

**UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA**



**FACOLTA' DI INGEGNERIA**

**DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE**

**Corso di laurea specialistica in Ingegneria Elettronica**

Anno Accademico 2009-2010

**TESI DI LAUREA**

**DIMENSIONAMENTO E SIMULAZIONE  
DI UN INVERTER FOTOVOLTAICO A  
TRE LIVELLI**

RELATORE: Prof. Simone Buso

LAUREANDO: Mario Lullo



*Alla mia famiglia,  
per il sostegno e  
l'incoraggiamento  
in tutti questi anni.*



# INDICE

<b>INDICE</b>	<b>5</b>
<b>PREFAZIONE</b>	<b>9</b>
<b>CAPITOLO 1: LA CONVERSIONE FOTOVOLTAICA</b>	
<b>1.1 INTRODUZIONE</b>	<b>11</b>
<b>1.2 RADIAZIONE SOLARE</b>	<b>11</b>
<b>1.3 LA CELLA FOTOVOLTAICA</b>	<b>12</b>
<b>1.4 I MATERIALI SEMICONDUCTORI</b>	<b>12</b>
<b>1.4.1 I SEMICONDUCTORI INTRINSECI</b>	<b>14</b>
<b>1.4.2 I SEMICONDUCTORI ESTRINSECI</b>	<b>16</b>
<b>1.5 GIUNZIONI DI SEMICONDUCTORI</b>	<b>19</b>
<b>1.6 ASSORBIMENTO DELLA RADIAZIONE LUMINOSA</b>	<b>21</b>
<b>1.7 LA CELLA SOLARE</b>	<b>23</b>
<b>1.7.1 CARATTERISTICHE ELETTRICHE DELLA CELLA SOLARE</b>	<b>24</b>
<b>1.8 RENDIMENTO DI CONVERSIONE</b>	<b>26</b>
<b>1.9 TEMPERATURA E IRRAGGIAMENTO</b>	<b>26</b>
<b>1.10 PERDITE ENERGETICHE</b>	<b>28</b>
<b>1.11 GLI IMPIANTI FOTOVOLTAICI</b>	<b>29</b>
<b>1.11.1 IMPIANTI ISOLATI DALLA RETE (stand-alone o off-grid)</b>	<b>29</b>
<b>1.11.2 IMPIANTI COLLEGATI ALLA RETE ELETTRICA</b>	<b>31</b>
<b>1.12 I MODULI FOTOVOLTAICI</b>	<b>32</b>
<b>1.13 COLLEGAMENTI TRA CELLE FOTOVOLTAICHE</b>	<b>34</b>
<b>1.14 ORGANIZZAZIONE DEI SISTEMI FOTOVOLTAICI</b>	<b>34</b>

## **CAPITOLO 2: IL SISTEMA DI CONVERSIONE**

<b>2.1 INTRODUZIONE</b>	<b>37</b>
<b>2.2 ARCHITETTURA DEL SISTEMA DI CONVERSIONE</b>	<b>37</b>
<b>2.3 ANALISI DELLO STADIO BOOST</b>	<b>41</b>
<b>2.3.1 FUNZIONAMENTO CONTINUO E DISCONTINUO</b>	<b>41</b>
<b>2.4 GLI INVETER MULTILIVELLO</b>	<b>43</b>
<b>2.4.1 INVERTER DIODE-CLAMPED MULTILIVELLO</b>	<b>44</b>
<b>2.5 STRATEGIE DI CONTROLLO E COMMUTAZIONE</b>	<b>46</b>
<b>2.6 MODULAZIONE INVERTER <i>NPC – 3 LEVEL</i></b>	<b>49</b>
<b>2.7 EFFETTO DEI TEMPI MORTI DEI COMANDI</b>	<b>51</b>

## **CAPITOLO 3: ANALISI DELL'INVERTER**

<b>3.1 INTRODUZIONE</b>	<b>53</b>
<b>3.2 DIMENSIONAMENTO DELL'INVERTER NPC-3LEVEL</b>	<b>54</b>
<b>3.3 IL FILTRO DI USCITA</b>	<b>58</b>
<b>3.4 STIMA DELLE PERDITE</b>	<b>59</b>
<b>3.5 CONTROLLO DELL'INVERTER</b>	<b>62</b>
<b>3.5.1 CONTROLLO DI CORRENTE</b>	<b>64</b>
<b>3.5.2 CONTROLLO DI TENSIONE</b>	<b>70</b>

## **CAPITOLO 4: LA SIMULAZIONE**

<b>4.1 INTRODUZIONE</b>	<b>75</b>
<b>4.2 IL PROGRAMMA DI SIMULAZIONE: MATLAB</b>	<b>75</b>
<b>4.2.1 SIMULINK E LA LIBRERIA PLECS</b>	<b>76</b>
<b>4.3 IL CIRCUITO DELL'INVERTER NPC</b>	<b>78</b>
<b>4.4 IL BLOCCO DRIVER E MODULATORE</b>	<b>80</b>
<b>4.5 IL CONTROLLO DI CORRENTE E DI TENSIONE</b>	<b>82</b>

<b>CAPITOLO 5: PRESENTAZIONE DEI RISULTATI</b>	
<b>5.1 INTRODUZIONE</b>	<b>85</b>
<b>5.2 NORMATIVE</b>	<b>85</b>
<b>5.2.1 ENERGIA REATTIVA E FATTORE DI POTENZA</b>	<b>86</b>
<b>5.2.2 DISTORSIONE ARMONICA</b>	<b>86</b>
<b>5.2.3 PROTEZIONI D'INTERFACCIA</b>	<b>87</b>
<b>5.3 PROVE STATICHE</b>	<b>88</b>
<b>5.3.1 POTENZA NOMINALE</b>	<b>88</b>
<b>5.3.2 SIMULAZIONE CON <math>V_{rete}</math> MASSIMA E <math>V_{rete}</math> MINIMA</b>	<b>91</b>
<b>5.3.3 POTENZE INFERIORI ALLA NOMINALE</b>	<b>93</b>
<b>5.4 PROVE DINAMICHE</b>	<b>94</b>
<b>5.4.1 TEST DEL REGOLATORE DI TENSIONE</b>	<b>94</b>
<b>5.4.2 TEST DEL REGOLATORE DI CORRENTE</b>	<b>98</b>
<b>CONCLUSIONI</b>	<b>103</b>
<b>BIBLIOGRAFIA</b>	<b>105</b>





# PREFAZIONE

La tecnologia fotovoltaica da alcuni decenni è in forte espansione, e consente un promettente sfruttamento nel lungo termine e su grande scala delle fonti rinnovabili.

La maggior parte degli impianti fotovoltaici si basa sul silicio cristallino e l'impatto ambientale di questa tecnologia è legata alla sola fase produttiva dei supporti di silicio. Infatti, la costruzione dei moduli richiede l'uso di tecnologie convenzionali poco inquinanti con una spesa pari al 20% dell'energia prodotta nella loro vita utile. [1]

A differenza di alcune fonti rinnovabili, il fotovoltaico beneficia dell'indipendenza del luogo di installazione rispetto alla fonte di energia.

Dunque, gli impianti FV risultano essere gli unici idonei ad applicazioni di tipo locale, essendo modulari e con potenze che vanno dai milliwatt ai megawatt. Purtroppo a fronte dei vantaggi discussi, esiste uno svantaggio legato al costo di produzione, il quale non è ancora competitivo con le tecnologie basate su combustibili.

Negli ultimi anni le tecnologie a film sottile si stanno inserendo nel mercato dei moduli fotovoltaici con vantaggi legati ai costi ridotti e alle tecniche di produzione.

Molte aziende, attualmente, investono nella ricerca e nello sviluppo di tecnologie di conversione, in modo da ottenere alti livelli di efficienza.

Lo studio effettuato in questa tesi prende in esame un convertitore a tre livelli connesso alla rete, per installazioni residenziali, con potenze di 3 kW. L'obiettivo è quello di dimensionare il circuito e di verificare il corretto funzionamento e le prestazioni tramite simulazione.

Nel primo capitolo si parlerà della conversione dell'energia solare mediante celle solari. Verrà spiegata la tecnologia al silicio partendo dalla teoria dei semiconduttori, e in seguito della giunzione *p-n*. In seguito saranno illustrate e spiegate le tipologie degli impianti fotovoltaici, facendo distinzione tra quelli connessi alla rete e quelli isolati detti *stand-alone*. Infine si parlerà dei moduli fotovoltaici, della loro costruzione e dell'organizzazione.

Nel secondo capitolo verrà descritto l'intero sistema di conversione con i vari stadi. Dopo una breve analisi dello stadio *boost*, si prenderà in esame la topologia dell'inverter a tre livelli, soffermandosi sui vantaggi e gli svantaggi. In particolare, verrà studiato l'*inverter NPC* a tre livelli, ovvero con *diodi di clamp*. Infine saranno discusse le tecniche di modulazione di questo circuito.

Nel terzo capitolo sarà effettuato il dimensionamento, discutendo alcune problematiche legate al filtro di uscita e tenendo in considerazione le perdite del sistema. Successivamente, saranno studiati e dimensionati i controlli del circuito, che permettono il corretto funzionamento e che determinano le prestazioni dell'inverter.

Nel capitolo quattro sarà descritto il programma di simulazione. Saranno mostrati i circuiti costruiti con la libreria *Plecs*, che permette di effettuare una simulazione molto realistica. Inoltre, saranno descritti alcuni blocchi simulink che hanno permesso la simulazione.

