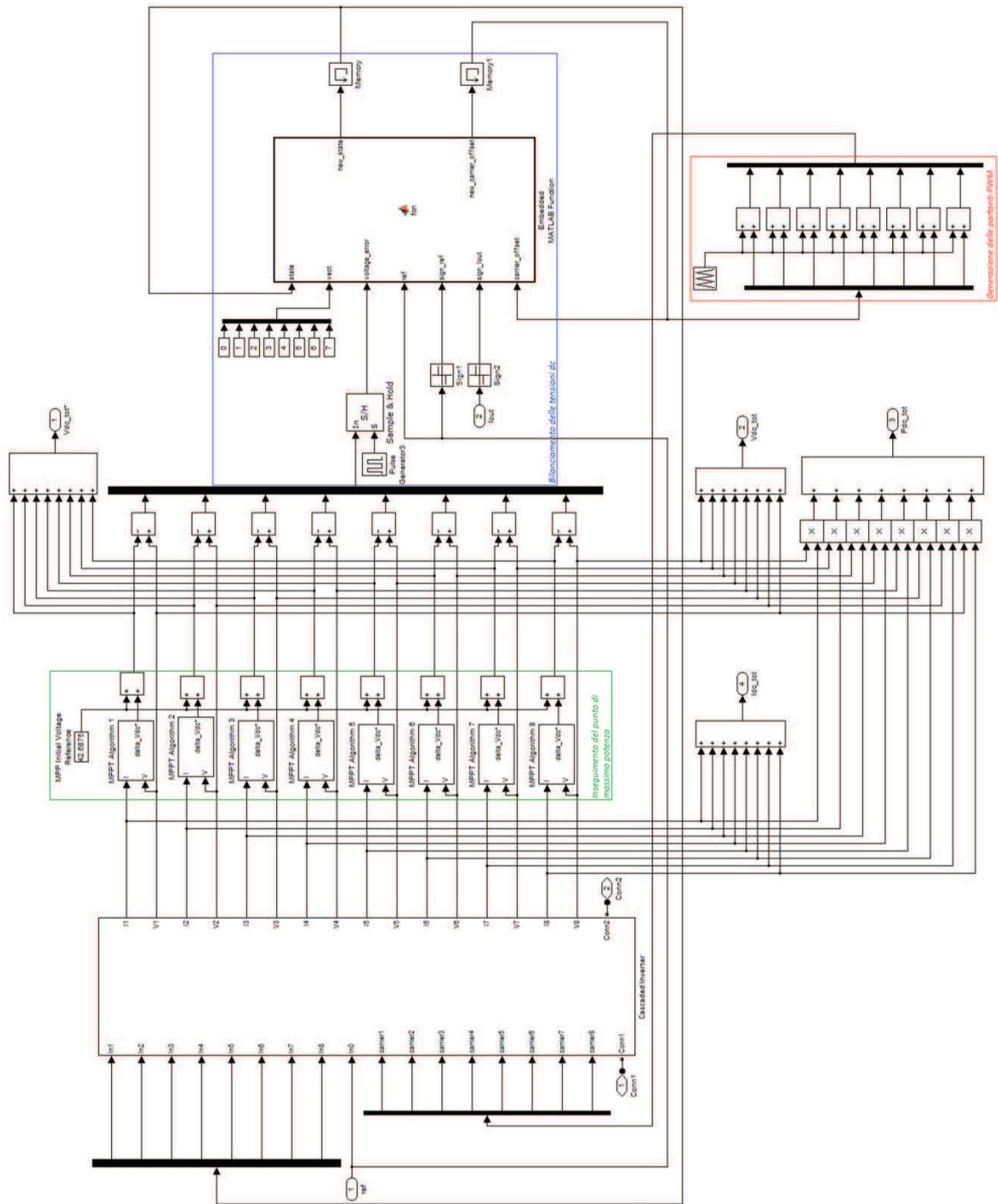


Figura 86: Cascaded Inverter con blocco di generazione delle portanti PWM (rosso), bilanciamento della tensione (blu) e inseguimento del MPP (verde)

Come già detto, ogni fase dell'inverter è composta da otto ponti ad H (figura 87) collegati in serie. In ingresso ad ogni ponte è presente una capacità con in parallelo una stringa di pannelli fotovoltaici, simulata tramite un generatore di corrente con in parallelo una resistenza (opportunamente dimensionata), in modo da ottenere una caratteristica corrente-tensione che approssimi quella dei moduli fotovoltaici nell'intorno del punto di massima potenza (figura 88).

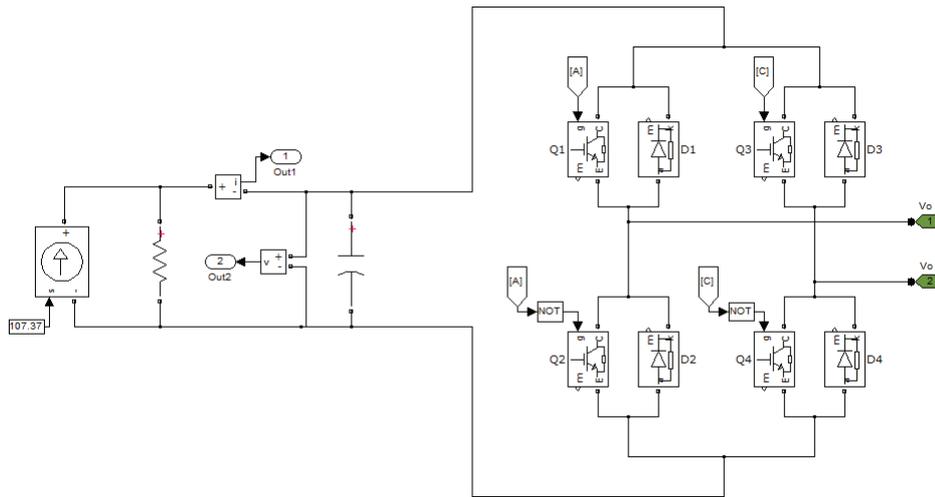


Figura 87: uno degli otto ponti ad H dell'inverter

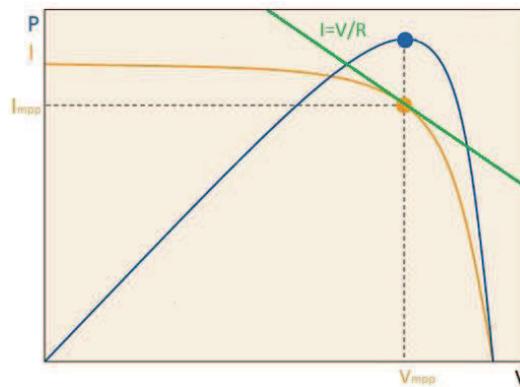


Figura 88: caratteristica I-V della stringa fotovoltaica e approssimazione nel MPP

### 4.2.2 Dimensionamento dell'inverter e del campo fotovoltaico

Per procedere al dimensionamento dell'inverter, si è ipotizzato di disporre di stringhe di pannelli fotovoltaici caratterizzate dai seguenti parametri:

- $V_{mpp} = 100 \text{ V}$ ;
- $V_{oc} = 120 \text{ V}$ ;
- $I_{mpp} = 25 \text{ A}$ ;
- $I_{sc} = 26 \text{ A}$ ;

Come già detto è presente una stringa in parallelo ad ogni capacità di ingresso degli otto ponti ad H che costituiscono ogni fase del sistema.

La corrente massima ammessa lato dc è stata ipotizzata essere pari a 25 A, in quanto una corrente superiore renderebbe necessario utilizzare cavi elettrici con una sezione troppo grande per il sistema in esame.

A partire da queste informazioni è possibile valutare la potenza estratta dal campo fotovoltaico in regime di massima potenza:

$$P_{tot} = 3 (8 V_{mpp} I_{mpp}) = 60 \text{ kW}$$

I principali parametri da stabilire per il corretto dimensionamento del convertitore sono i seguenti:

- Rapporto spire  $n$  del trasformatore: il trasformatore deve essere dimensionato rispetto alla minima tensione di funzionamento possibile, scelta convenzionalmente come metà della tensione di circuito aperto delle stringhe presenti sul bus dc (quindi in questo caso  $V_{dc}=60 \text{ V}$ , e  $V_{dc}^{tot}=480 \text{ V}$ ).

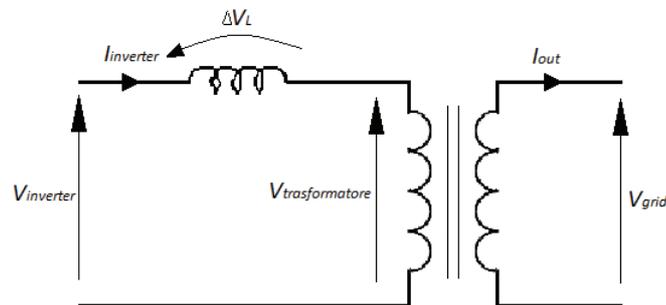


Figura 89: schema di uscita dell'inverter con induttanza ac e trasformatore

Osservando il circuito equivalente di figura 89, è possibile ricavare la seguente equazione:

$$v_{inv} = v_{trasf} + \Delta v_L = n v_{grid} + L \frac{di}{dt}$$

passando al dominio dei fasori e supponendo di lavorare con fattore di potenza unitario, si ottiene:

$$V_{inv}^{eff} = \sqrt{(n V_{grid}^{eff})^2 + (\Delta V_L^{eff})^2}$$

tipicamente la caduta sull'induttore è il 5% della tensione del trasformatore:

$$\Delta V_L^{eff} = 5\% V_{trasf}^{eff} = 5\% n V_{grid}^{eff}$$

$$V_{inv}^{eff} = \sqrt{(n V_{grid}^{eff})^2 + (5\% n V_{grid}^{eff})^2}$$

è quindi possibile ricavare il rapporto spire:

$$n = \sqrt{\frac{(V_{inv}^{eff})^2}{(V_{grid}^{eff})^2 (1 + (5\%)^2)}} = \sqrt{\frac{(8 V_{dc}/\sqrt{2})^2}{(V_{grid}^{eff})^2 (1 + (5\%)^2)}} = 1,47$$

- Induttanza di uscita: il valore dell'induttanza di uscita deve essere stabilito in condizioni nominali, ossia nell'intorno del punto di massima potenza, dove si presuppone che il convertitore si troverà a lavorare per la maggior parte del periodo di funzionamento.

$$P_{tot} = 3 I_{ac}^{eff} V_{grid}^{eff} \Rightarrow I_{ac}^{eff} = \frac{P_{tot}}{3 V_{grid}^{eff}} = 86,96 A$$

dato che tra l'inverter e la rete è presente un trasformatore, la corrente di uscita del convertitore (che quindi scorre sull'induttanza) sarà diversa dalla corrente immessa in rete:

$$I_{inverter}^{eff} = \frac{I_{ac}^{eff}}{n} = 58,99 A$$

A questo punto è possibile ricavare il valore dell'induttanza imponendo che la caduta di potenziale  $\Delta V_L$  sia il 5% della tensione del trasformatore:

$$\Delta V_L^{eff} = j\omega L I_{inverter}^{eff} \Rightarrow L = \frac{\Delta V_L^{eff}}{2\pi f_{grid} I_{inverter}^{eff}} = \frac{5\% n V_{grid}^{eff}}{2\pi f_{grid} I_{inverter}^{eff}} = 0,915 mH$$

- Capacità del bus dc: i condensatori (come già illustrato nel capitolo 3), si dimensionano sulla base del ripple di tensione ammesso ai loro capi in condizioni nominali ( $V_{dc}=100 V$ ).

$$\Delta V_{dc} = 2\% V_{dc} = 2 V$$

$$I_{dc} = 2\pi f_{grid} C_{dc} \Delta V_{dc} \Rightarrow C_{dc} = \frac{I_{dc}}{2\pi f_{grid} \Delta V_{dc}} = 39,8 \text{ mF}$$

Dopo aver dimensionato il convertitore, è necessario collegare i moduli fotovoltaici in modo da ottenere le tensioni e le correnti dc desiderate in ingresso ai ponti ad H dell'inverter.

Per fare ciò si sono utilizzati dei moduli Bosch c-Si M 48, con le seguenti caratteristiche:

$P_{mpp}$	$V_{mpp}$	$I_{mpp}$	$V_{oc}$	$I_{sc}$
200 Wp	24,20 V	8,35 A	30,20 V	8,65 A

Tabella 8: principali parametri del modulo fotovoltaico Bosch c-Si M48

Ipotizzando di lavorare nell'intorno del punto di massima potenza, è possibile, collegando quattro pannelli in serie, arrivare ad una tensione di stringa di 96,8 V. In modo analogo, connettendo tre pannelli in parallelo, si ottiene una corrente di stringa pari a 25,05 A (figura 90).

Ogni stringa è composta quindi da dodici moduli, e il campo fotovoltaico sarà formato da 288 pannelli, in quanto è presente una stringa sul lato dc di ogni ponte ad H, e ciascuna fase è realizzata tramite la connessione in serie di otto ponti.

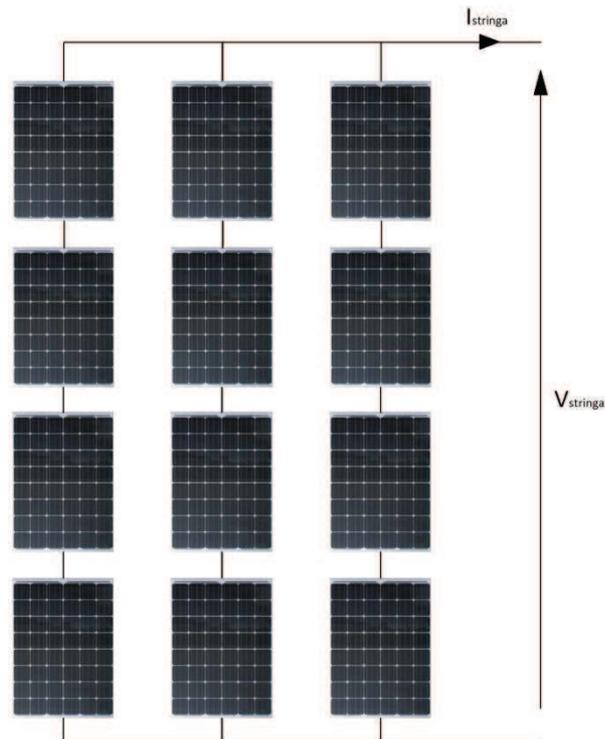


Figura 90: stringa di pannelli fotovoltaici Bosch c-Si M48

Come già detto nel paragrafo precedente, in ambiente Simulink le stringhe sono state schematizzate come un generatore di corrente controllato con in parallelo una resistenza. Dimensionando opportunamente i valori di corrente e resistenza si riesce ad ottenere una buona approssimazione della caratteristica corrente-tensione nell'intorno del punto di massima potenza (figura 91).