Infine, nell'ultimo capitolo si discuterà sui risultati ottenuti dalle simulazioni effettuate con simulink e saranno accennate le norme che regolano l'immissione in rete degli impianti fotovoltaici. In particolare, saranno mostrati i grafici delle varie prove effettuate su alcune variabili circuitali, facendo attenzione alle prestazioni.

L'obiettivo principale è quello di valutare il corretto funzionamento dell'inverter in diverse condizioni operative, e di produrre in uscita una corrente con la più piccola distorsione armonica e con un fattore di potenza quasi unitario.

# CAPITOLO 1: LA CONVERSIONE FOTOVOLTAICA

## 1.1 INTRODUZIONE

Nel primo capitolo sarà spiegata la conversione dell'energia solare tramite le celle fotovoltaiche. Si parlerà dei materiali semiconduttori e della giunzione  $p-n$ , che sono alla base del funzionamento dei pannelli fotovoltaici e ne verrà descritto il comportamento. Si spiegherà come avviene l'assorbimento della radiazione solare da parte delle celle e sarà ricavato un modello circuitale per rappresentare una singola cella. In seguito, saranno descritte le tipologie d'impianti e infine l'organizzazione dei sistemi di conversione in base agli stadi utilizzati.

## 1.2 RADIAZIONE SOLARE

Il sole può essere considerato con buona approssimazione un radiatore integrale (o corpo nero) alla temperatura di circa  $5800\text{ K}$ . Il flusso di energia radiante, che incide un'area unitaria perpendicolare ai raggi all'esterno dell'atmosfera terrestre, è noto come costante solare pari a:

$$C_s = 1367 \frac{W}{m^2}. \quad (1.1)$$

La costante solare rappresenta in realtà il valore medio della potenza specifica, poiché la distanza fra il Sole e la Terra varia periodicamente nel corso dell'anno. A causa dei fenomeni di assorbimento e dispersione che avvengono nell'atmosfera, la radiazione viene modificata sia nel contenuto energetico, sia nella composizione spettrale. Un concetto che caratterizza l'effetto dell'atmosfera sulla luce solare è la massa d'aria, o air mass ( $AM$ ), che corrisponde alla lunghezza relativa del percorso della radiazione diretta attraverso l'atmosfera.

A livello internazionale, per distinguere le condizioni in cui può operare un convertitore solare, si sono definite con  $AM0$  (air mass 0) la curva corrispondente alla radiazione solare misurata al di fuori dell'atmosfera terrestre, e con  $AM1$  (massa d'aria unitaria) la composizione spettrale che si

riscontra a livello del mare, quando lo spessore dell'atmosfera è attraversato dai raggi solari in direzione perpendicolare alla superficie terrestre. Alle latitudini europee si fa riferimento a spettri di radiazione  $AM1,5$  o superiori, per conteggiare la deviazione dei raggi rispetto allo zenit. Nella pratica impiantistica di progettazione terrestre, il valore di massima radiazione al suolo è pari a  $1000 \text{ W/m}^2$ , mentre si considera come radiazione solare di riferimento, per le prove in laboratorio degli elementi fotovoltaici, quella relativa alla curva  $AM1,5$ . [1]

### **1.3 LA CELLA FOTOVOLTAICA**

La cella fotovoltaica è un dispositivo che, esposto al sole, è capace di convertire direttamente la radiazione solare in energia elettrica.

Ai fini del funzionamento delle celle i fotoni di cui è composta la luce solare non sono tutti equivalenti: infatti per poter essere assorbito e prendere parte al processo di conversione, un fotone deve possedere un'energia superiore ad un certo valore minimo, che dipende dal materiale di cui è composta la cella; se questo non avviene, il fotone attraversa il dispositivo senza innescare il processo di conversione.

Il materiale semiconduttore più usato per le celle è il silicio, il quale non assorbe una parte della radiazione solare con energia insufficiente, ovvero con lunghezza d'onda superiore a  $1,1 \mu\text{m}$ , che risulta dunque inutilizzata ai fini della conversione.

Anche i fotoni con troppa energia vengono utilizzati solo parzialmente, poiché il fotone viene assorbito, ma l'energia in eccesso è convertita in calore e quindi persa dal punto di vista elettrico. Questo meccanismo detto "a soglia" è essenziale per determinare l'efficienza di conversione ottenibile con celle costruite con materiali differenti.

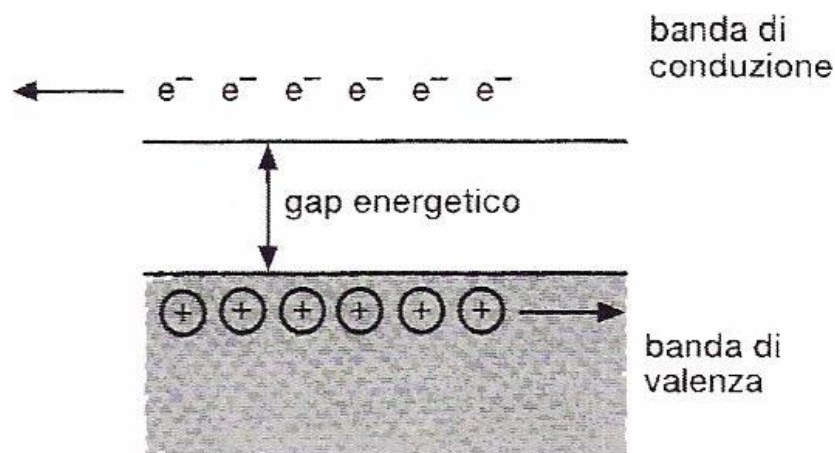
### **1.4 I MATERIALI SEMICONDUTTORI**

La conversione della radiazione solare in energia elettrica avviene grazie all'interazione tra il flusso luminoso e un materiale semiconduttore. Per comprendere il meccanismo di conversione bisogna richiamare la teoria delle bande di energia per i materiali di tipo cristallino.

Un materiale cristallino ha una struttura e una compattezza tali per cui si ha un'estesa sovrapposizione di orbitali di valenza dei singoli atomi. In pratica si forma un insieme infinito di

livelli energetici da costituire delle bande di energia continue. Diminuendo la distanza tra gli atomi del cristallo, ogni livello atomico origina una banda che si allarga all'aumentare della reciproca interazione. Tale allargamento può determinare anche la sovrapposizione delle bande generate dai diversi tipi di orbitali atomici. Il modello a bande può essere applicato per descrivere le proprietà dei solidi cristallini di conduttori elettrici o di isolanti.

In generale, un conduttore elettrico è caratterizzato da bande di valenza parzialmente piene oppure sature a cui si sovrappongono bande vuote. La banda del cristallo che presenta livelli energetici vuoti accessibili agli elettroni, rendendo quindi possibile la conduzione elettrica del metallo, è chiamata *banda di conduzione*. La *banda di valenza* invece, è caratterizzata da livelli energetici occupati dagli elettroni di valenza come si vede in figura 1.1.



**Figura 1.1 Banda di valenza e banda di conduzione nei semiconduttori. [7]**

Nel caso degli isolanti, la banda di valenza è saturata ed è separata dalla banda di conduzione, vuota, da un dislivello energetico molto elevato. Tale dislivello fa sì che pochi elettroni abbiano energia sufficiente per essere promossi alla banda di conduzione. Per i materiali conduttori, le due bande sono sovrapposte, facilitando così il passaggio degli elettroni.

I semiconduttori hanno una struttura a bande simile a quella degli isolanti, con la differenza però che il dislivello energetico, tra la banda di valenza piena e quella di conduzione vuota, è molto più piccolo, dell'ordine di  $1eV$ .

Tra i semiconduttori maggiormente utilizzati nelle celle fotovoltaiche c'è il silicio, il cui reticolo cristallino prevede che ciascun atomo sia circondato da altri quattro atomi, ognuno dei quali mette in comune uno dei quattro elettroni di valenza. Con questo tipo di legame la struttura del silicio assume una forma tetraedrica.[7]

### 1.4.1 I SEMICONDUTTORI INTRINSECI

La struttura tipica dei semiconduttori è quella del diamante, in cui il legame tra gli atomi è prevalentemente covalente e quindi fortemente direzionale. Gli elettroni di legame possono essere localizzati lungo la direzione di legame e in condizioni normali non sono in grado di muoversi, sempre che non sia loro fornita abbastanza energia da liberarli dal loro stato di legame e portarli in uno stato libero.

Portare un elettrone nello stato libero significa, infatti, trasferire l'elettrone dalla banda di valenza a quella di conduzione. Questo processo può avvenire tramite irraggiamento (fotoconduzione) con una radiazione elettromagnetica di opportuna frequenza, cioè tale per cui:

$$\nu \geq \frac{\Delta E}{h} \quad (1.2)$$

dove  $\Delta E$  rappresenta il gap energetico del semiconduttore e  $h$  è la costante di *Plank* ( $6.626 \cdot 10^{-34}$  Js). In presenza di un campo elettrico, gli elettroni nella banda di conduzione si muovono verso le zone a potenziale elettrico più alto; nella banda di valenza, in seguito al trasferimento nella banda di conduzione, rimangono delle lacune (o buchi) positive che si muovono in presenza di un campo elettrico verso le zone a potenziale elettrico più basso.

In un semiconduttore intrinseco, il numero delle lacune è uguale a quello degli elettroni di conduzione, cioè pari alla concentrazione dei portatori intrinseci  $n_i$ ; quando si applica un campo elettrico, gli elettroni si muovono in una direzione e le lacune in quella opposta.

Oltre che per fotoconduzione, la conducibilità elettrica dei metalli può essere incrementata aumentando la temperatura; in questo modo cresce il numero di elettroni che, per eccitazione termica, possono essere promossi dalla banda di valenza a quella di conduzione. Esiste, infatti, una dipendenza dei portatori intrinseci rispetto all'energy gap del materiale e alla temperatura:

$$n_i = B \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{E_g}{kT}} \quad (1.3)$$

dove:

B è un parametro del materiale ( $5,4 \cdot 10^{31}$  per il silicio),

$E_g$  è l'energy gap (1,12 eV per il silicio),

k è la costante di Boltzmann ( $8,62 \cdot 10^{-5}$  eV/K),

T è la temperatura assoluta.

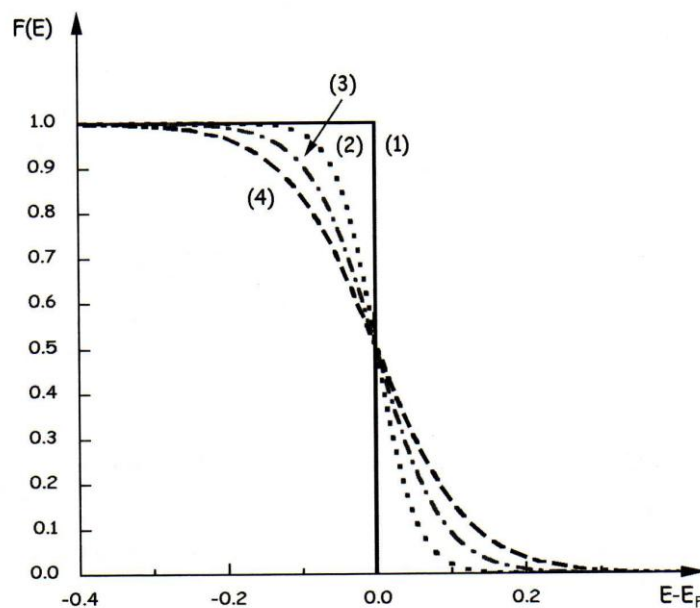
Nel silicio intrinseco a  $T = 300K$  si ottiene una concentrazione di portatori pari a:

$$n_i = 1.5 \cdot 10^{10} \left( \frac{\text{portatori}}{\text{cm}^3} \right) \quad (1.4)$$

Per comprendere il comportamento dei semiconduttori è inoltre utile conoscere la distribuzione degli elettroni nei vari livelli energetici. La probabilità che in uno stato elettronico di energia  $E$  sia presente un elettrone è descritta dalla funzione di distribuzione di *Fermi-Dirac* pari a:

$$F(E, T) = \frac{1}{1 + e^{\frac{E-E_F}{kT}}} \quad (1.5)$$

dove  $k$  è la costante di *Boltzmann*,  $T$  la temperatura assoluta ed  $E_F$  è il livello di *Fermi*.



**Figura 1.2 Funzione di Fermi - Dirac. [7]**

Per i semiconduttori, il livello di *Fermi* può essere trovato per via algebrica. Per farlo si può porre eguale a zero l'energia alla sommità della banda di valenza, ed eguagliare la probabilità di trovare delle lacune a  $E=0$  con quella di trovare un elettrone ad  $E=E_g$  (cioè nel fondo della banda di conduzione), il che equivale a porre:

$$1 - F(0) = F(E_g) \quad (1.6)$$

e sostituendo con la funzione di distribuzione di *Fermi-Dirac* risulta:

$$1 - \frac{1}{1 + e^{\frac{E_F}{kT}}} = \frac{1}{1 + e^{\frac{(E_g - E_F)}{kT}}} \quad (1.7)$$

Da questa relazione si ricava:

$$E_F = \frac{E_g}{2} \quad (1.8)$$

In un semiconduttore intrinseco, il livello di *Fermi* è equidistante dalla banda di valenza e da quella di conduzione. [7]

## 1.4.2 I SEMICONDUTTORI ESTRINSECI

La maggior parte dei semiconduttori utilizzati nelle applicazioni fotovoltaiche riguardano materiali estrinseci o drogati. Ad esempio, la conduzione elettrica nel silicio può essere esaltata mediante l'introduzione (o drogaggio) di piccole quantità di elementi del *V* gruppo, in particolare *P*, *As*, *Sb*, *Bi*.

Si consideri ora l'effetto di tali impurità utilizzando un modello bidimensionale di valenza. Nel caso del silicio, la valenza del semiconduttore è quattro e il reticolo piano può quindi essere visto come popolato da atomi tetraivalenti.

Si supponga quindi di avere un atomo di impurità con valenza cinque sciolto nel silicio. Solo quattro dei cinque elettroni dell'atomo possono partecipare al legame, poiché ci sono solo quattro legami.

Così nella banda di valenza sono disponibili quattro stati e il quinto elettrone non entra in uno stato di legame. Piuttosto di andare nella banda di conduzione, esso rimane attratto nella regione, carica positivamente, dell'atomo di impurità.

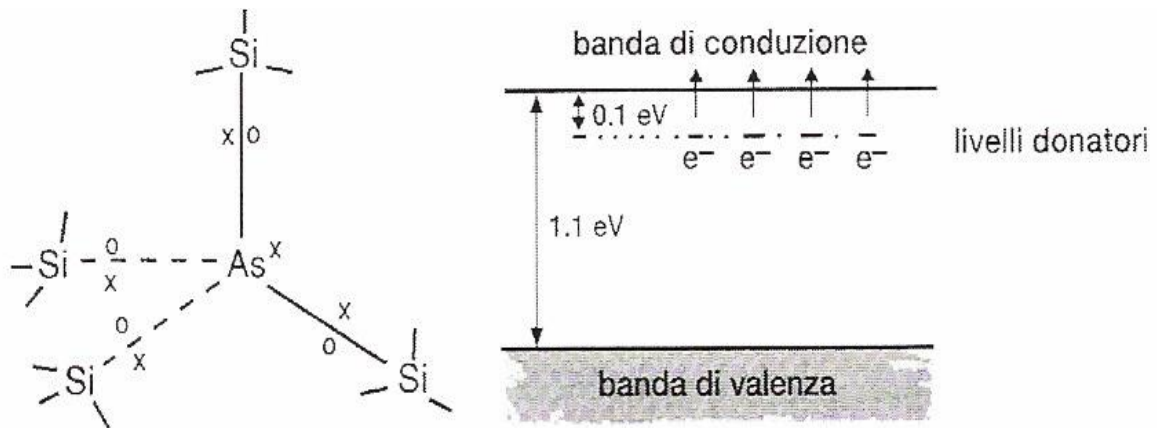
A questo elettrone addizionale si può assegnare un livello energetico discreto che si trova  $0.01 \text{ eV}$  sotto la banda di conduzione detto livello donatore.

L'energia di legame è quindi bassa, e a temperatura ambiente l'elettrone libero può essere facilmente eccitato all'interno della banda di conduzione. Un'impurità di questo tipo è detta donatrice, poiché dona elettroni di conduzione senza produrre lacune nella banda di valenza.



Gli elettroni che vengono aggiunti nella banda di conduzione superano il numero delle lacune presenti nella banda di valenza, diventando così portatori maggioritari; le lacune, al contrario, diventano portatori minoritari.

Il materiale drogato in questo modo è detto *semiconduttore estrinseco di tipo n*.



**Figura 1.3** Struttura del silicio drogato di tipo n e livello dei donatori tra le bande di conduzione e di valenza. [7]

E' possibile inoltre aumentare la conducibilità di un semiconduttore mediante l'introduzione di piccole quantità di elementi del III gruppo quali *B, Al, Ga, In* e *Tl* che hanno tre elettroni di valenza. Le impurità trivalenti sostituite nel reticolo tetraivalente hanno un effetto opposto di quello descritto nel caso del semiconduttore estrinseco di tipo n.

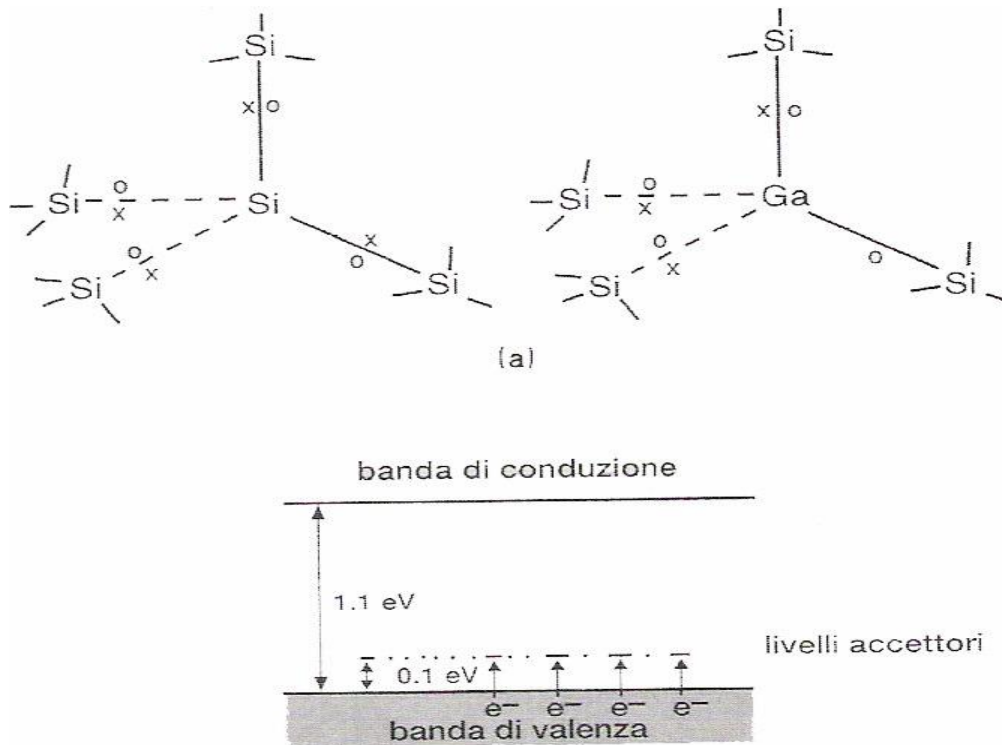
Uno dei quattro legami che circondano l'atomo di impurità manca di un elettrone. Il che significa che vi è una lacuna nella banda di valenza.