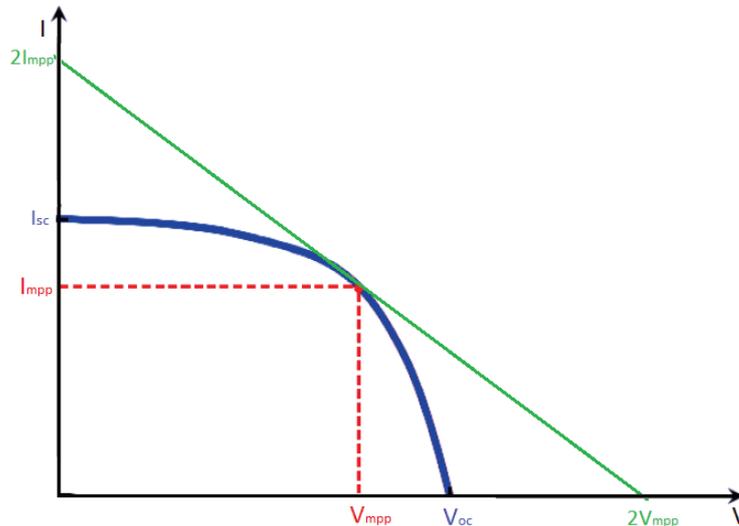


Figura 91: approssimazione della caratteristica della cella fotovoltaica (blu) tramite un generatore di corrente con in parallelo una resistenza (verde)

La corrente che deve imporre il generatore controllato è pari a  $2 \cdot I_{mpp}$ , mentre la resistenza deve essere dimensionata applicando la Legge di Ohm nel punto di massima potenza:

$$R = \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}} = \frac{96,8 \text{ V}}{25,05 \text{ A}} = 3,86 \Omega$$

### 4.2.3 Algoritmo di MPPT

Per fare in modo che i pannelli fotovoltaici operino sempre nel punto di massima potenza, è necessario utilizzare degli specifici algoritmi denominati MPPT (Maximum Power Point Tracking).

Nel circuito in esame, costituito da otto ponti ad H per ogni fase, è opportuno inserire un algoritmo di MPPT per ogni modulo, così che ogni stringa di pannelli fotovoltaici inseguia il punto di massima potenza indipendentemente dalle altre.

Gli algoritmi ricavano, sulla base di misure della tensione e corrente (e quindi della potenza) erogate dai pannelli fotovoltaici, la tensione di riferimento  $V_{dc}^*$  a cui la stringa deve lavorare per fornire la massima potenza disponibile in uscita. Tale tensione, in assenza di un convertitore dc/dc, corrisponde alla tensione ai capi delle capacità del bus dc dell'inverter.

L'algoritmo scelto è basato sull'applicazione del "ripple-correlation control": si sfruttano le oscillazioni di tensione e corrente causate dalle pulsazioni di potenza istantanea (a frequenza doppia di quella della rete) per ricavare informazioni riguardo al gradiente di potenza, e si aggiusta il valore di  $V_{dc}^*$  fino a raggiungere il punto di massima potenza.

E' quindi necessario calcolare il valore della derivata della potenza rispetto alla tensione ai capi del pannello fotovoltaico ( $\delta p / \delta v$ ): infatti, quando tale derivata risulta essere nulla (ad esempio per  $v=v^*$ ), significa che ci si trova in un punto di massimo per la potenza. La quantità  $\delta p / \delta v$  identifica quindi l'errore di tensione rispetto alla tensione di massima potenza  $v^*$  (figura 92).

Per ricavare il valore della derivata in oggetto, è possibile osservare le variazioni di potenza rispetto al ripple a 100 Hz della tensione ai capi delle capacità del bus dc.

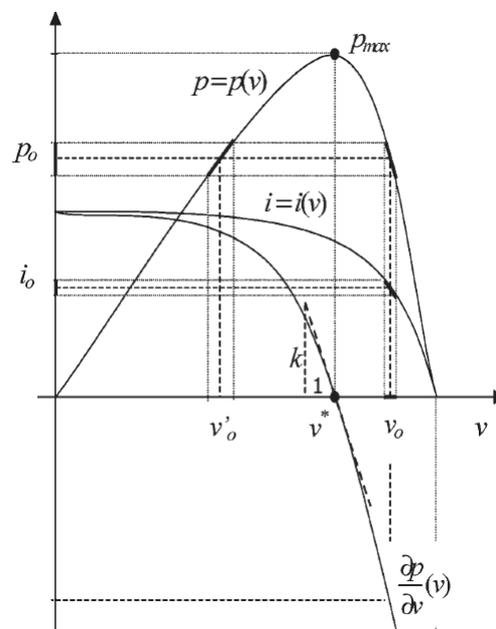


Figura 92: caratteristica I-V, P-V e  $\delta p / \delta v$  di un pannello fotovoltaico

Dato che il periodo di oscillazione è noto ( $T=1/(2f)$ ), è possibile suddividere una qualunque funzione periodica  $x(t)$  in due componenti: un valore medio calcolato sul periodo di oscillazione  $\bar{x}(t)$  e una componente alternante di ripple  $\tilde{x}(t)$ , tali che:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad \tilde{x}(t) = x(t) - \bar{x}(t)$$

E' possibile applicare queste definizioni alla potenza e alla tensione del pannello (o della stringa) fotovoltaica:

$$v(t) = \bar{v}(t) + \tilde{v}(t) \quad p(t) = \bar{p}(t) + \tilde{p}(t)$$

In figura 92 è possibile notare come al valore medio di tensione  $v_0$  corrisponda effettivamente il valore medio di potenza  $p_0$ , come dichiarato nella seguente equazione:

$$p_0 = \bar{p}(t) = p(\bar{v}(t)) = p(v_0)$$

Ipotizzando di lavorare nell'intorno del valore medio ( $v_0, p_0$ ), è possibile mettere in relazione il ripple di potenza con il ripple di tensione:

$$\tilde{p}(t) \cong \left( \frac{\partial p}{\partial v} \right)_{v_0} \tilde{v}(t)$$

Per calcolare la derivata della potenza nel punto di lavoro considerato, non è conveniente utilizzare dei valori istantanei di tensione e potenza, ma risulta più semplice operare su dei valori medi. Integrando a destra e a sinistra l'equazione sopra riportata in un periodo pari al periodo di oscillazione e moltiplicando per il ripple di tensione si ottiene:

$$\int_{t-T}^t \tilde{p}(\tau) \tilde{v}(\tau) d\tau \cong \left( \frac{\partial p}{\partial v} \right)_{v_0} \int_{t-T}^t \tilde{v}(\tau)^2 d\tau$$

è quindi possibile ricavare l'espressione della derivata:

$$\left( \frac{\partial p}{\partial v} \right)_{v_0} \cong \frac{\int_{t-T}^t \tilde{p}(\tau) \tilde{v}(\tau) d\tau}{\int_{t-T}^t \tilde{v}(\tau)^2 d\tau}$$

dove i ripple di tensione e potenza sono stimati nel seguente modo:

$$\tilde{v}(t) = v(t) - \frac{1}{T} \int_{t-T}^t v(\tau) d\tau \quad \tilde{p}(t) = p(t) - \frac{1}{T} \int_{t-T}^t p(\tau) d\tau$$

Dato che la frequenza di oscillazione del ripple è conosciuta, è possibile utilizzare dei filtri passa-alto per ricavare  $\tilde{v}(t)$  e  $\tilde{p}(t)$ , e dei filtri passa-basso per stimare l'integrale sul periodo di oscillazione.

Lo schema realizzato per il calcolo della derivata è visibile in figura 93.

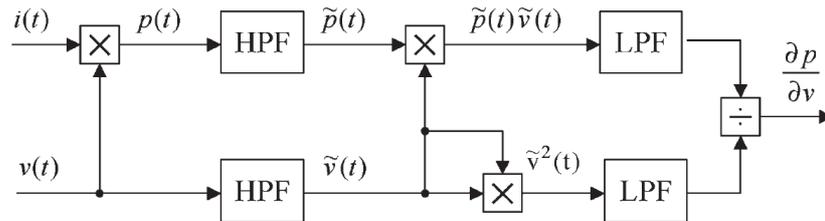


Figura 93: schema di calcolo della derivata  $dp/dv$

E' possibile semplificare lo schema proposto per stimare solo il segno della derivata: tale parametro è infatti sufficiente ad individuare la posizione del punto di lavoro rispetto al Maximum Power Point (MPP):

- se  $(\delta p / \delta v)$  è maggiore di zero, il punto di lavoro si trova a sinistra del punto di massima potenza;
- se  $(\delta p / \delta v)$  è minore di zero, il punto di lavoro è a destra del punto di massima potenza.

Lo schema semplificato (figura 94) prevede quindi solo il calcolo del segno della derivata, che è indipendente dal segno del denominatore dell'equazione di  $(\delta p / \delta v)_{v_0}$  precedentemente riportata, poiché tale quantità è sempre positiva, in quanto integrale di una grandezza sempre maggiore di zero.

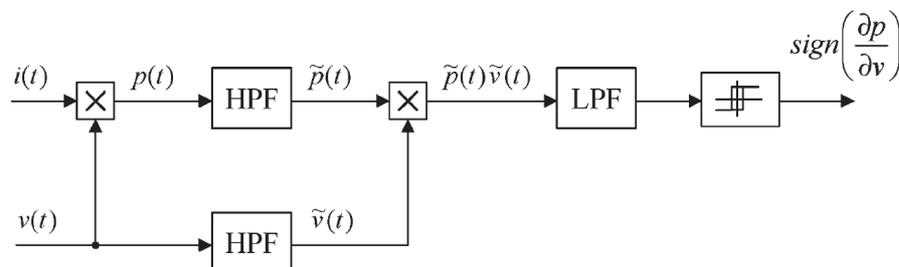


Figura 94: schema semplificato per la stima della derivata  $dp/dv$

Il segno della derivata viene poi inviato ad un blocco integratore (figura 95) che calcola  $\Delta V_{dc}$  da aggiungere a  $V_{dc}^{**}$  (riferimento iniziale di tensione):

- se  $\text{sign}(\delta p/\delta v) > 0$ ,  $\Delta V_{dc}$  cresce ed il riferimento di tensione  $V_{dc}^*$  per lavorare nel punto di massima potenza aumenta;
- se  $\text{sign}(\delta p/\delta v) < 0$ ,  $\Delta V_{dc}$  diminuisce ed il riferimento di tensione  $V_{dc}^*$  si riduce.

In questo modo  $V_{dc}^*$  si muove verso il punto di massima potenza.

La velocità con cui il riferimento di tensione cambia è stabilita agendo sul guadagno dell'integratore, che tuttavia non può essere scelto troppo grande per non mancare di precisione nell'inseguimento del punto di massima potenza.

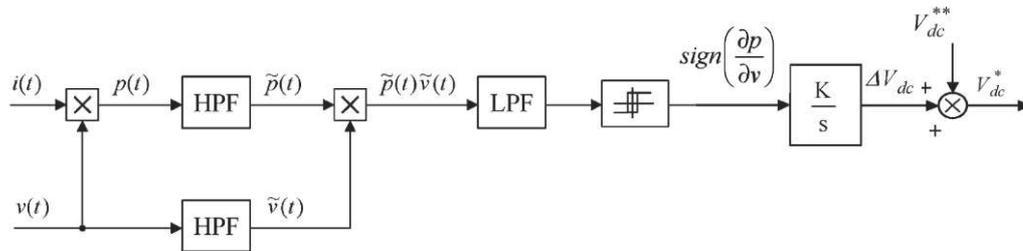


Figura 95: generazione della tensione di riferimento per la stringa di pannelli fotovoltaici tramite MPPT

Il circuito realizzato in ambiente Simulink e applicato all'inverter trifase è visibile in figura 96: i filtri passa-basso e passa-alto sono filtri analogici di Butterworth di ordine 8, con frequenza di taglio 20 Hz, ed il guadagno dell'integratore è stato posto unitario.

Il segno della derivata della potenza è estratto poi tramite un comparatore ad isteresi settato con una piccola banda attorno allo zero, i cui valori di uscita possibili sono -1 o 1 a seconda che la derivata sia rispettivamente negativa o positiva.

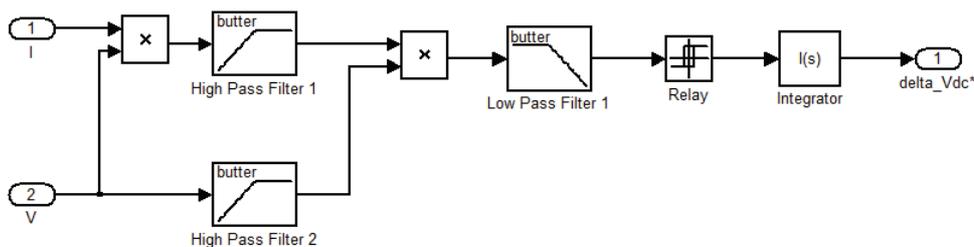


Figura 96: algoritmo di Maximum Power Point Tracking implementato in ambiente Simulink

In figura 97 è possibile osservare gli otto riferimenti di tensione (uno per ogni modulo) di una fase dell'inverter: si noti come i riferimenti non siano costanti, ma abbiano una forma d'onda triangolare, generata dall'integratore, la quale oscilla attorno ad un valore medio di tensione, che corrisponde al punto in cui i pannelli erogano la massima potenza disponibile.

Diminuendo il guadagno dell'integratore il range di variazione attorno al valore medio diminuisce sensibilmente, ma risulta anche più bassa la velocità con cui l'algoritmo porta il pannello a lavorare nell'intorno del punto di massima potenza.

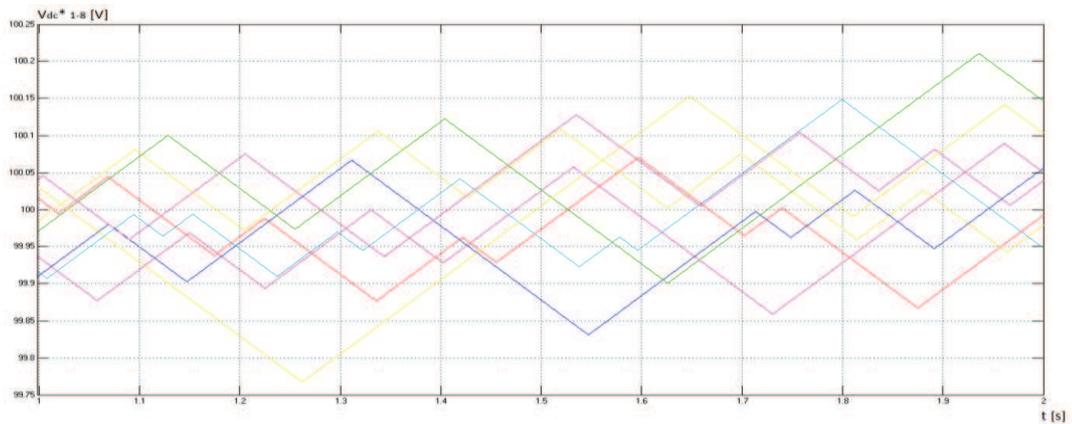


Figura 97: riferimenti di tensione dc per la fase I dell'inverter multilivello

#### 4.2.4 Controllo del convertitore

Il controllo dell'inverter trifase avviene mediante l'utilizzo delle Trasformate di Park, come descritto nella precedente sezione, al paragrafo 4.1.3a.