Dalla teoria delle bande si ricava che il livello energetico associato all'unico elettrone del legame non viene a far parte della banda di valenza, ma costituisce un livello energetico discreto situato proprio sopra la banda di valenza (a circa  $0.1\text{ eV}$ ) chiamato livello accettore, poiché è in grado di accettare un ulteriore elettrone.

In questo modo gli elettroni della banda di valenza possono avere energia termica sufficiente per superare il piccolo gap energetico e situarsi nei livelli accettori. La conduzione non deriva propriamente dal movimento di questi elettroni, ma da quello delle lacune all'interno della banda di valenza.

In questo caso i portatori maggioritari sono le lacune mentre i portatori minoritari sono gli elettroni.

Un semiconduttore drogato in questo modo viene detto *semiconduttore estrinseco di tipo p*.



**Figura 1.4** Struttura del silicio drogato di tipo p e livello degli accettori tra le bande di conduzione e di valenza. [7]

In queste situazioni quindi, le relazioni delle concentrazioni sono differenti rispetto a quelle dei semiconduttori intrinseci. A temperature intermedie, avviene la ionizzazione completa del semiconduttore e la concentrazione dei portatori è confrontabile con quella delle impurità.

Questo permette di ottenere portatori liberi, e quindi conduzione elettrica a temperature cui il semiconduttore intrinseco si comporterebbe come isolante.

Inoltre, grazie alle tecniche e ai processi chimici estremamente avanzati nella produzione dei semiconduttori, è possibile controllare con precisione le percentuali di drogaggio. In condizione di ionizzazione completa la concentrazione degli elettroni e delle lacune è pari a:

$$n(T) = N_D \qquad p(T) = N_A \qquad (1.9)$$

dove  $N_D$  e  $N_A$  sono rispettivamente le concentrazioni degli atomi donori e accettori.

L'azione di drogaggio provoca anche una variazione del livello di *Fermi*: per i semiconduttori di tipo p,  $E_F$  si trova più vicino alla banda di valenza mentre per i semiconduttori di tipo n è spostato verso la banda di conduzione.[7]

## 1.5 GIUNZIONI DI SEMICONDUTTORI

La conversione della radiazione solare in energia elettrica avviene sfruttando l'effetto indotto da un flusso luminoso che incide su una regione di carica spaziale, in cui è presente un campo elettrico in grado di separare le cariche elettriche che si producono.

Tale regione è realizzata con le seguenti strutture:

- Omogiunzioni o giunzioni p-n;
- Strutture metallo-semiconduttore o barriera Schottky;
- Strutture metallo-isolante-semiconduttore (MIS);
- Eterogiunzioni ottenute accoppiando due semiconduttori dissimili.

La giunzione p-n è quella più comunemente utilizzata per creare un campo elettrico interno. Se un materiale semiconduttore (ad esempio silicio) incorpora su un lato atomi droganti di tipo "p" (boro), e sull'altro atomi di tipo "n" (fosforo), si ha la formazione della giunzione, perché i due strati di materiale, in origine elettricamente neutri, attraverso il contatto danno luogo ad un campo elettrico. Infatti, a causa del gradiente di concentrazione di carica nei pressi della giunzione, si ha contemporaneamente una diffusione di elettroni in "p" e di lacune in "n".

La corrente di diffusione origina una barriera di potenziale tra le due regioni, con "p" caricata negativamente e "n" positivamente.

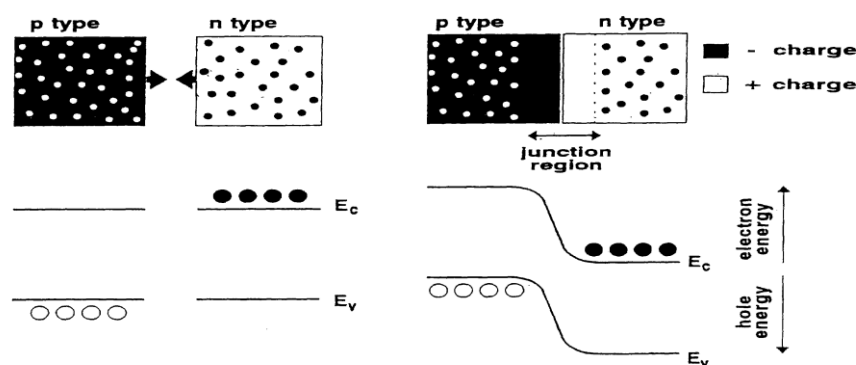
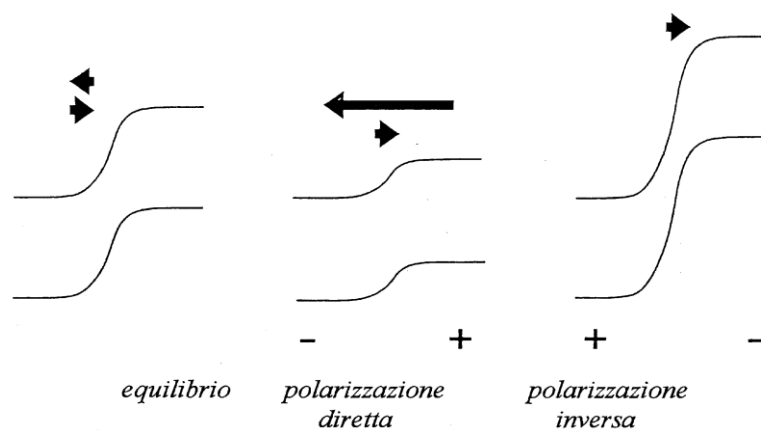


Figura 1.5 Giunzione p-n con piegamento delle bande. [5]

La differenza di potenziale che nasce, detta di diffusione, tende a opporsi al moto delle cariche e si giunge a una condizione di equilibrio elettrostatico, funzione del tipo di giunzione e della mobilità di elettroni e lacune.

Per effetto dei flussi opposti delle cariche, i livelli di energia delle bande di valenza e di conduzione della regione drogata con atomi di tipo “p” si innalzano rispetto a quelli nel materiale “n”, poiché il livello di energia di *Fermi*, che originariamente era più alto nel materiale di tipo “n”, deve rimanere costante attraverso la giunzione in condizione di equilibrio termodinamico. Il risultato è una distorsione delle bande lungo la giunzione.

Il campo elettrico interno produce l’effetto diodo. Senza alcuna tensione applicata, non si ha corrente attraverso la giunzione. Se si applica una differenza di potenziale in condizione di polarizzazione diretta, il campo elettrico si annulla e si ha un aumento esponenziale della corrente; se invece attraverso la giunzione si applica una differenza di potenziale in condizione di polarizzazione inversa, il campo elettrico interno diventa più intenso e non si ha passaggio di corrente, ad eccezione di quei pochi elettroni che eccitati termicamente riescono a superare la barriera di potenziale. La giunzione ha un funzionamento da diodo.



**Figura 1.6 Piegamento delle bande con diverse condizioni di polarizzazione. [5]**

La caratteristica *I-V* di un diodo è data dalla seguente equazione:

$$I = I_0 \left[ e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right] \quad (1.10)$$

dove *I* è l’intensità di corrente, *V* è la tensione, *k* è la costante di *Boltzmann*, *q* è la carica di un elettrone e *T* è la temperatura assoluta.[7]

## 1.6 ASSORBIMENTO DELLA RADIAZIONE LUMINOSA

Il valore di energia di un fotone, cioè del “pacchetto” elementare di energia luminosa, è definito dalla seguente espressione:

$$E = h \cdot \nu \quad (1.11)$$

dove  $h$  è la costante di *Planck* e  $\nu$  è la frequenza. Essendo la frequenza data dal rapporto tra la velocità di propagazione  $c$  e la lunghezza d'onda  $\lambda$ , si ha che l'entità energetica di un fotone è inversamente proporzionale alla lunghezza d'onda. Infatti, essendo  $1eV = 1.6 \cdot 10^{-19} J$  e conteggiando  $\lambda$  in metri si ottiene:

$$E = \frac{h \cdot c}{\lambda} = \frac{1,2 \cdot 10^{-6}}{\lambda} (eV) \quad (1.12)$$

dove si è posto  $c = 2.998 \cdot 10^8 m/s$ .

In una giornata con cielo limpido, circa  $4,4 \cdot 10^{17}$  fotoni incidono un centimetro quadrato della superficie terrestre ogni secondo. Solo alcuni di questi fotoni, quelli con energia superiore al gap della banda proibita, possono essere convertiti in energia elettrica dalla cella solare.

Quando uno di questi fotoni raggiunge il semiconduttore, esso può essere assorbito e far passare un elettrone dalla banda di valenza a quella di conduzione. Poiché rimane una lacuna nella banda di valenza, il processo di assorbimento genera coppie elettrone-lacuna. Per la natura di questo fenomeno, ogni semiconduttore può convertire solo una parte dello spettro solare.

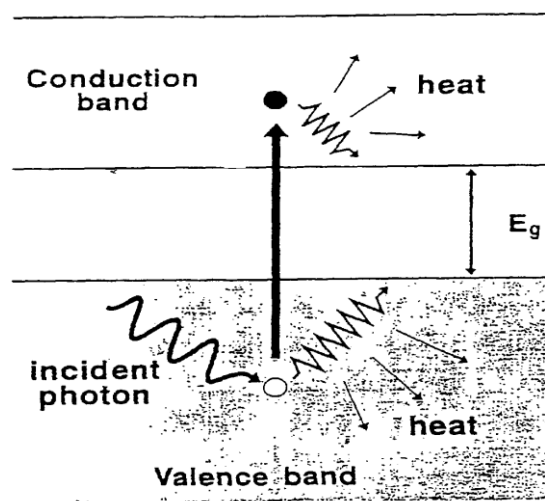


Figura 1.7 Conversione nei semiconduttori con perdite sotto forma di calore. [5]

Tutte le coppie elettrone-lacuna che vengono generate hanno in pratica energia superiore all'*energy gap*. Immediatamente dopo la loro creazione, elettrone e lacuna decadono sugli stati energetici prossimi agli estremi delle rispettive bande (di conduzione e di valenza).

L'energia in eccesso viene dissipata in calore e non può essere convertita in potenza utile. Questo rappresenta uno dei meccanismi di perdita fondamentali in una cella solare.

Le altre cause di inefficienza sono dovute al fatto che:

- Non tutti i fotoni possiedono energia sufficiente alla generazione;
- Non tutti i fotoni penetrano all'interno della cella a causa di riflessioni;
- Una parte della corrente generata non fluisce al carico per effetto di derivazione nella giunzione;
- Non tutta l'energia acquisita dall'elettrone viene trasformata in energia elettrica;
- Una parte delle coppie elettrone - lacuna si ricombina;
- La corrente generata è soggetta a perdite causate da resistenze serie.

L'efficienza di conversione, intesa come percentuale di energia luminosa trasformata in energia elettrica, disponibile per celle commerciali al silicio è in genere compresa tra il 12% e il 17%. [11]

Considerando la parte di energia utile alla conversione, ciascun fotone contribuisce con la carica di un elettrone alla generazione di corrente, che risulta essere uguale a:

$$I_L = qNA \quad (1.13)$$

dove  $N$  è il numero di fotoni avente energia superiore all'*energy gap*,  $A$  è l'area superficiale del semiconduttore esposto alla luce,  $q$  è la carica dell'elettrone.

Per quanto riguarda la tensione che può generare una cella solare, si può dare un valore limite superiore, in quanto tale tensione non può superare il rapporto tra l'*energy gap* e la carica dell'elettrone:

$$V = \frac{E_g}{q} \quad (1.14)$$

Sebbene la tensione effettivamente raggiunta nella pratica sia considerevolmente più bassa di questo limite teorico, l'equazione 1.14 mostra che i semiconduttori con banda proibita più ampia producono in genere una tensione più alta.

## 1.7 LA CELLA SOLARE

Una cella solare è costituita, nella configurazione semplificata, dalla giunzione  $p-n$  che produce un campo elettrico in grado di separare le cariche elettriche create dalla radiazione luminosa come in figura 1.8 e 1.9.[2]

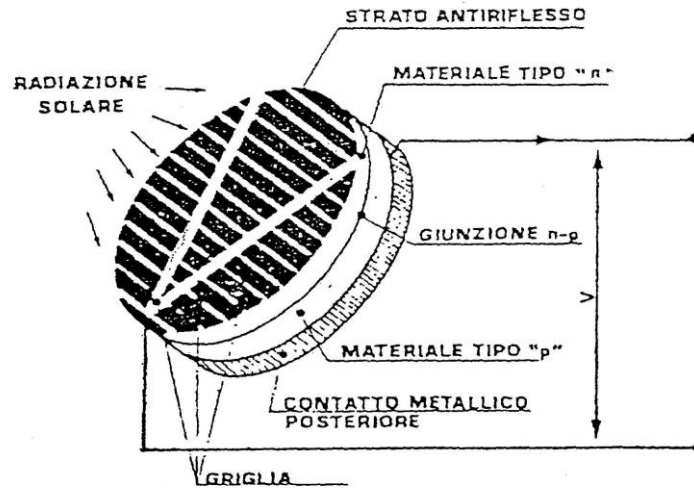


Figura 1.8 Composizione di una cella solare. [2]

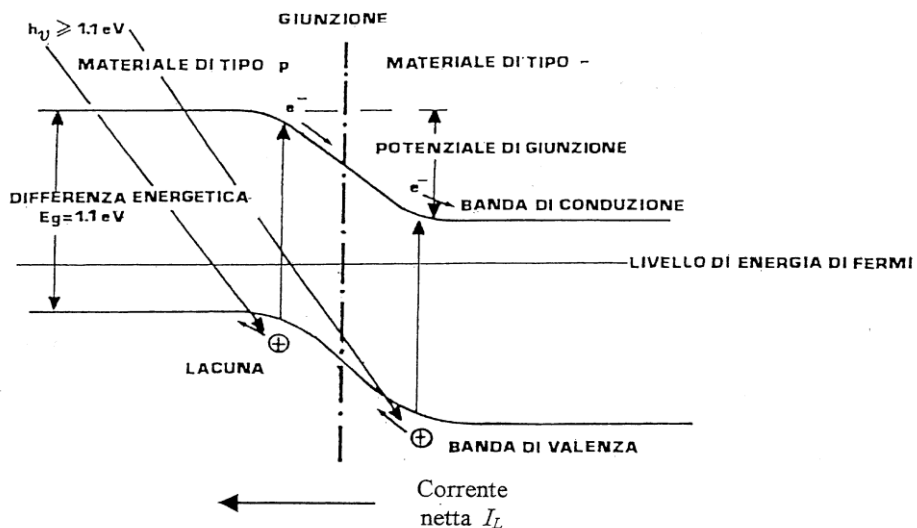
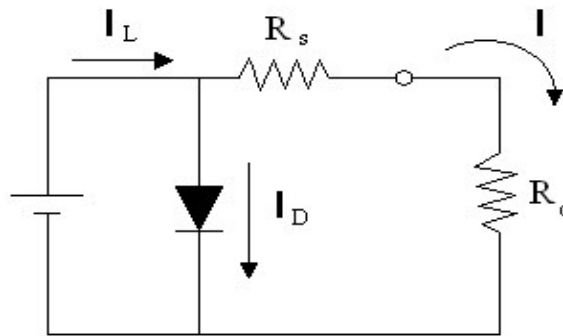


Figura 1.9 Bande della cella solare colpita da radiazione. [2]

## 1.7.1 CARATTERISTICHE ELETTRICHE DELLA CELLA SOLARE

La caratteristica  $I$ - $V$  di una cella solare può essere ottenuta disegnando un circuito equivalente del dispositivo come in figura 1.10.



**Figura 1.10** Circuito equivalente di una cella solare. [4]

La generazione di corrente  $I_L$  per effetto della radiazione luminosa è rappresentata da un generatore di corrente in parallelo con un diodo che rappresenta la giunzione  $p$ - $n$ . La corrente risultante  $I$  è quindi uguale alla differenza tra la corrente generata dalla luce  $I_L$  e la corrente del diodo  $I_D$ :

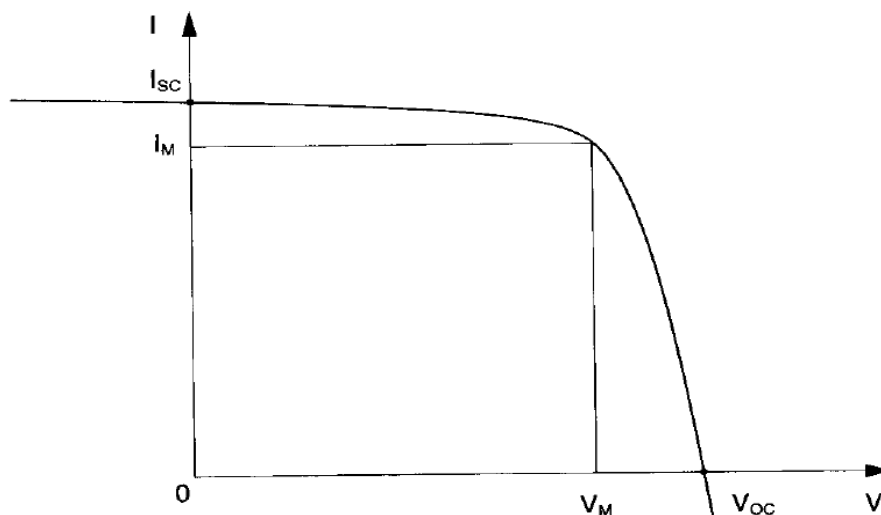
$$I = I_L - I_D = I_L - I_0 \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] \quad (1.15)$$

Nel circuito equivalente,  $R_c$  simboleggia la resistenza di carico mentre  $R_s$  tiene conto della resistenza ohmica nei contatti di metallo e nel materiale semiconduttore, e delle perdite elettriche nel collegamento metallo-semiconduttore. Volendo tener conto di  $R_s$ , l'espressione di  $I$  diventa:

$$I = I_L - I_0 \left[ \frac{\exp[q(V + IR_s)]}{kT} - 1 \right] \quad (1.16)$$

In figura 1.11 è riportata, per un determinato valore di irraggiamento, la caratteristica  $I$ - $V$  di una cella di silicio.