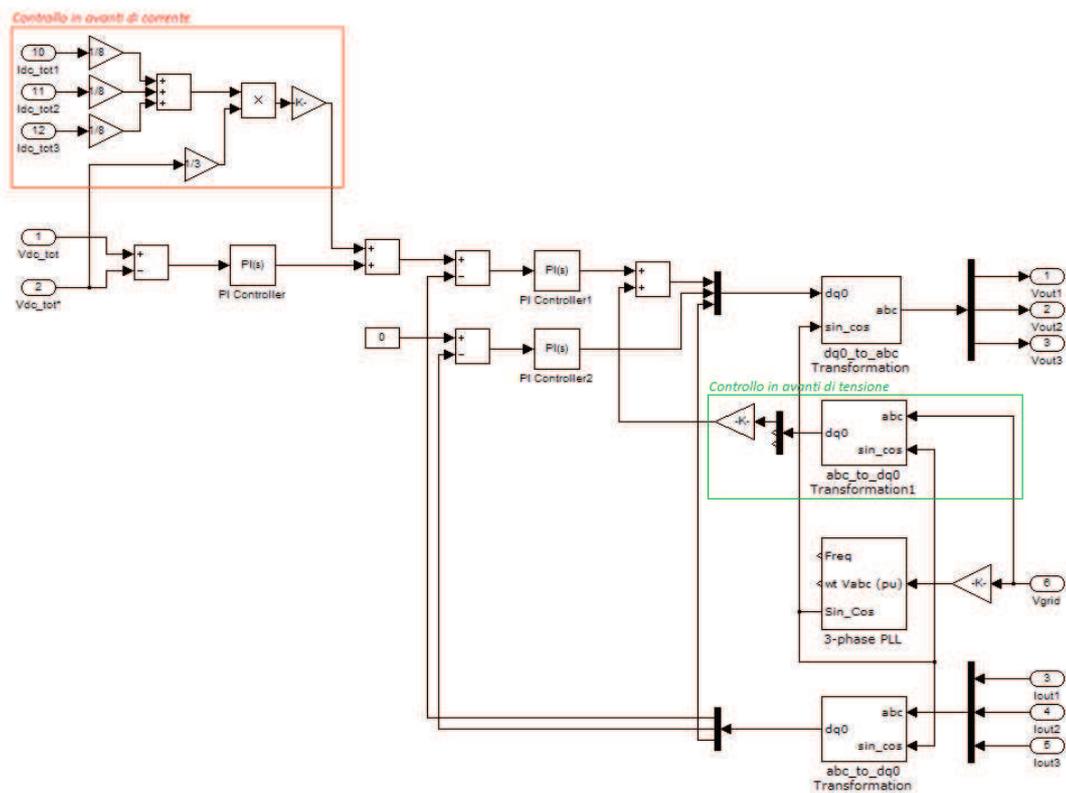


Figura 98: controllo dell'inverter trifase grid-connected

In figura 98 è illustrato lo schema realizzato in ambiente Simulink: le tensioni ai capi delle capacità del bus dc di tutte e tre le fasi sono sommate tra loro e confrontate con un valore di riferimento dato dalla somma delle tensioni nel punto di massima potenza (individuate tramite l'algoritmo descritto nel paragrafo 4.2.3). In questo modo si trova un errore di tensione  $\Delta v$ , che non presenta il caratteristico ripple a 100 Hz, in quanto, sommando le tensioni delle diverse fasi, tale componente si annulla.

L'errore viene poi inviato ad un blocco Proporzionale Integrale (con  $P=0,6$  e  $I=100$  dimensionati sperimentalmente) per ricavare il riferimento di corrente attiva che devono fornire le capacità per arrivare al livello di tensione desiderato.

A tale riferimento si somma poi la corrente data dal controllo in avanti (in figura evidenziato in rosso) che rappresenta la corrente erogata dai pannelli fotovoltaici mediata e moltiplicata per una costante ottenuta tramite il bilanciamento della potenza in ingresso ed in uscita al convertitore:

$$P_{dc}^{tot} = P_{ac}^{tot}$$

$$P_{dc}^{tot} = I_{dc1}^{media} V_{dc1}^{media} + I_{dc2}^{media} V_{dc2}^{media} + I_{dc3}^{media} V_{dc3}^{media} \quad P_{ac}^{tot} = 3 I_{ac}^{eff} V_{grid}^{eff}$$

dato che la tensione dc deve inseguire la tensione totale di riferimento è possibile scrivere la seguente equazione:

$$V_{dc1}^{media} = V_{dc2}^{media} = V_{dc3}^{media} = V_{dc}^{tot*} / 3$$

da cui si ricava:

$$P_{dc}^{tot} = (I_{dc1}^{media} + I_{dc2}^{media} + I_{dc3}^{media}) \frac{V_{dc}^{tot*}}{3}$$

uguagliando la potenza in ingresso con quella in uscita si ottiene il valore di picco della corrente alternata che l'inverter deve immettere in rete:

$$3 I_{ac}^{eff} V_{grid}^{eff} = (I_{dc1}^{media} + I_{dc2}^{media} + I_{dc3}^{media}) \frac{V_{dc}^{tot*}}{3}$$

$$I_{ac}^{eff} = \frac{(I_{dc1}^{media} + I_{dc2}^{media} + I_{dc3}^{media}) \frac{V_{dc}^{tot*}}{3}}{3 V_{grid}^{eff}}$$

$$I_{ac}^{picco} = \sqrt{2} \frac{(I_{dc1}^{media} + I_{dc2}^{media} + I_{dc3}^{media}) \frac{V_{dc}^{tot*}}{3}}{3 V_{grid}^{eff}}$$

In questo modo si è quindi individuato il riferimento di corrente attiva per l'inverter. Dato che per questo tipo di applicazioni il contributo di potenza reattiva deve essere nullo, si è imposto il riferimento di corrente reattiva a zero.

Facendo la differenza tra i riferimenti di corrente e le componenti d e q delle correnti effettivamente immesse in rete (ricavate tramite le trasformate di Park), si ottengono due errori di corrente  $\Delta i_d$  e  $\Delta i_q$ . Tali errori vengono inviati a due blocchi Proporzionali Integrali (con  $P=0,6$  e  $I=100$ ) per ricavare due errori di tensione  $\Delta v_d$  e  $\Delta v_q$ . Si noti come la componente 0 della trasformata non sia stata processata, in quanto, in un sistema trifase, ha sempre valore nullo.

Si aggiunge poi, al solo errore  $\Delta v_d$ , la componente attiva della tensione di rete, ricavata tramite un controllo in avanti di tensione (in figura evidenziato in verde). Questo valore è precedentemente moltiplicato per una costante pari al numero di moduli presenti in ogni fase del convertitore diviso il valore di picco della tensione, poiché il riferimento di tensione deve essere normalizzato come già descritto nel capitolo 3.

Per quanto riguarda l'errore  $\Delta v_q$ , il controllo in avanti non viene eseguito, poiché la tensione di rete ha sempre componente reattiva nulla.

Le componenti dq0 così individuate sono inviate ad un blocco che esegue l'anti-trasformata di Park, in modo da ottenere tre riferimenti sinusoidali di tensione, uno per ogni fase (figura 99).

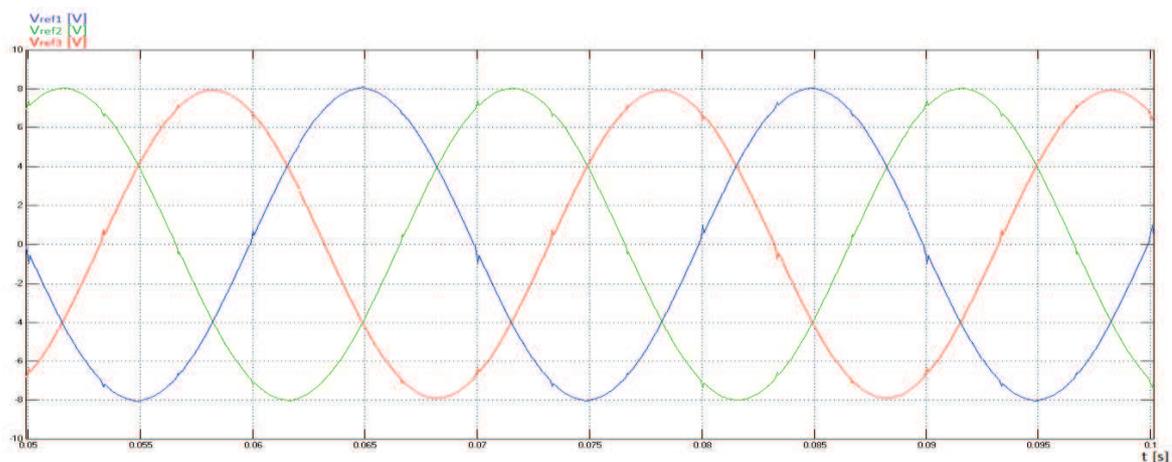


Figura 99: riferimenti di tensione generati dalla logica di controllo

### 4.2.5 Algoritmo di bilanciamento delle tensioni dc

Anche in un sistema trifase di tipologia cascaded, è necessario, analogamente al caso monofase, eseguire una equilibratura delle tensioni ai capi delle capacità lato dc.

In questo modo, tutti i gradini di tensione necessari a sintetizzare il riferimento sinusoidale, saranno della stessa ampiezza. L'algoritmo implementato è quello già discusso nel capitolo 3 (paragrafi 3.3.2 e 3.3.3), ed in particolare è stato sviluppato il caso con modulazione PWM con portanti triangolari alla frequenza di 20 kHz per migliorare le prestazioni del convertitore in termini di distorsione armonica.

Per ottenere una equilibratura pressoché istantanea, si è scelto di aggiornare le tensioni di soglia ogni millisecondo (dimensionando opportunamente il periodo di campionamento del blocco Sample & Hold di figura 86).

L'andamento nel tempo delle tensioni di soglia è visibile in figura 100: si noti come l'oscillazione nell'intorno della tensione di riferimento ( $V_{dc}^*=100$  V, in accordo con il dimensionamento del convertitore) sia molto contenuta, anche se è originata da due contributi: il ripple a 100 Hz presente sui condensatori del bus dc, e l'oscillazione generata dall'algoritmo MPPT durante l'inseguimento del punto di lavoro alla massima potenza.

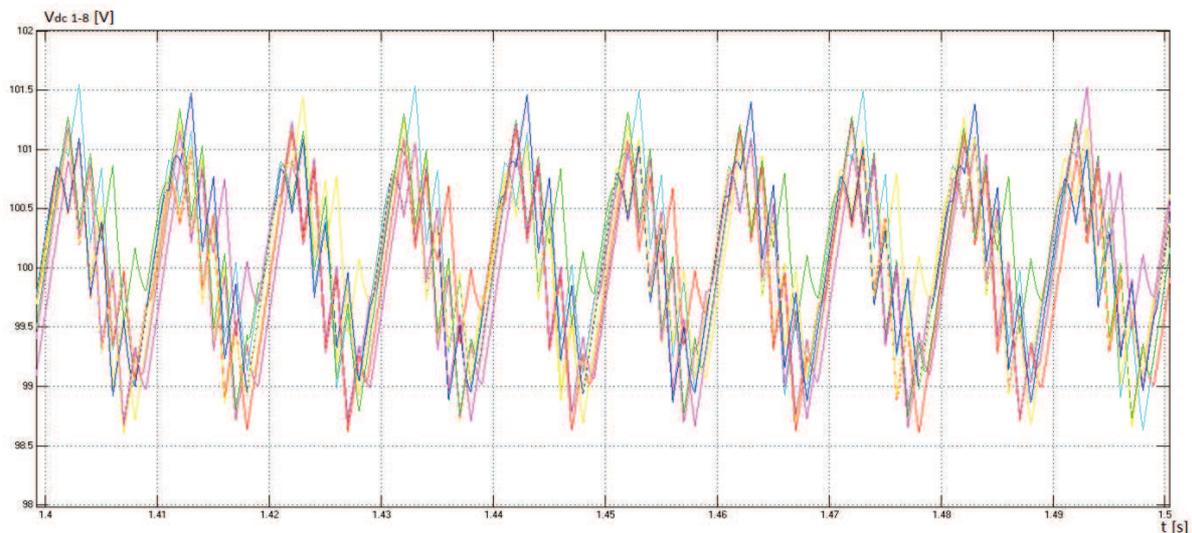


Figura 100: tensioni ai capi delle capacità del bus dc della fase 1

Le tensioni di uscita degli otto ponti ad H della prima fase sono riportate invece in figura 101: si noti come in condizioni nominali (lavorando nell'intorno del punto di massima potenza, cioè con  $V_{dc}=100$  V) non siano mai attivi tutti i moduli del

convertitore, in quanto il dimensionamento del trasformatore è stato fatto nel caso peggiore, ossia quando la tensione sul bus dc è quella minima possibile ( $V_{dc}=60$  V), e la tensione massima che l'inverter può erogare è pari a 480 V.