**Figura 1.11 Caratteristica I-V di una cella di silicio. [4]**

La corrente di cortocircuito  $I_{sc}$  è la massima corrente generata dalla luce; infatti, in condizioni di corto circuito, il diodo non assorbe corrente quindi  $I_L = I$ .

A vuoto, invece, si ottiene la massima tensione  $V_{oc}$  ai capi della cella, corrispondente a quella tensione per cui la corrente risultante in uscita è nulla.

La condizione di lavoro ottimale della cella è rappresentata dal punto della curva caratteristica di generazione tensione-corrente in corrispondenza del quale il prodotto  $I \cdot V$ , che esprime la potenza elettrica ottenibile a parità di altre condizioni, risulta massimo ( $P_M = I_M \cdot V_M$ ).

Questo punto di massima potenza è un parametro importante per individuare il livello di prestazione della singola cella.

A livello internazionale, per paragonare le prestazioni tra i diversi dispositivi, è stata fissata, come condizione di riferimento, una temperatura della giunzione di  $25\text{ }^\circ\text{C}$ , un irraggiamento di  $1000\text{ W/m}^2$  e uno spettro della radiazione solare pari a quello dell' *AM1,5*. La potenza nominale del dispositivo è misurata in watt di picco (*Wp*).

Per una comune cella di silicio, il punto di massima potenza in condizioni standard di riferimento corrisponde a una differenza di potenziale di circa  $0.5\text{ V}$ .

Un ulteriore termine di giudizio sul rendimento della cella è il *fill factor (FF)*, o fattore di riempimento della cella, che rappresenta il rapporto tra  $P_M$  e  $I_{sc} \cdot V_{oc}$ .

## 1.8 RENDIMENTO DI CONVERSIONE

Il rendimento di conversione è il rapporto tra la massima potenza elettrica generata dalla cella e quella della radiazione solare incidente su di essa:

$$\eta = \frac{V_M \cdot I_M}{P_i} \quad (1.17)$$

Per ogni applicazione, lo spettro solare incidente cambia e di conseguenza anche il rendimento. A livello terrestre  $\eta$  dipende dalle condizioni al contorno, perciò viene definita l'efficienza nominale della cella in condizioni di riferimento (*STC*):

$$\eta = \frac{P_{STC}}{I_{STC} \cdot A} \quad (1.18)$$

dove  $P_{STC}$  è la massima potenza in *Wp* prodotta dalla cella in condizioni standard,  $I_{STC}$  indica l'irraggiamento in condizioni standard e  $A$  rappresenta l'area della cella in  $m^2$ . Per le applicazioni terrestri si ha:

- Irraggiamento pari a  $1000 \text{ W/m}^2$ ;
- Temperatura di  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ;
- Irradiazione monocromatica.

La scelta del materiale utilizzato si riflette sul rendimento, in quanto all'aumentare di  $E_g$  diminuiscono i fotoni in grado di trasferire energia e di conseguenza  $I_{SC}$ ; al contrario diminuendo  $E_g$  diminuisce anche la tensione a vuoto  $V_{OC}$ .

## 1.9 TEMPERATURA E IRRAGGIAMENTO

La curva caratteristica *I-V* di una cella fotovoltaica dipende dall'intensità della radiazione, dalla temperatura della giunzione e dall'area della cella.

Con la variazione dell'irraggiamento sulla cella la curva caratteristica diventa una famiglia di curve:

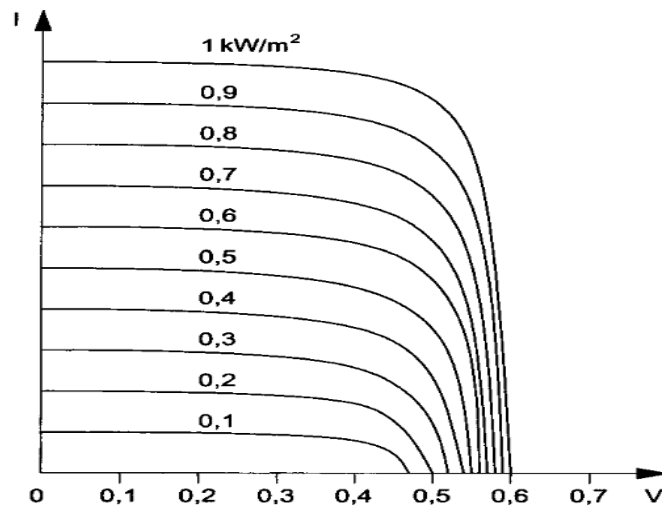


Figura 1.12 Famiglia di curve della caratteristica I-V di una cella solare. [4]

La  $I_{SC}$  è molto sensibile alla radiazione incidente, in quanto diminuiscono i fotoni, mentre la tensione a vuoto  $V_{OC}$  presenta valori prossimi a quello massimo anche con radiazione bassa.

Variando la temperatura, invece, si ha un'ulteriore modifica della curva I-V:

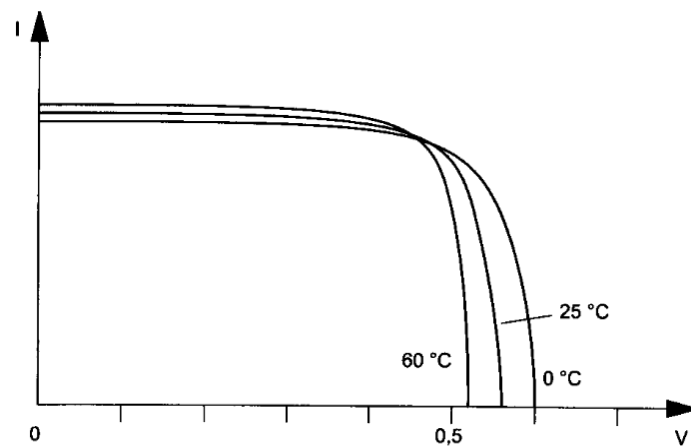


Figura 1.13 Caratteristica I-V al variare della temperatura. [4]

In una cella di silicio monocristallino, con l'aumento della temperatura di giunzione, si ha una diminuzione della tensione a vuoto di circa  $2,3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  e un aumento della corrente di corto circuito pari a  $0,07\% / ^\circ\text{C}$ . Si può osservare una diminuzione di area sottesa di circa  $0,2\%$  per ogni grado di aumento.

## 1.10 PERDITE ENERGETICHE

Utilizzando il silicio come semiconduttore per le celle, è importante sapere quanta energia serve per liberare una coppia elettrone - lacuna, corrispondente a una lunghezza d'onda di circa  $1,15 \mu\text{m}$ . Circa il 25% dell'energia dello spettro solare non è sufficiente alla generazione di una coppia di portatori e del restante 75% solo una parte viene assorbita.

Infatti, i fotoni con energia troppo elevata vengono assorbiti parzialmente, in quanto l'energia in eccesso, rispetto al valore di soglia, viene convertita in calore e quindi persa.

L'energia solare che in teoria è possibile convertire è del 44% circa; tuttavia da prove di laboratorio si ricavano valori molto distanti di rendimento.

Le perdite nella conversione di energia possono avvenire per diversi motivi:

- Alcuni fotoni sono riflessi dalla superficie della cella, e sempre più spesso si limita questa perdita grazie all'utilizzo di film antiriflettenti di  $\text{SiO}_2$  o  $\text{TiO}_2$ , o corrucciando la superficie della cella;
- Alcune coppie elettrone-lacuna si ricombinano prima di essere separate dal campo elettrico, a causa del grado di purezza del silicio utilizzato.

Dunque, una parte delle coppie separate risulta inefficace per la conversione, e si definisce efficienza di raccolta di cariche il rapporto fra cariche separate dalla giunzione e i fotoni incidenti sulla cella.

La disposizione delle bande di energia nei materiali utilizzati influisce sull'assorbimento della radiazione incidente.

Infatti, i materiali semiconduttori possono essere a *gap diretto* o a *gap indiretto*, a seconda di come sono posizionati il massimo livello della banda di valenza e il minimo livello della banda di conduzione.

I materiali con gap diretto sono buoni assorbitori di luce in strati di pochi micron di spessore, mentre in quelli a gap indiretto come il silicio, il processo è più complicato.

## 1.11 GLI IMPIANTI FOTOVOLTAICI

La tecnologia fotovoltaica permette di convertire la radiazione solare in energia elettrica. Le celle che permettono questa conversione devono essere collegate tra loro, formando dei moduli che vanno orientati in posizione perpendicolare al fascio luminoso.

In base alle applicazioni a cui sono destinati, questi moduli possono essere utilizzati collegandoli in serie o in parallelo, formando in questo modo stringhe e campi fotovoltaici. L'energia di un generatore fotovoltaico non è utilizzata direttamente collegandola alle utenze, ma vengono interposti dei dispositivi con funzioni elettriche ben specifiche. Per compensare l'aleatorietà della fonte solare rispetto alle richieste di un carico elettrico si fa ricorso all'uso di batterie di accumulatori.

Quando poi è necessario far assumere alla tensione disponibile verso l'utenza un valore costante, si utilizzano opportuni regolatori di tensione e circuiti di tipo chopper.

L'impiego di questi ultimi dispositivi presenta il vantaggio di massimizzare le prestazioni del campo fotovoltaico, facendolo lavorare con valori di tensione e corrente ottimali.

Infine, quando è necessario disporre di energia elettrica sotto forma di corrente alternata a 230 V monofase o 400 V trifase, l'utilizzo di convertitori statici o inverter è una strada obbligata.

I moderni inverter, oltre a convertire la corrente continua in alternata, svolgono altre importanti funzioni, quali la protezione dei carichi e della rete elettrica. In alcuni casi gli impianti fotovoltaici possono interagire con altre fonti energetiche rinnovabili, come ad esempio negli impianti eolici - fotovoltaici.[11]

In linea di massima è possibile raggruppare i sistemi fotovoltaici in due categorie:

- Impianti isolati dalla rete (*stand-alone* o *off-grid*);
- Impianti collegati alla rete elettrica (*grid-connected*).

### 1.11.1 IMPIANTI ISOLATI DALLA RETE (*stand-alone* o *off-grid*)

Tra gli impianti isolati dalla rete ci sono quelli di servizio, che comprendono le applicazioni per carichi di piccola potenza, come il pompaggio di piccole quantità d'acqua, alimentazioni per ripetitori telefonici e radio, carica batteria per imbarcazioni da diporto. Le utenze isolate

comprendono la distribuzione domestica dell'energia in corrente continua o, per fabbisogni maggiori, in corrente alternata.

Questa tipologia è di semplice realizzazione, poiché prevede l'uso di un semplice regolatore di carica, che permette il corretto immagazzinamento di energia nelle batterie.

In figura 1.14 e 1.15 sono rappresentati gli schemi a blocchi degli impianti per utenze isolate in corrente continua e alternata.

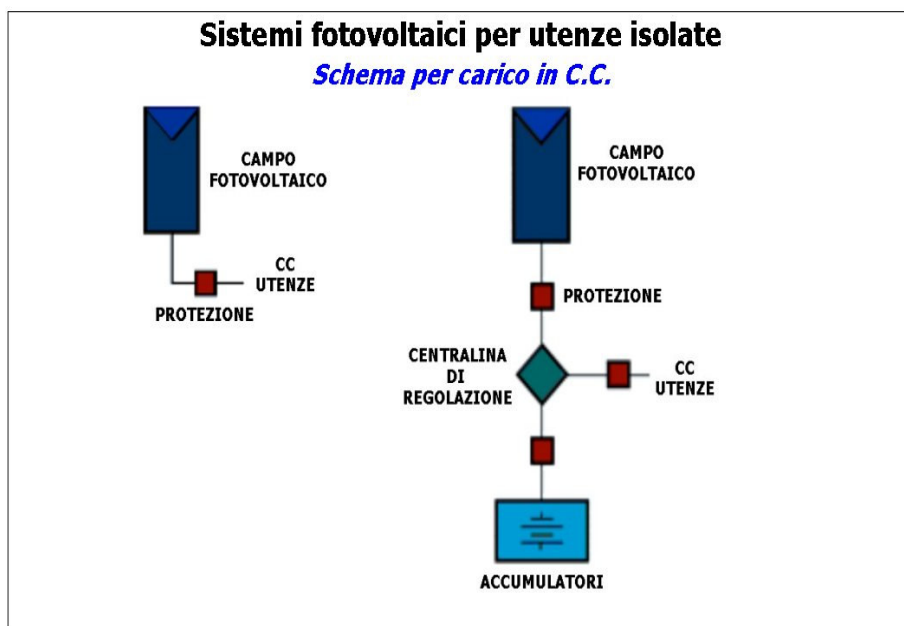


Figura 1.14 Schema a blocchi utenze isolate con corrente continua. [17]



Figura 1.15 Schema a blocchi utenze isolate con corrente alternata. [17]

A differenza dell'impianto in corrente continua, in figura 1.15 si nota la presenza di un inverter che permette di convertire l'energia accumulata da corrente continua a corrente alternata, sostituendosi di fatto alla società distributrice di energia. Questa tipologia, però, va correttamente dimensionata per garantire continuità nell'erogazione di energia.

Le mini-reti isolate sono costituite da impianti con potenza fotovoltaica di qualche decina di kW, di solito in alternata trifase. Spesso sono dedicate all'elettrificazione di villaggi o comunità isolate dalla rete.

Gli impianti di servizio e le utenze isolate sono il primo campo di applicazione civile della tecnologia fotovoltaica. Gli impieghi, in seguito, si sono estesi a un numero sempre maggiore di aree di interesse. Per questa categoria di applicazioni, l'uso del fotovoltaico rappresenta spesso l'unica opzione possibile di alimentazione elettrica.

### 1.11.2 IMPIANTI COLLEGATI ALLA RETE ELETTRICA

Gli impianti collegati alla rete sono di recente sviluppo e sono rappresentati da tetti fotovoltaici. La facile integrazione dei moduli nelle facciate e nelle coperture degli edifici permette a questa tipologia d'impianti, a generazione distribuita, una larga diffusione in ambienti urbani. Sono impianti di potenza contenuta, solitamente di qualche kW, che non hanno bisogno dell'accumulo di energia prodotta, poiché la iniettano in rete, che a sua volta alimenta le utenze. La rete è vista come un accumulo che assorbe energia nei periodi di maggiore irraggiamento solare e la restituisce in quelli meno favorevoli.

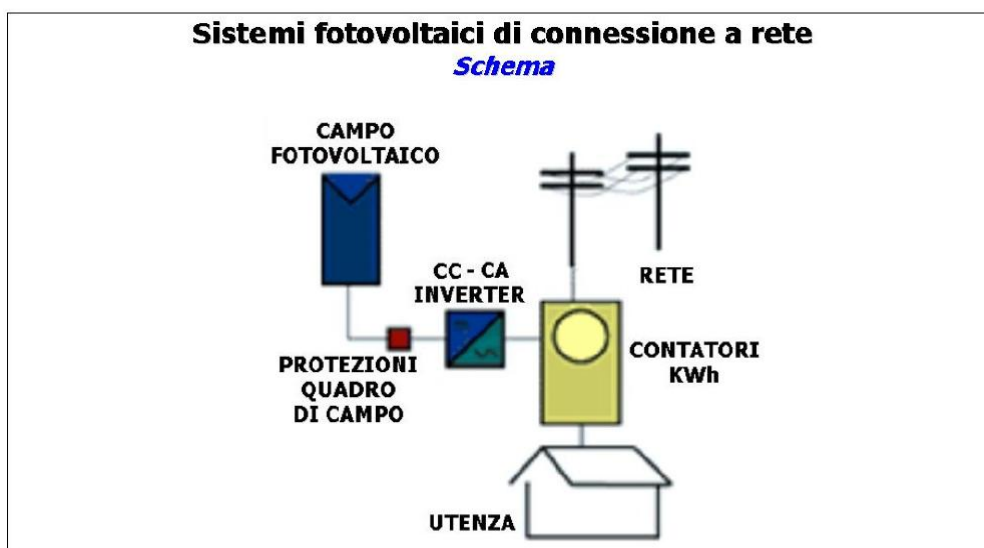


Figura 1.16 Schema a blocchi d'impianti collegati alla rete. [17]

Questi impianti possono essere progettati e dimensionati senza far fronte ai fabbisogni energetici dell'utenza, poiché la rete funziona da polmone. L'inverter deve dunque sincronizzarsi alla rete e fungere da generatore ideale di corrente alternata.

Con questa configurazione è necessario che l'impianto riconosca la presenza della rete; questo significa che se dovesse venire meno la fornitura della rete, l'inverter deve scollegarsi il più velocemente possibile.

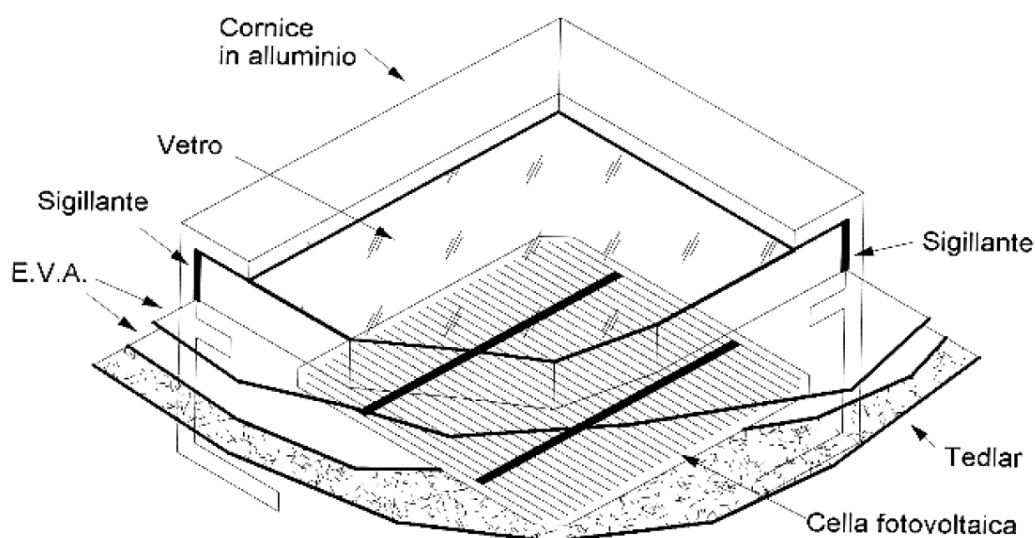
Altre tipologie d'impianti collegate alla rete sono le centrali fotovoltaiche, che presentano potenze installate considerevoli e costituite da unità di generazione base con potenze fino a  $500\text{ kW}$ .

Le centrali di grossa taglia collegate alla rete di media tensione sono state realizzate principalmente a fini di ricerca e dimostrazione di maturità tecnologica.