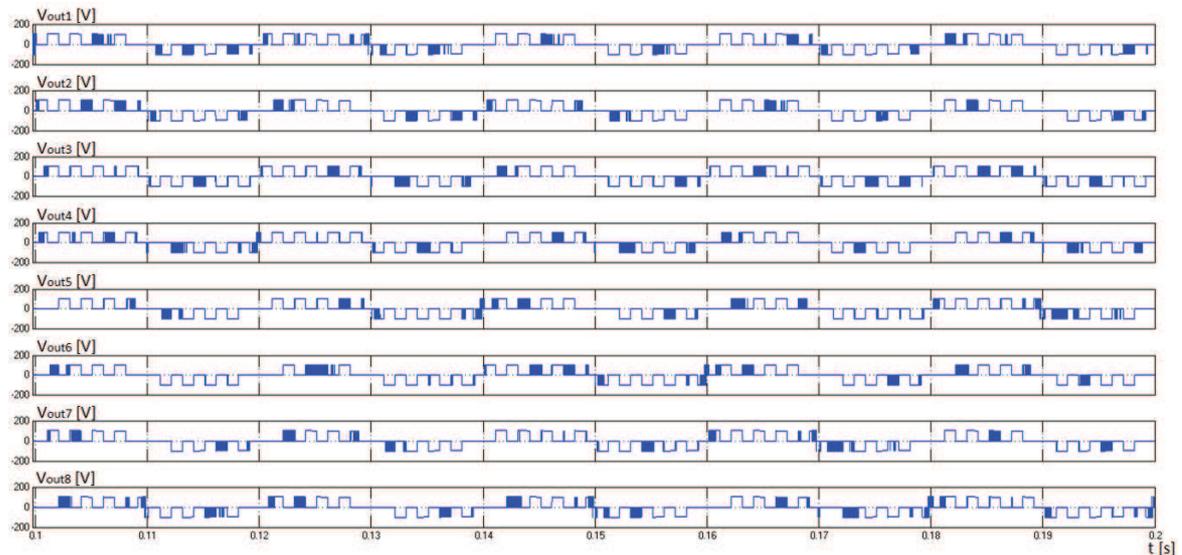


Figura 101: tensioni di uscita dagli otto moduli che compongono la fase 1 del sistema

#### 4.2.6 Simulazione del convertitore in condizioni ideali

Per ottenere una simulazione del sistema in esame che sia più semplice e veloce, e che consenta di trattare i moduli del convertitore in maniera idealizzata, è stata sviluppata una schematizzazione dei ponti ad H attraverso dei generatori controllati (figura 102): sulla sinistra è sintetizzato il lato dc del ponte, attraverso una capacità con in parallelo una resistenza ed un generatore di corrente (per approssimare il comportamento di una stringa fotovoltaica), ed un ulteriore generatore di corrente opportunamente controllato per simulare l'estrazione di potenza dai moduli fotovoltaici e dalla capacità dc. Sulla destra, invece, è presente un generatore controllato di tensione che approssima l'uscita del ponte ad H.

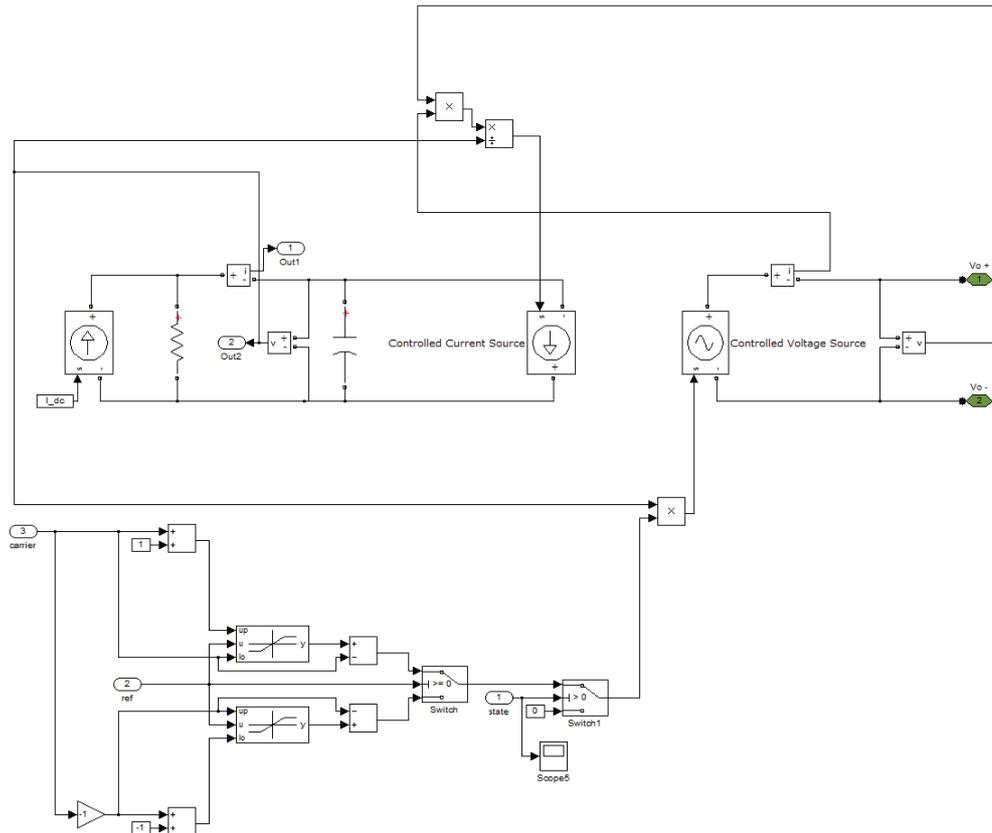


Figura 102: schema idealizzato di un ponte ad H attraverso l'utilizzo di generatori controllati

Le tensioni e le correnti con cui si controllano i relativi generatori devono essere opportunamente dimensionate:

- Generatore di tensione lato ac:

$$v_{ac} = m(t)V_{dc}$$

dove  $m(t)$  è il segnale di riferimento per il ponte ad H considerato.

- Generatore di corrente lato dc: il dimensionamento si ottiene eguagliando le potenze istantanee dc e ac:

$$v_{dc}i_{dc} = v_{ac}i_{ac} \Rightarrow i_{dc} = \frac{v_{ac}i_{ac}}{v_{dc}}$$

Il segnale  $m(t)$  è diverso per ogni modulo dell'inverter, e viene sintetizzato attraverso la logica visibile in figura 102: il riferimento sinusoidale di tensione (ref) viene inviato a due blocchi di saturazione dinamica (uno per filtrare la semionda positiva e l'altro per la semionda negativa), che lavorano in un intervallo stabilito dal segnale

carrier (che rappresenta un offset di tensione, e verrà utilizzato nel caso reale per implementare la modulazione PWM).

In questo modo si ottengono due segnali distinti, corrispondenti alla porzione di sinusoide che il ponte deve sintetizzare in uscita. Le grandezze così ottenute vengono poi normalizzate e, attraverso uno switch, si sceglie quale dei due segnali utilizzare per controllare il generatore a seconda del segno del segnale di riferimento.

E' presente poi un ulteriore switch che, sulla base di un segnale state (che indica lo stato di accensione o spegnimento del ponte ad H), decide se inviare al generatore di tensione controllato il segnale di pilotaggio così ottenuto, oppure se imporre semplicemente  $m(t)=0$ , in modo da comandare tensione nulla all'uscita del ponte.

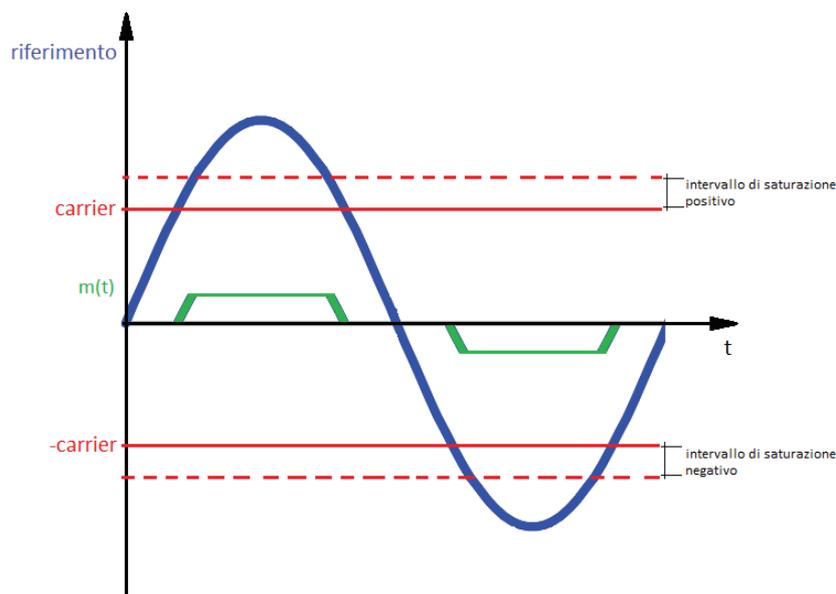


Figura 103: generazione del segnale di pilotaggio  $m(t)$  (in verde), a partire dal riferimento (blu) e dal segnale carrier (rosso)

All'uscita di ogni ponte si ottiene quindi una porzione di segnale sinusoidale, con ampiezza che dipende dalla tensione presente sul bus dc.

In figura 104 sono riportate le tensioni di uscita degli otto ponti che compongono la fase 1 del sistema: in questo esempio si è deciso di scambiare le tensioni di soglia (per l'equilibratura del bus dc) in un lasso di tempo pari al semiperiodo del segnale di riferimento, in modo da rendere più evidente come la costruzione della sinusoide di uscita sia ripartita tra i moduli del convertitore.

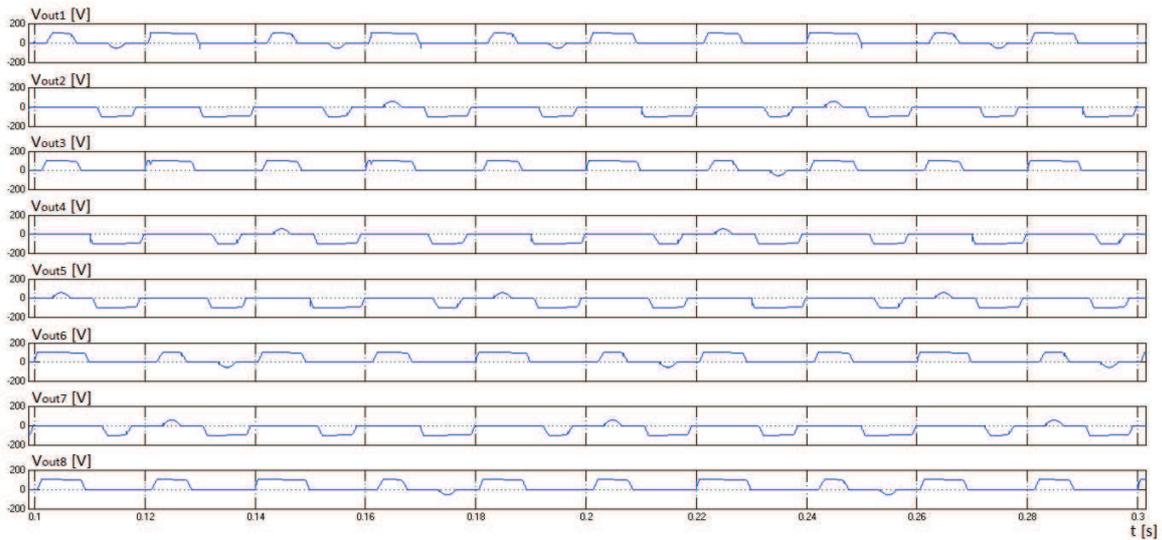


Figura 104: tensioni di uscita dagli otto ponti della fase 1 nel caso idealizzato

Le tensioni di uscita dell'inverter trifase (figura 105) sono tre sinusoidi con frequenza pari alla frequenza di rete (50 Hz) e sfasate l'una dall'altra di  $120^\circ$ . In figura si può notare come sia presente un leggero ripple, probabilmente dovuto al passo di campionamento scelto durante la simulazione del sistema.

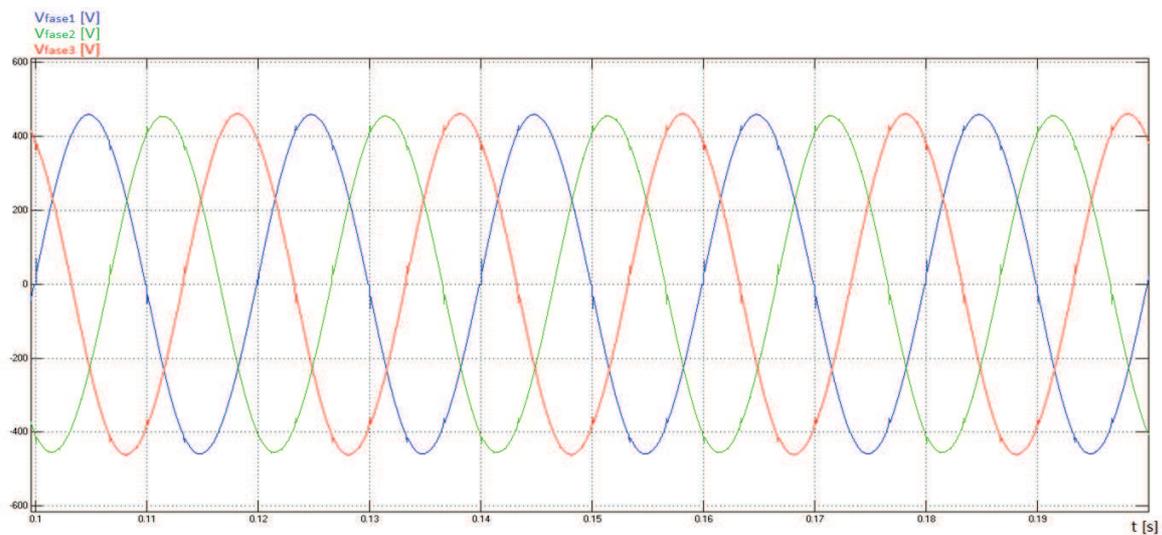


Figura 105: tensioni di fase dell'inverter ottenute nel caso idealizzato

Le correnti iniettate in rete sono anch'esse sinusoidali, e, dato che l'inverter ha una potenza nominale di 60 kW, presentano un valore di picco che può essere calcolato nel modo seguente, ed è confermato dai risultati ottenuti tramite simulazione del sistema in esame (figura 106):

$$I_{ac}^{eff} = \frac{P_{tot}}{3 V_{ac}^{eff}} = 86,956 \text{ A} \Rightarrow I_{ac}^{picco} = \sqrt{2} I_{ac}^{eff} = 122,975 \text{ A}$$

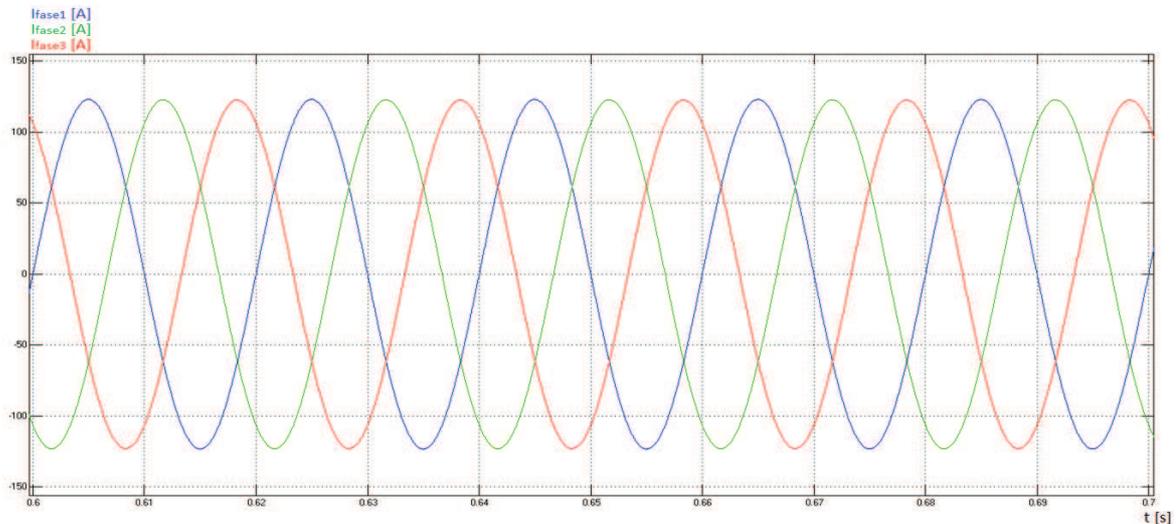


Figura 106: correnti di fase iniettate in rete nel caso idealizzato

Dato che i moduli del convertitore sono stati approssimati tramite dei generatori controllati ideali, l'analisi in frequenza delle grandezze ottenute non è necessaria, in quanto, come si può facilmente intuire dalle figure 105 e 106, la distorsione armonica è molto ridotta, e risulta essere praticamente nulla.

#### 4.2.7 Il problema della disomogeneità delle sorgenti

Fino ad ora si è ipotizzato che tutte le stringhe di pannelli fotovoltaici connesse al lato dc del convertitore si comportassero allo stesso modo. Ciò, ovviamente, non è vero in un sistema reale, in quanto il punto di massima potenza di un pannello fotovoltaico (e quindi il punto di lavoro di ogni ponte dell'inverter) si sposta al variare dell'irradianza solare e della temperatura a cui si trovano le celle.

Queste variazioni possono anche non essere trascurabili quando il campo fotovoltaico è di grandi dimensioni (e quindi è esteso su una superficie considerevole), oppure quando sono presenti pannelli di tipo diverso, o quando si verificano dei guasti.

Ciò potrebbe originare una disomogeneità dei gradini di tensione generati dal convertitore ed uno sbilanciamento delle correnti sulle tre fasi, infrangendo le disposizioni definite dal fornitore dell'energia elettrica (descritte sinteticamente nel capitolo 2, sezione 2.3).

Questa situazione porta a due tipi di sbilanciamento:

- Sbilanciamento all'interno della stessa fase: quando la potenza erogata dai ponti presenti sulla stessa fase è diversa;
- Sbilanciamento tra le fasi: quando la potenza totale fornita dalle tre fasi è differente.

La prima condizione di sbilanciamento implica l'altra, in quanto la fase affetta al suo interno da squilibrio si comporterà in modo diverso dalle altre.

Supponendo che quattro delle otto stringhe connesse al bus dc della fase 2 erogino una corrente di 12,5 A (anziché la corrente nominale di 25 A), le correnti di uscita risultano effettivamente sbilanciate (figura 107).

Grazie all'algoritmo di bilanciamento delle tensioni dc introdotto nel paragrafo 4.2.5 (ed in maniera più esaustiva nel capitolo precedente), le otto tensioni ai capi delle capacità lato dc sono equilibrate all'interno di ogni fase, ma la tensione totale del bus dc risulta diversa tra le tre fasi (figura 108).

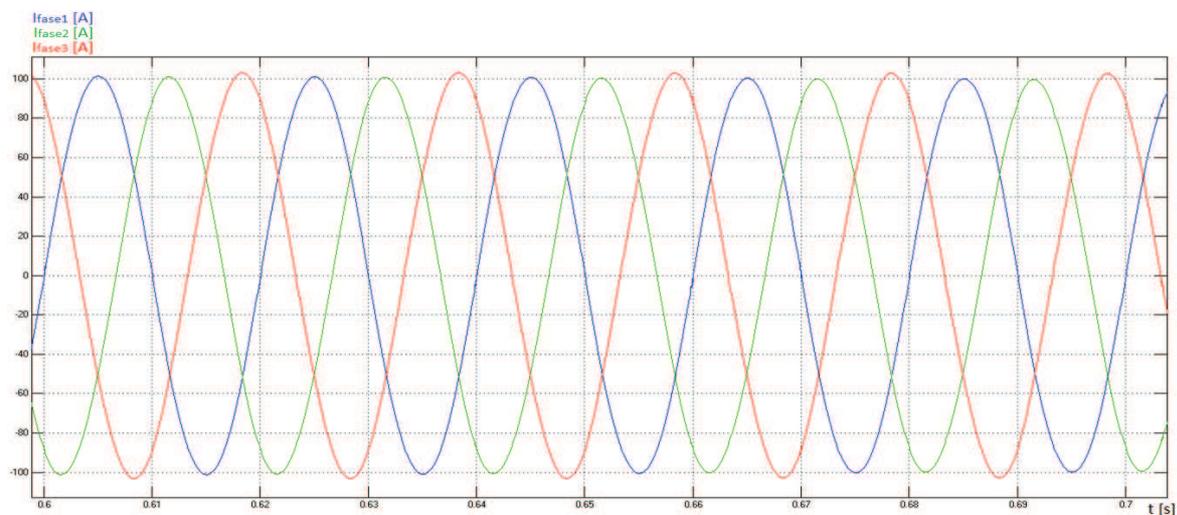


Figura 107: correnti iniettate in rete in condizioni di sbilanciamento

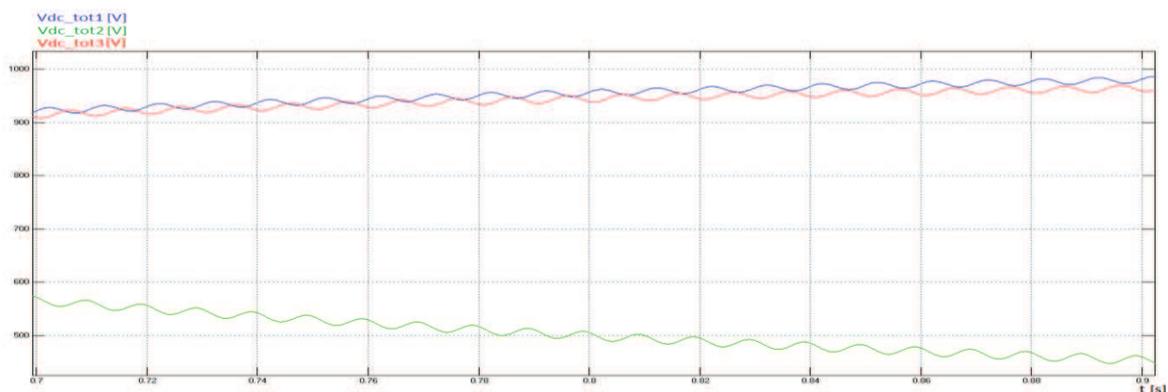


Figura 108: tensioni dc totali su ognuna delle tre fasi

Nei paragrafi seguenti si esaminerà quindi la strategia adottata per risolvere il problema dello sbilanciamento sia tra le fasi che all'interno della stessa fase.

#### 4.2.7a Sbilanciamento tra le fasi

L'obiettivo di questa strategia di controllo è quello di immettere una potenza omogenea nelle tre fasi della rete, a fronte di una diversa potenza generata sul lato dc di ogni fase.

Tramite lo schema illustrato nel paragrafo 4.2.4 si generano i tre riferimenti di tensione di uguale ampiezza per le tre fasi dell'inverter. E' possibile, sbilanciando opportunamente i segnali di riferimento, ottenere delle correnti equilibrate anche quando le potenze erogate sul lato dc sono diverse.

Per prima cosa è necessario ricavare un coefficiente di sbilanciamento  $r_i$  per ogni fase, definito come il rapporto tra la potenza media erogata dalle tre fasi (qui indicate dalle lettere a,b e c) e la potenza erogata da ognuna di esse:

$$r_i = \frac{P_{media}}{P_i} \quad \text{dove} \quad P_{media} = \frac{P_a + P_b + P_c}{3}$$

Si calcola poi la media del prodotto tra il coefficiente  $r_i$  ed il riferimento di tensione  $i$ -esimo ( $v_i^*$ ):

$$v_0 = \frac{\max\{r_a v_a^*, r_b v_b^*, r_c v_c^*\} + \min\{r_a v_a^*, r_b v_b^*, r_c v_c^*\}}{2}$$

Il segnale così ottenuto è un segnale triangolare che va sottratto a  $v_i^*$  per ottenere i nuovi riferimenti  $\tilde{v}_i^*$  da fornire al convertitore:

$$\tilde{v}_a^* = v_a^* - v_0 \quad \tilde{v}_b^* = v_b^* - v_0 \quad \tilde{v}_c^* = v_c^* - v_0$$

L'algoritmo di bilanciamento è stato implementato in ambiente Simulink attraverso lo schema di figura 109.

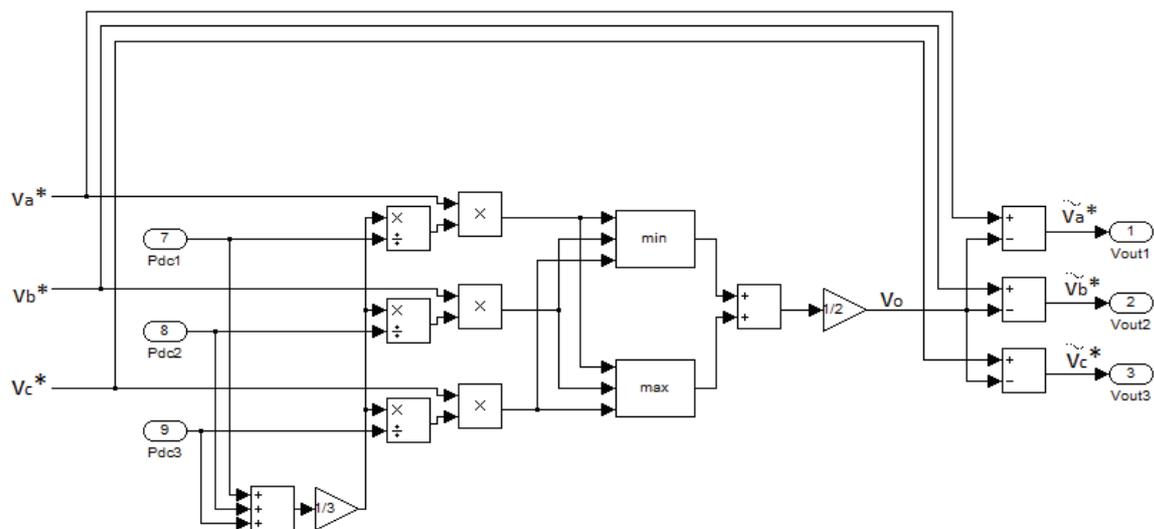


Figura 109: generazione dei nuovi segnali di riferimento dell'inverter

In figura 110 e 111 sono invece visibili i riferimenti di tensione rispettivamente in condizioni bilanciate e sbilanciate: si noti che quando è presente uno squilibrio tra le fasi, il segnale  $v_o$  raggiunge il suo valore massimo quando la fase affetta da sbilanciamento tocca il valore di picco. In questo modo, diminuendo la sua tensione di uscita, la fase in oggetto è portata ad erogare più corrente.

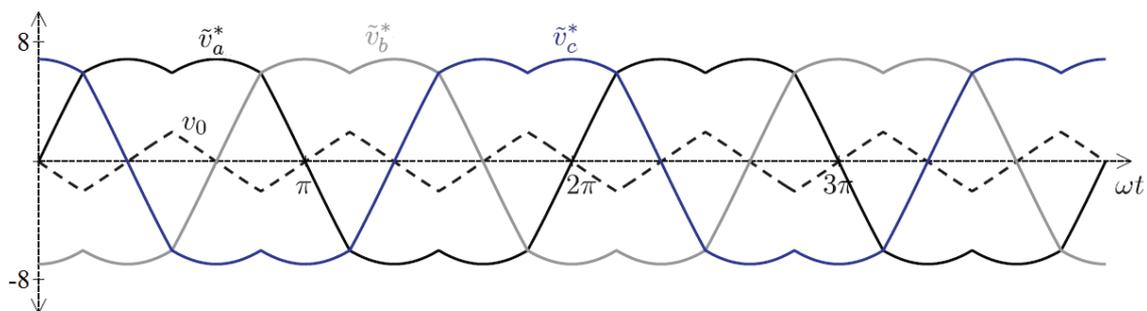


Figura 110: tensioni di riferimento dell'inverter in condizioni bilanciate

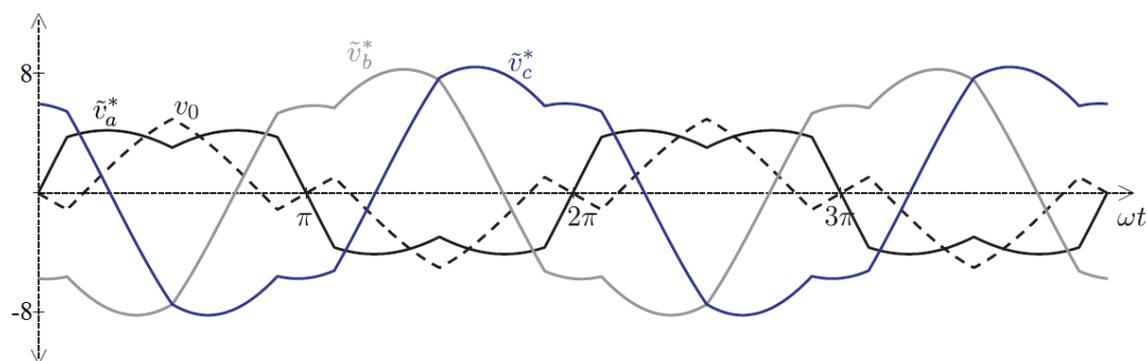


Figura 111: tensioni di riferimento dell'inverter in presenza di uno sbilanciamento

#### 4.2.7b Sbilanciamento all'interno della stessa fase

Dopo avere equilibrato le tre fasi, è necessario trattare il problema del bilanciamento su ogni singola fase dell'inverter. Questo perché il dispositivo in questione ha una struttura modulare, essendo composto da più ponti ad H connessi in cascata, le cui capacità dc sono isolate le une rispetto alle altre.

E' quindi necessario che non ci siano delle differenze apprezzabili tra le tensioni del bus dc, per evitare di ottenere dei gradini di tensione disomogenei e quindi una eventuale distorsione armonica della tensione di uscita del convertitore.

Questo problema è già stato trattato nei capitoli precedenti, in particolare nel capitolo 3, paragrafo 3.3.2, e l'algoritmo di bilanciamento risulta invariato anche in questa tipologia di inverter trifase.

Semplicemente, si cerca di fare funzionare per un lasso di tempo maggiore il ponte che presenta un livello di tensione dc superiore alla media, mentre si cerca di tenere spento il più possibile il ponte che è caratterizzato da una capacità dc più scarica.

#### 4.2.7c Simulazione in condizioni sbilanciate

Si è quindi svolta nuovamente una simulazione nelle condizioni descritte nel paragrafo 4.2.7 (dove quattro delle otto stringhe della seconda fase erogano 12,5 A invece che i 25 A previsti) applicando gli algoritmi di bilanciamento proposti.

Le tensioni di riferimento generate tramite lo schema proposto nella sezione precedente sono illustrate in figura 112: è possibile osservare come il riferimento della seconda fase (in verde) sia diminuito in ampiezza, in modo da dare la possibilità ai condensatori lato dc di ricaricarsi, ed utilizzando maggiormente i ponti che riescono a fornire un livello di corrente vicino al valore nominale. Al contrario, le altre due fasi non interessate dallo sbilanciamento, hanno i riferimenti di tensione che sono aumentati in ampiezza rispetto al caso equilibrato. In questo modo si sfrutta un maggiore numero di moduli dell'inverter ottenendo una scarica delle capacità.

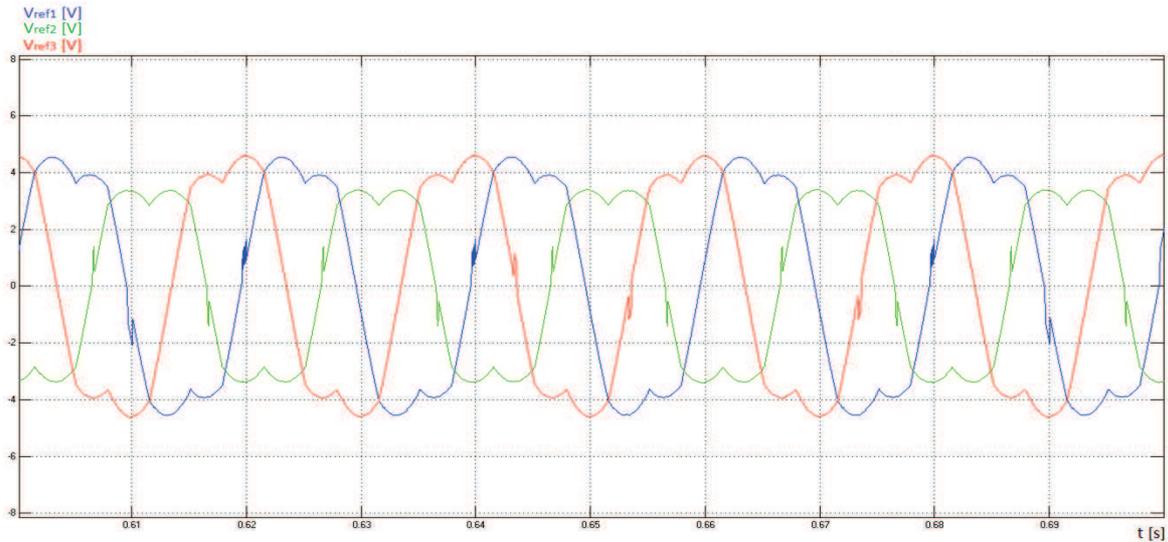


Figura 112: riferimenti di tensione per le tre fasi

Osservando l'istante in cui avviene lo sbilanciamento (al tempo  $t=0,5$  s), riportato in figura 113, è possibile notare come la dinamica del sistema sia molto veloce, e i nuovi riferimenti di tensione siano generati in maniera pressoché immediata.

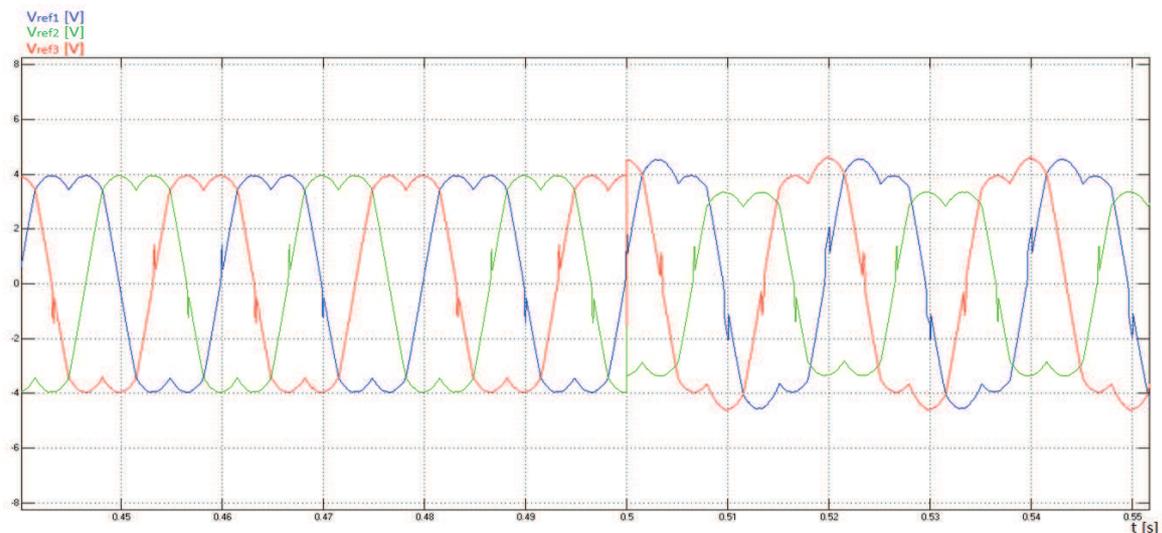


Figura 113: transitorio di variazione dei riferimenti di tensione

Le correnti iniettate in rete hanno una ampiezza differente rispetto al caso equilibrato (figura 114): infatti la fase 2 (che eroga meno potenza dal lato dc) è portata ad aumentare la corrente che eroga, riducendo la tensione di uscita, mentre le altre due fasi (che lavorano in condizioni nominali), diminuiscono le rispettive correnti, aumentando la tensione di uscita. In questo modo si giunge ad un valore efficace di corrente che è comune a tutte e tre le fasi.

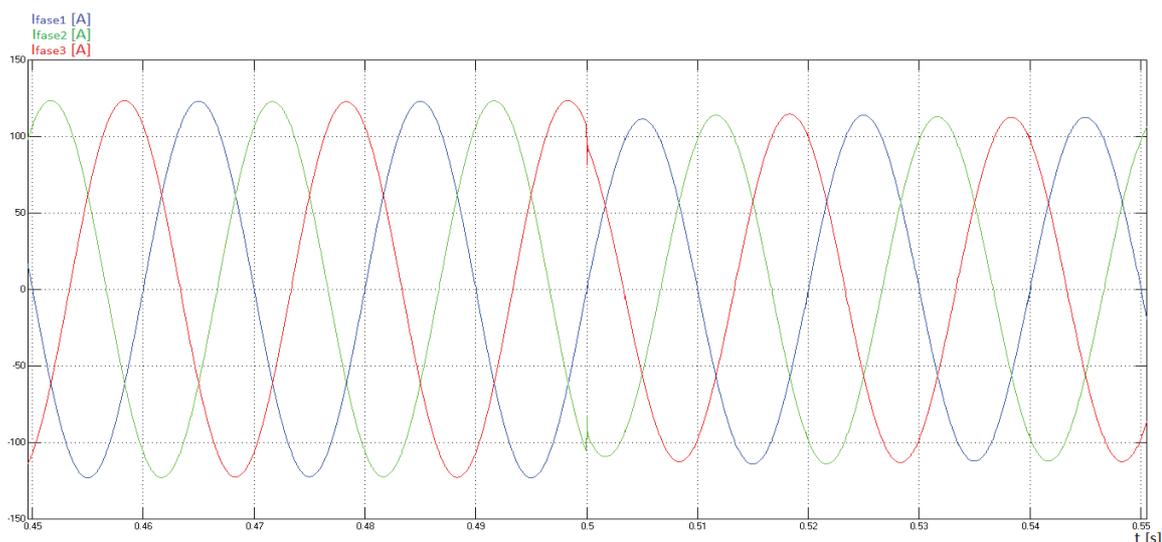


Figura 114: correnti di fase in condizioni equilibrate ( $t < 0,5$  s) e squilibrate ( $t > 0,5$  s)

Ovviamente, in presenza di un uno squilibrio, la potenza iniettata in rete varia rispetto al valore nominale di 60 kW per cui il convertitore è stato progettato, ma ogni fase riesce a fornire lo stesso quantitativo di potenza, rispettando le norme definite dalla rete di distribuzione dell'energia.

#### 4.2.8 Simulazione del convertitore in condizioni reali

I risultati esposti nei paragrafi precedenti sono stati per la maggior parte ottenuti in condizioni di funzionamento idealizzate, approssimando i ponti ad H del convertitore attraverso dei generatori controllati di tensione e corrente.

Questa scelta è dovuta principalmente alla complessità ed alla elevata durata delle simulazioni, in quanto il tempo di campionamento utilizzato in ambiente Simulink per consentire di sintetizzare tecniche quali la modulazione PWM è molto basso.

In questo paragrafo, però, si cerca di illustrare le grandezze caratteristiche del sistema ottenute mediante una simulazione del dispositivo reale, effettuando così anche una analisi frequenziale, al fine di esporre più esaurientemente i risultati ottenuti.

Per aumentare la qualità delle potenza iniettata in rete, e quindi sintetizzare forme d'onda con una distorsione armonica molto ridotta, è stata utilizzata una tecnica di modulazione PWM con otto portanti triangolari per ogni fase, che oscillano ad una frequenza di 20 kHz.

I riferimenti di tensione per le tre fasi dell'inverter sono illustrati in figura 115: si noti come sia evidente che per  $t > 0,25$  s è presente una condizione di sbilanciamento (in particolare quattro delle otto stringhe della seconda fase erogano 12,5 A invece di 25 A, come nel resto del sistema), in maniera analoga a quanto esposto per il sistema idealizzato. Inoltre, il riferimento ha un'ampiezza di  $+4/-4$  V (rispetto ai  $+8/-8$  V di picco) in condizioni di funzionamento equilibrate, poiché ogni condensatore lato dc presenta una tensione ai suoi capi di 100 V, che è più che sufficiente a fornire la tensione massima imposta dal trasformatore lato ac: non tutti i ponti devono quindi dare contemporaneamente il loro contributo di tensione in uscita.

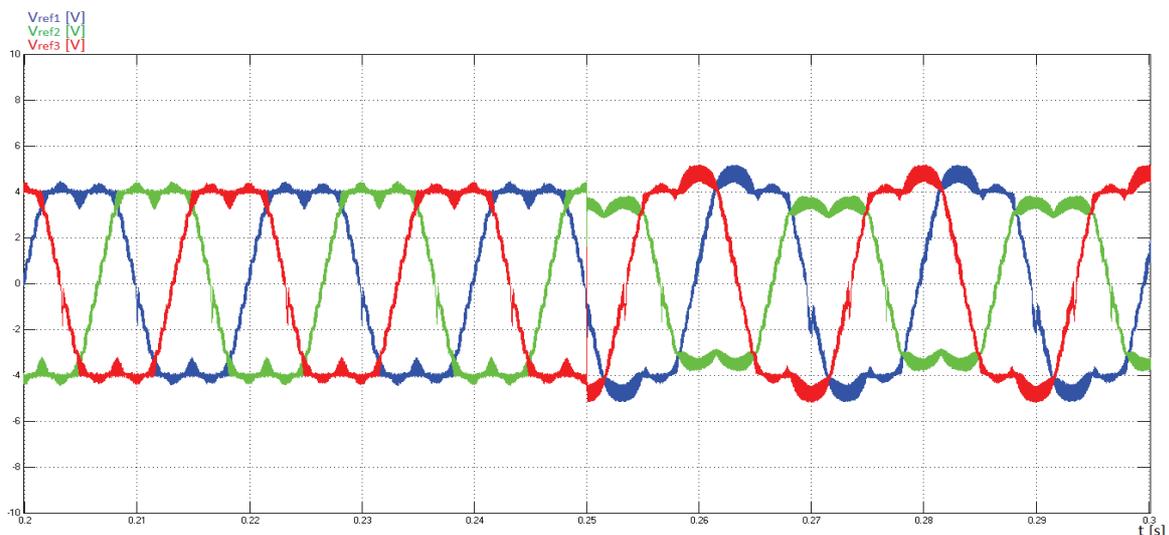


Figura 115: riferimenti di tensione generati dalla logica di controllo

In figura 116 è poi possibile osservare le correnti iniettate in rete: anche in questo caso è immediato notare lo sbilanciamento che subentra al tempo  $t=0,25$  s. È evidente il ripple a 20 kHz introdotto dalla PWM, ma la distorsione armonica appare abbastanza ridotta. Eseguendo una analisi frequenziale (tramite il tool di Simulink "FFT Analysis"), si ottiene il diagramma di figura 117: si nota immediatamente il contributo di distorsione armonica dato dalla Pulse Width Modulation nell'intorno delle frequenze a 20 KHz, che tuttavia è molto contenuto (le armoniche hanno un'ampiezza massima dello 0,2% circa rispetto all'ampiezza della fondamentale). Eseguendo una analisi a frequenze più basse, nell'ordine di 1 kHz (figura 118), risulta evidente come la distorsione armonica sia molto ridotta, ed in particolare il parametro THD è pari allo 0,41 %.

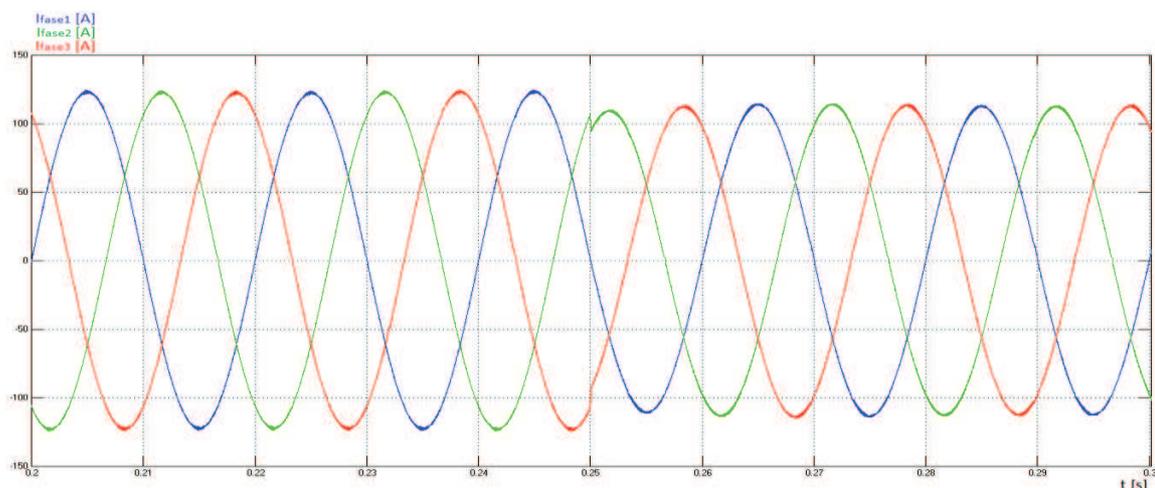


Figura 116: correnti di fase iniettate in rete

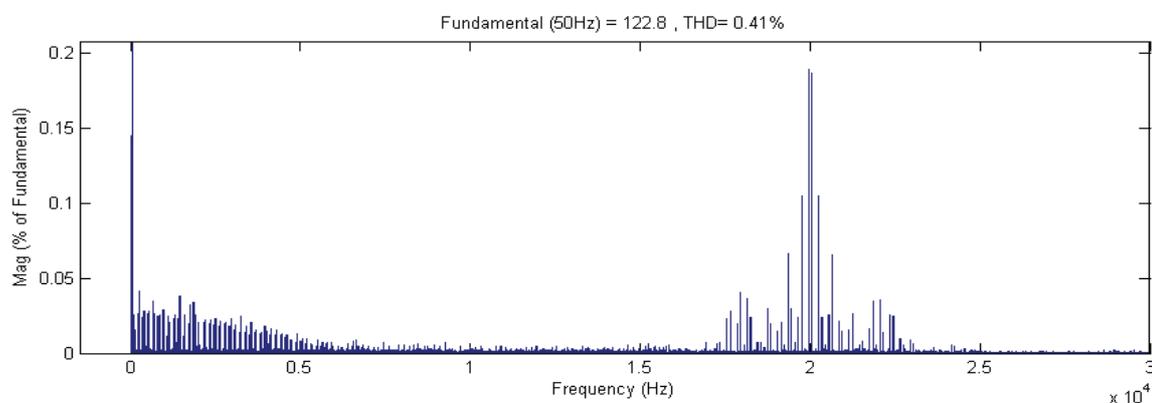


Figura 117: analisi in frequenza della corrente iniettata in rete dalla fase 1 attraverso il tool "FFT Analysis"

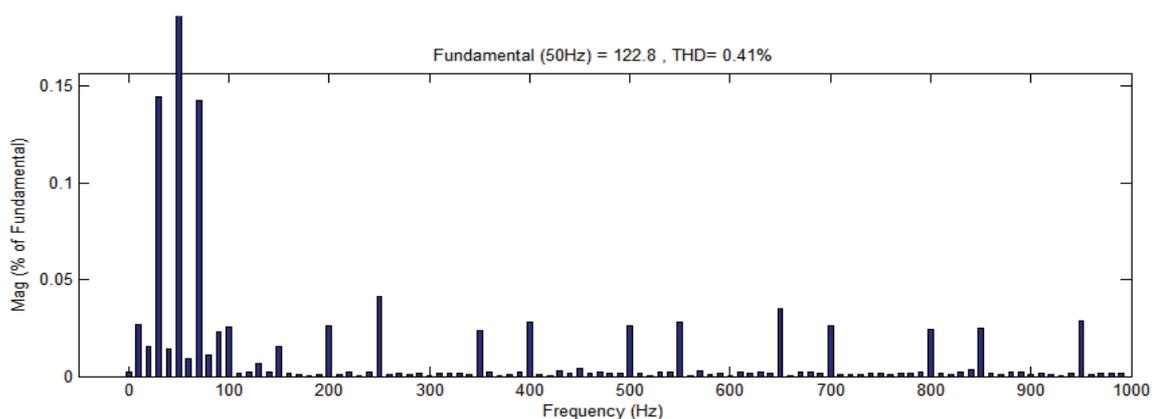


Figura 118: spettro della corrente iniettata in rete dalla fase 1, nell'intervallo di frequenze 0-1 kHz

Il fattore di potenza risulta infine essere pari a 1 sia in condizioni nominali che di sbilanciamento (figura 119). Quando il fattore di potenza è unitario significa che la tensione di rete e la corrente iniettata dall'inverter sono perfettamente in fase tra loro,

con una conseguente generazione di sola potenza attiva: è la condizione ideale di funzionamento di un inverter per applicazioni fotovoltaiche.

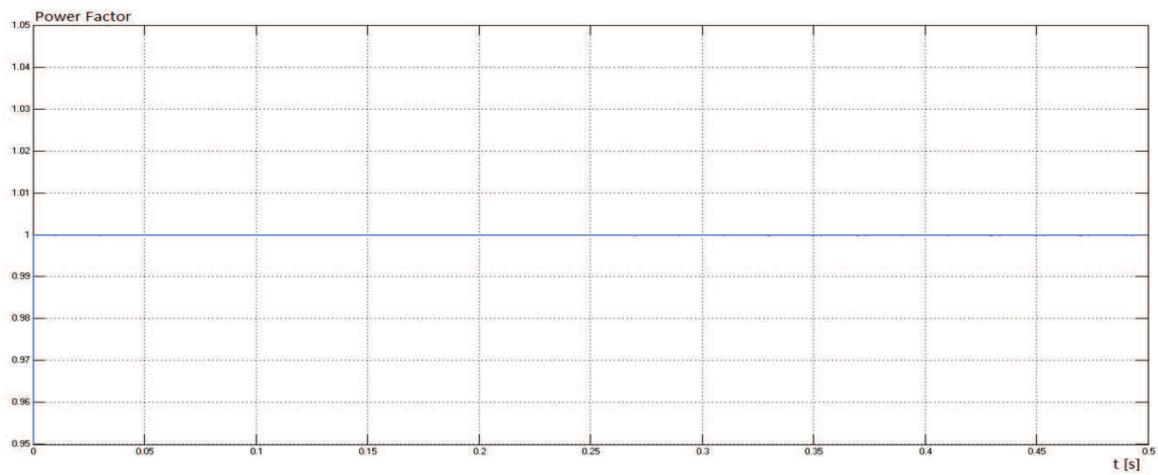


Figura 119: andamento del fattore di potenza dell'inverter nel tempo

# Conclusioni

---

Durante il percorso di tesi svolto in questi mesi, sono state acquisite le conoscenze fondamentali per la progettazione di un inverter in ambito fotovoltaico.

Sono state inoltre fornite delle possibili soluzioni riguardo ad alcune delle più comuni problematiche legate al controllo di dispositivi di tipologia cascaded, come ad esempio l'equilibratura delle capacità che compongono il bus dc del sistema (indispensabile per ottenere ridotti valori di distorsione armonica delle grandezze in uscita dal convertitore).

Di particolare rilevanza è l'ultimo capitolo, nel quale si è realizzato e simulato in ambiente Simulink un inverter trifase multilivello cascaded, del quale sono state analizzate varie problematiche incontrate in fase di sviluppo. La più importante di queste riguarda il problema dello sbilanciamento delle sorgenti fotovoltaiche in condizioni di funzionamento non idealizzate.

Il convertitore proposto risulta conveniente soprattutto in ambito fotovoltaico per diversi motivi, i più importanti dei quali sono qui di seguito elencati:

- Le sorgenti dc dei moduli che compongono l'inverter sono isolate tra loro, e quindi risulta più semplice rispettare i limiti di tensione massima per il collegamento in serie dei pannelli fotovoltaici;
- L'inseguimento del punto di massima potenza è indipendente per ogni stringa del campo fotovoltaico, e quindi è sempre possibile estrarre tutta la potenza disponibile da ogni stringa;
- Il sistema presenta una spiccata modularità, e quindi è facilmente espandibile e la fase di progettazione circuitale risulta chiaramente più semplice. Inoltre vi è anche una riduzione dei costi grazie alla produzione di massa dei moduli del convertitore, che sono identici tra loro;
- La distorsione armonica delle correnti immesse in rete è molto ridotta, grazie alla possibilità di approssimare forme d'onda sinusoidali attraverso vari livelli di

tensione e grazie all'applicazione di tecniche di modulazione, che in questa tipologia di convertitori sono di facile implementazione.

- I ponti ad H che compongono l'inverter cascaded hanno un costo sensibilmente minore rispetto ad un convertitore tradizionale. Gli IGBT presenti sui rami dei ponti possono infatti essere sostituiti da dei Mosfet di potenza, più economici e con una elevata velocità di commutazione ed efficienza. Questo è possibile poiché le tensioni che devono sopportare questi dispositivi non sono troppo elevate: ogni modulo ha infatti una sola stringa connessa al bus dc.

Uno dei principali sviluppi futuri del progetto qui presentato potrebbe essere quello di accrescere la potenza generata dal campo fotovoltaico, aumentando il numero di stringhe che compongono il sistema, e, contemporaneamente, il numero di ponti ad H collegati in cascata. In questo modo si riescono a mantenere delle tensioni basse sul bus dc, che possono quindi essere sostenute da dispositivi quali i Mosfet di potenza.

Questa modifica è pressoché immediata in quanto tutti i moduli dell'inverter presentano la stessa struttura, e l'aggiunta di altri stadi non produce significativi cambiamenti nella logica che si occupa del controllo del convertitore.

# Appendice A

## Tecniche di Modulazione

### A.1 Modulazione sinusoidal PWM

Questa tecnica è una delle più utilizzate per la modulazione degli inverter. Si basa essenzialmente su due segnali: una modulante sinusoidale di riferimento con frequenza  $f$ , e una portante triangolare con frequenza  $f_c$ , tale che  $f_c \gg f$ .

Ad ogni istante la portante è confrontata con la modulante: se quest'ultima è più grande della portante, il segnale che pilota gli switch dell'inverter vale 1, in caso contrario vale -1.

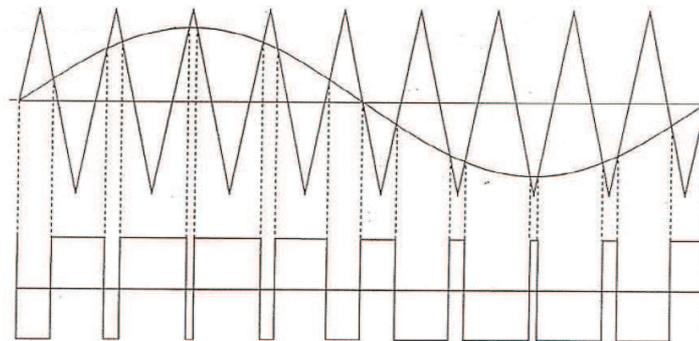


Figura 120: un esempio di Sinusoidal Pulse Width Modulation

I gradi di libertà forniti da questa tecnica sono tre:

- il rapporto tra la frequenza della portante e della modulante:  $P = \frac{\omega_{portante}}{\omega_{modulante}}$
- l'indice di modulazione (che tipicamente varia tra 0 e 1):  $m = \frac{A_{modulante}}{A_{portante}}$
- lo sfasamento iniziale tra portante e modulante.

La modulazione SPWM può essere generalizzata nel caso multilivello, prendendo in considerazione più portanti triangolari ed una sola modulante sinusoidale, che corrisponde al segnale di riferimento del convertitore.

Nel caso di un inverter con N livelli, sono necessarie N-1 portanti triangolari, tutte alla stessa frequenza  $f_c$  e con la stessa ampiezza di picco  $A_c$ , disposte in modo che le bande che occupano siano adiacenti.

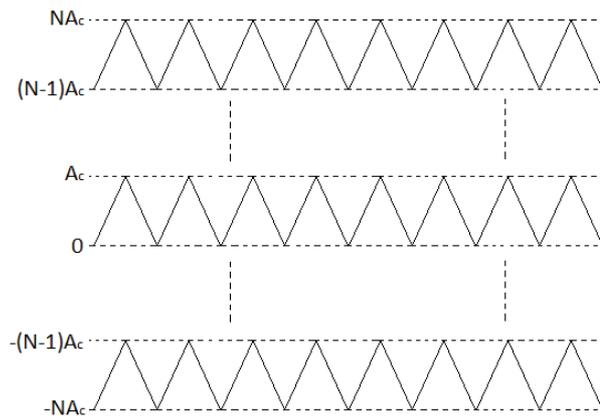


Figura 121: disposizione delle portanti della modulazione multilivello

Nel caso multilivello è inoltre possibile variare la fase tra le portanti, aumentando così i gradi di libertà del sistema. I principali metodi di sfasamento sono:

- Phase Disposition (PD): le portanti sono in fase tra loro;

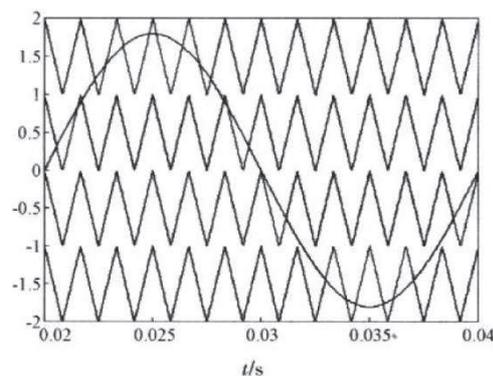


Figura 122: Phase Disposition PWM

- Phase Opposition Disposition (POD): le portanti sono in opposizione di fase;

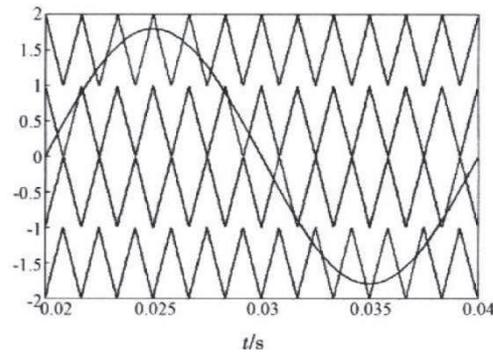


Figura 123: Phase Opposition Disposition PWM

- Alternative Phase Opposition Disposition (APOD): le portanti sono alternativamente in opposizione di fase.

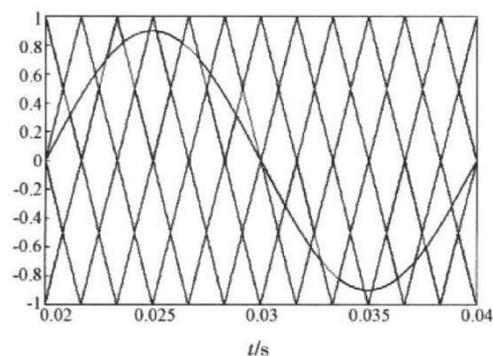


Figura 124: Alternative Phase Opposition Disposition PWM

La modulazione PWM introduce tuttavia delle armoniche di distorsione nello spettro del segnale in uscita al convertitore. E' quindi fondamentale che la frequenza della portante sia molto superiore rispetto a quella del segnale utile, in modo da non confondere le armoniche del segnale con quelle della modulazione, e quindi recuperare le componenti di interesse molto semplicemente mediante un filtro passa-basso.

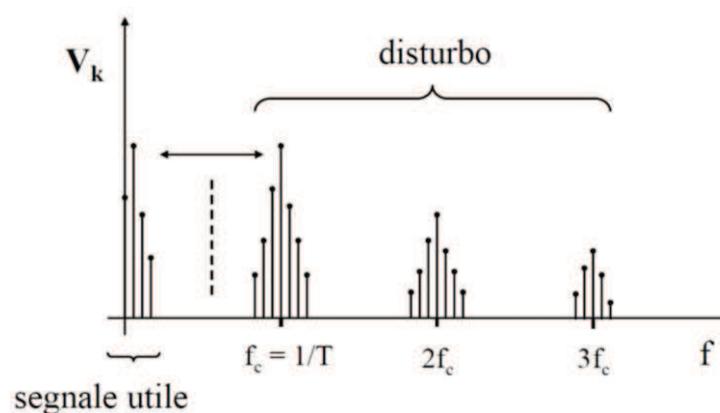


Figura 125: spettro del segnale applicando la modulazione PWM

## A.2 Selected Harmonic Elimination PWM

Questa tecnica è un valido metodo per eliminare le armoniche indesiderate nell'onda quadra fornita dalla modulazione PWM.

In figura 126 è rappresentato la metà del ciclo di uscita dell'onda PWM:

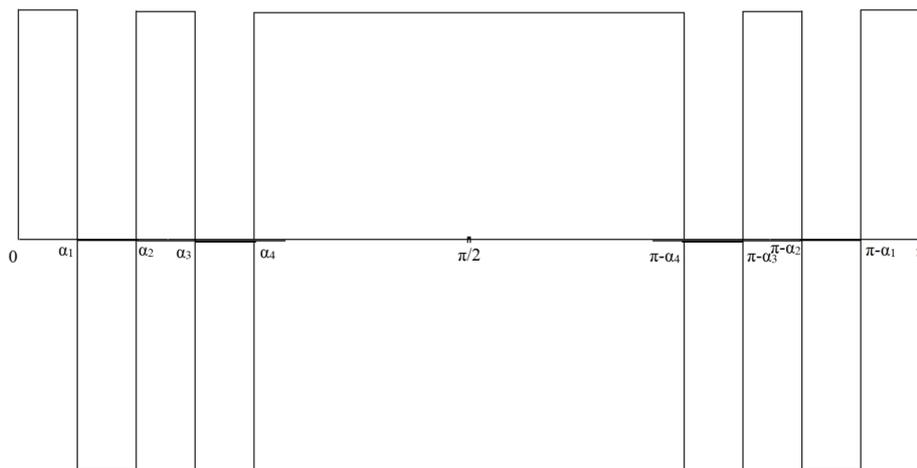


Figura 126: segnale modulato con PWM

Si possono osservare  $k-1$  angoli di picco  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k$ , tramite il cui controllo si riescono ad eliminare  $k-1$  armoniche secondarie e controllare la fondamentale.

Scrivendo la tensione di uscita come serie di Fourier:

$$V(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} (a_n \cos(n\omega t)) + b_n \sin(n\omega t))$$

dove:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(t) \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(t) \sin(n\omega t) d\omega t$$

dato che le ampiezze delle armoniche di ordine pari sono nulle poiché il segnale è simmetrico, si riescono a semplificare le precedenti equazioni, che quindi si possono riscrivere nel seguente modo:

$$a_n = 0 \Rightarrow V(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} V(t) \sin(n\omega t) d\omega t$$

se consideriamo l'onda come di ampiezza unitaria, allora si ottiene:

$$\begin{aligned} b_n = & \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_1} (+1) \sin(n\omega t) d\omega t + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \sin(n\omega t) d\omega t + \dots \\ & + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} (-1)^{(k-1)} \sin(n\omega t) d\omega t + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} (+1) \sin(n\omega t) d\omega t \end{aligned}$$

sfruttando la seguente uguaglianza:

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(n\omega t) d\omega t = \frac{1}{n} (\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2))$$

si arriva al risultato finale:

$$\begin{aligned} b_n = & \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \dots + \cos n\alpha_k)] \\ = & \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^K (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \end{aligned}$$

l'equazione appena ricavata contiene k variabili, che corrispondono al numero di angoli considerati. In questo modo si riescono ad eliminare k-1 armoniche e la soluzione dell'equazione fornisce l'intensità delle armoniche rispetto agli angoli  $\alpha_n$ .



## Appendice B

# Trasformate dei vettori di spazio di un sistema trifase

---

Un generico sistema trifase è composto da una terna di tensioni e una terna di correnti che interagiscono tra loro in modo da erogare potenza.

Queste grandezze non sono però indipendenti, in quanto esistono delle particolari relazioni tra le variabili di fase, come ad esempio le Leggi di Kirchhoff. E' quindi utile applicare delle trasformazioni dei vettori di spazio per ottenere una rappresentazione più compatta e significativa delle correnti e delle tensioni di fase.

### B.1 Componenti Simmetriche nel dominio del tempo e della frequenza

Il metodo delle componenti simmetriche permette di scomporre i fasori di un sistema trifase in tre diverse sequenze di vettori, denominate terna diretta, inversa e omopolare.

In questo modo è possibile analizzare agevolmente i sistemi trifase anche quando non sono equilibrati, consentendo anche una lettura che offra un significato matematico e fisico del sistema.

In condizioni equilibrate, infatti, è presente solo la terna diretta, e le altre due componenti sono nulle, mentre, quando le tre fasi sono sbilanciate, le sequenze inversa e omopolare diventano diverse da zero.

Per una fase, le componenti diretta, inversa e omopolare possono essere calcolate attraverso la seguente trasformazione, applicata ai fasori delle tre tensioni di fase:

$$\begin{bmatrix} V_a^d \\ V_a^i \\ V_a^o \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

dove  $\alpha = e^{j2\pi/3}$  è detto operatore di Fortesque.

E' immediato quindi ricavare le componenti di sequenza per le rimanenti fasi:

$$\begin{array}{lll} V_b^d = \alpha^2 V_a^d & V_b^i = \alpha V_a^i & V_b^o = V_a^o \\ V_c^d = \alpha V_a^d & V_c^i = \alpha^2 V_a^i & V_c^o = V_a^o \end{array}$$

Eseguendo la trasformazione inversa è possibile passare dai fasori che rappresentano le componenti diretta, inversa e omopolare ai fasori delle tre tensioni di fase:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a^d \\ V_a^i \\ V_a^o \end{bmatrix}$$

## B.2 Componenti $\alpha\beta 0$ nel piano di riferimento stazionario

E' possibile esprimere i valori istantanei delle tensioni (o delle correnti) di un sistema trifase rispetto ad un piano di riferimento stazionario denominato piano  $\alpha\beta 0$ .

La relazione matematica tra queste grandezze è espressa tramite la trasformata di Clarke:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

i tre segnali che si ricavano sono delle sinusoidi con frequenza pari a quella delle tensioni di fase, e, nel caso in cui la sequenza omopolare sia nulla ( $v_a + v_b + v_c = 0$ ), il piano  $\alpha\beta$  contiene tutti i vettori simmetrici, in quanto l'asse 0 è perpendicolare a quest'ultimo.

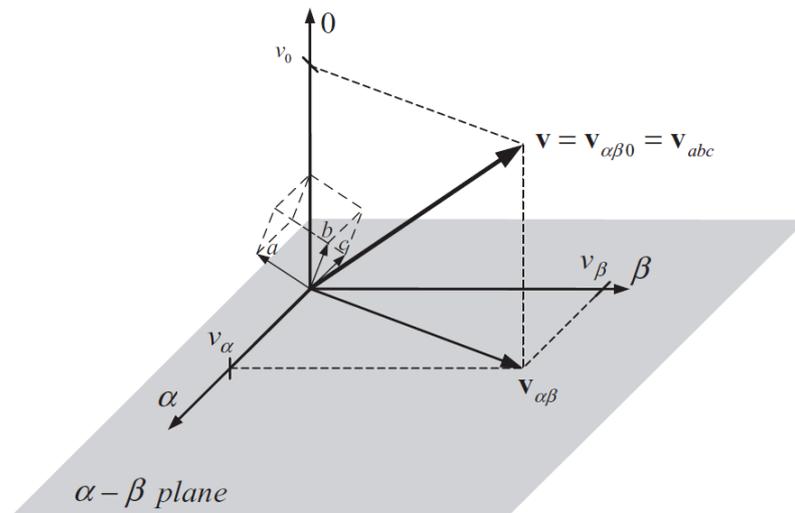


Figura 127: rappresentazione grafica del riferimento  $\alpha\beta 0$

### B.3 Componenti dq0 nel piano di riferimento sincrono

Qualunque vettore rotante sul piano  $\alpha\beta 0$  può essere proiettato su un sistema di riferimento sincrono utilizzando la trasformata di Park.

Il sistema di riferimento sincrono (figura 128), detto anche sistema dq0, è formato da un piano individuato da due assi ortogonali d e q, che ruotano con frequenza  $\omega$ , e che formano un angolo  $\theta = \omega t$  con il piano  $\alpha\beta$ , e da una asse 0 perpendicolare al piano stesso.

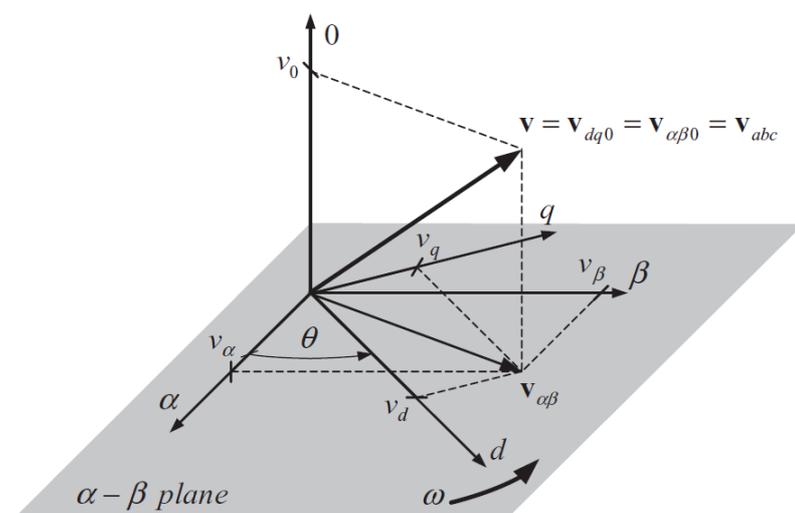


Figura 128: rappresentazione grafica del riferimento dq0

Questa trasformazione è largamente utilizzata nello studio dei sistemi elettrici poiché, grazie al suo carattere rotante, consente di convertire tre segnali sinusoidali in tre grandezze costanti, sulle quali è più facile operare a livello di controllo.

La relazione matematica utile a traslare un vettore di tensione dal piano  $\alpha\beta 0$  al piano  $dq0$  è la seguente:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}$$

E' possibile esprimere anche la trasformazione che permette di proiettare un vettore da un sistema di riferimento trifase al piano  $dq0$ :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

Questa formulazione è molto importante, in quanto il vettori rotanti  $d$  e  $q$  corrispondono rispettivamente alle componenti di potenza attiva e reattiva generata dal sistema trifase, e consentono un più semplice ed efficace controllo del sistema.

Tutte le trasformate trattate in questi paragrafi lasciano invariata la norma dei vettori considerati in tutti i piani di riferimento, ed è quindi soddisfatta la condizione:

$$v_d^2 + v_q^2 + v_0^2 = v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2 = v_a^2 + v_b^2 + v_c^2$$

# Bibliografia

---

- [1] J. Rodríguez, J.S. Lai, F.Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug. 2002.
- [2] J.S. Lai, F.Z. Peng, "Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 509-517, May/June 1996.
- [3] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodríguez, M.A. Pérez, "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2197-2206, Jul. 2010.
- [4] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari, G. Sciutto, "A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, no. 3, pp. 497-505, Jul. 1992.
- [5] I. Colak, E. Kabalci, R. Bayindir, S. Sagiroglu, "The Design and Analysis of a 5-Level Cascaded Voltage Source Inverter with Low THD", presented at Powereng 2009, Lisbon, Portugal, pp. 575-580, March 18-20, 2009.
- [6] L.M. Tolbert, F.Z. Peng, T. Cunnyngham, J.N. Chiasson, "Charge Balance Control Schemes for Cascade Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 5, pp. 1058-1064, Oct. 2002.
- [7] C.D. Townsend, S.M. Cox, A.J. Watson, T.J. Summers, R.E. Betz, J.C. Clare, "Voltage Balancing Characteristics for a Cascaded H-bridge Multi-level StatCom Employing Space Vector Modulation", presented at International Conference on Power Electronics and Motion Control, EPE-PEMC 2012 ECCE., pp. 1-7, 2012.
- [8] C.M. Young, N.Y. Chu, L.R. Chen, Y.C. Hsia, C.Z. Li, "A Single-Phase Multilevel Inverter with Battery-Balancing" (This article has been accepted for a publication in a future issue of this journal, but has not been fully edited. Content may change prior to final publication).

- [9] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules", *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sept./Oct. 2005.
- [10] O. Alonso, P. Sanchis, E. Gubia, L. Marroyo, "Cascaded H-Bridge Multilevel Converter for Grid-Connected Photovoltaic Generators with Independent Maximum Power Point Tracking of each Solar Array", presented at Power Electronics Specialist Conference, 2003.
- [11] J.J. Negroni, D. Biel, F. Guinjoan, C. Meza, "Energy-balance and Sliding Mode Control Strategies of a Cascade H-Bridge Multilevel Converter for Grid-connected PV Systems", presented at 2010 IEEE International Conference on IT, pp. 1155-1160.
- [12] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez, M. Pacas, "Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4399-4406, Nov. 2009.
- [13] D. Casadei, U. Reggiani, G. Grandi, "Active Power Filters Based on a Single Current measurement System", presented at Proc. of SPEDAM, Sorrento, Italy, pp. B3.19-B3.23, June 1998.
- [14] J. Shigong, W. Hui, W. Wei, X. Dianguo, "A Novel Algorithm to Improve Dynamic Response of Single Phase Grid-Connected PV Inverter", presented at 15th International Conference on Pervasive Computing, Signal Processing and Applications, Novi Sad, Serbia, pp. 1069-1072, 2010.
- [15] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A.V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [16] S. Rivera, B. Wu, S. Kouro, H. Wang, D. Zhang, "Cascaded H-bridge Multilevel Converter Topology and Three-phase Balance Control for Large Scale Photovoltaic Systems", presented at 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), pp. 690-697, 2012.
- [17] D. Casadei, G. Grandi, C. Rossi, "Single-Phase Single-Stage Photovoltaic Generation System Based on a Ripple Correlation Control Maximum Power Point Tracking", *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 562-568, Jun. 2006.

- [18] F.P. Vivoli, S. Castello, F. De Lia, G. Graditi, A. Scognamiglio, L. Zingarelli, R. Schioppo, "Progettare ed Installare un Impianto Fotovoltaico", Enea editore, 2008.
- [19] M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, "Control in Power Electronics - Selected Problems", Elsevier Science Publisher, 2002.
- [20] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems", John Wiley & Sons Publisher, 2011.