## 1.12 I MODULI FOTOVOLTAICI

I moduli fotovoltaici commerciali per gli impianti di potenza sono in gran parte realizzati in silicio monocristallino, e rappresentano circa il  $90\%$  del mercato; il restante  $10\%$  è in tecnologia amorfa.

Le celle in silicio sono delle sezioni sottili di semiconduttore drogato. Sono spesse un centinaio di micron e di forma quadrata con circa  $10\text{ cm}$  di lato. Queste celle, collegate insieme elettricamente, vengono posate su supporti rigidi (solitamente vetro), in quanto non sono in grado di assorbire stress meccanici o deformazioni. I vetri utilizzati, temprati con spessore di circa  $4\text{ mm}$ , devono essere in grado di resistere a condizioni meteorologiche severe, e allo stesso tempo devono essere in grado di far passare la radiazione luminosa.

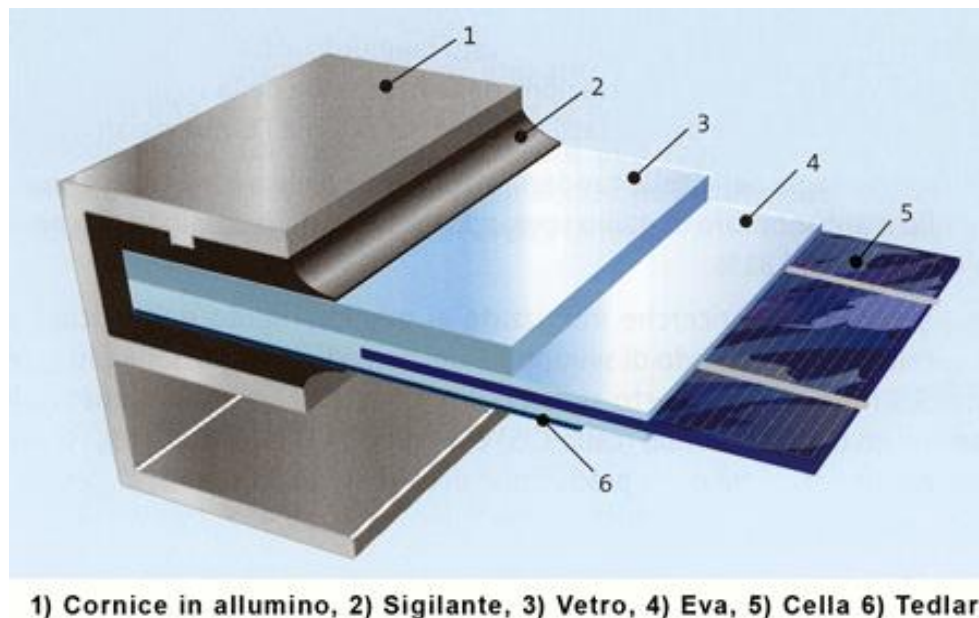


**Figura 1.17** Composizione di un modulo fotovoltaico. [2]



Tra il vetro e le celle viene interposto uno strato di vinil-acetato di etilene (*EVA*) trasparente. L'*EVA* permette di non avere contatto diretto tra cella e vetro, isola elettricamente la parte attiva ed elimina gli interstizi tra le celle.

Il numero di celle presenti in ogni singolo modulo assume valori standard, solitamente dell'ordine di 36, 64 e 72 celle. Infine, sul retro delle celle si utilizza un foglio di polivinile fluorurato Tedlar, oppure viene impiegato un'ulteriore vetro, realizzando così la tipologia di moduli a doppio vetro. I bordi dei moduli possono essere realizzati in alluminio anodizzato che contribuisce a proteggere il bordo del modulo. I collegamenti elettrici con l'esterno avvengono nella maggior parte dei casi all'interno delle cassette di terminazione stagne.



**Figura 1.18** Composizione di un modulo fotovoltaico. [4]

Le celle fotovoltaiche a film sottile (*amorfo*, *CIS*, *CdTe*) sono, invece, formate per deposizione di una miscela di gas; vengono utilizzati diversi tipi di materiali per realizzare sia supporti rigidi che flessibili.

Prendendo in considerazione un modulo in silicio amorfo, a differenza del modulo cristallino, in questo caso manca lo strato di *EVA*, poiché le celle sono depositate direttamente sul substrato.

## 1.13 COLLEGAMENTI TRA CELLE FOTOVOLTAICHE

I moduli fotovoltaici in silicio contengono un certo numero di celle unite tra loro a formare un unico componente. In commercio le celle sono collegate in serie ed esternamente si configurano come componenti a due terminali. La curva caratteristica  $I-V$  ha un andamento uguale a quello di ogni singola cella, ma con valori proporzionali al numero di celle in serie.

Dal punto di vista del funzionamento elettrico si nota che, quando una cella viene oscurata, cessa di comportarsi da generatore, funzionando invece come un diodo polarizzato inversamente. Questo comporta il blocco della corrente generata, annullando l'energia prodotta dall'intero modulo. Quindi è importante evitare che i moduli vengano ombreggiati, per non ridurre la potenza prodotta. Una condizione dannosa per le celle è quella dell'*hot - spot*, che si verifica quando una delle celle è ombreggiata e le terminazioni della serie di celle sono in cortocircuito. La cella in questo caso è polarizzata inversamente, con una tensione vicina alla tensione a vuoto dell'intera serie; dunque si ha la distruzione della cella, poiché dissipa tutta la potenza generata dalle altre celle.

Per evitare ciò vengono impiegati dei diodi di *by-pass*, che isolano il modulo in caso di malfunzionamento e al fine di preservare l'integrità delle celle.

Solitamente i moduli sono collegati in serie, dette stringhe, fino a ottenere una tensione nominale. Successivamente, è possibile connettere più stringhe in parallelo per ottenere la potenza desiderata.

## 1.14 ORGANIZZAZIONE DEI SISTEMI FOTOVOLTAICI

L'organizzazione dei sistemi fotovoltaici non è unica, ma ne esistono tre tipi con cui è possibile gestire le connessioni dei moduli e dell'inverter:

- Organizzazione centralizzata;
- Organizzazione orientata alle stringhe;
- Organizzazione orientata al modulo.

La prima è utilizzata per impianti *grid-connected* con potenze non superiori ai  $10\text{ kW}$ . Viene impiegato un unico circuito di conversione  $DC/AC$  (o inverter) connesso al parallelo di più stringhe.

La seconda organizzazione prevede l'utilizzo di un inverter per ogni stringa, i quali vengono collegati alla rete per immettere la potenza generata.

Infine, la terza organizzazione prevede l'utilizzo di un inverter per ogni singolo modulo, e in questo modo è possibile produrre la massima potenza generabile in un particolare istante dal campo fotovoltaico.

Un'ulteriore classificazione dei sistemi di conversione può essere fatta in base all'architettura; i vari tipi di architettura sono:

- Singolo stadio;
- Multistadio;
- Multistadio con tecnologia GCC.

Nei prossimi capitoli verrà esaminato un sistema di conversione con architettura multistadio, che prevede un primo stadio boost con conversione  $DC/DC$ , un bus in continua costituito da due condensatori, e infine lo stadio di conversione  $DC/AC$  o inverter che si interfaccia alla rete e immette la potenza generata.



# CAPITOLO 2: IL SISTEMA DI CONVERSIONE

## 2.1 INTRODUZIONE

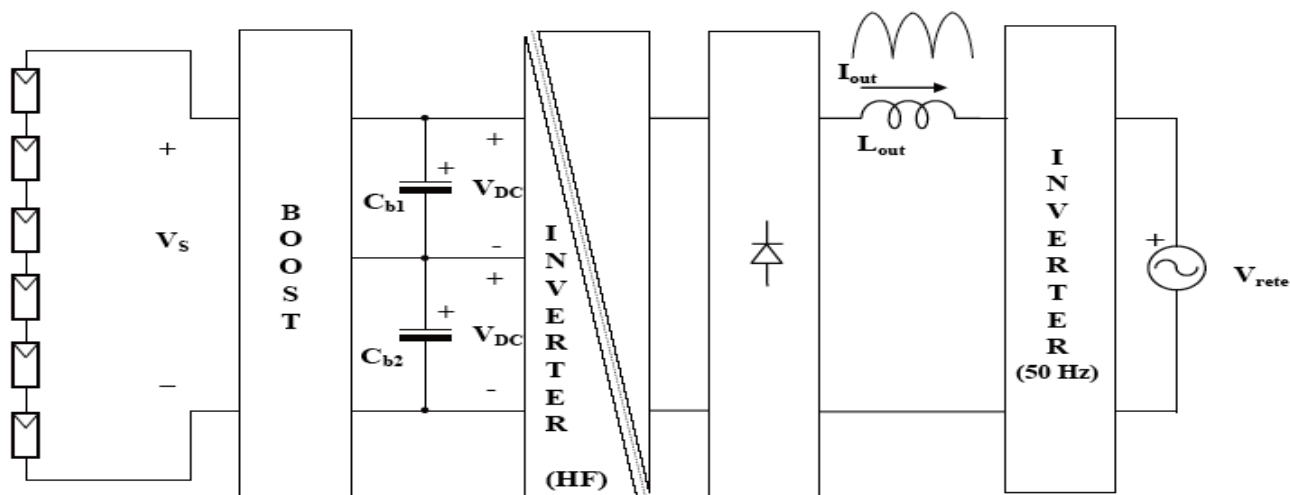
In questo capitolo si parlerà delle architetture dei sistemi di conversione e verranno descritti i vari stadi di cui sono composti. Principalmente sarà descritta la tipologia dell'inverter multilivello, con particolare attenzione ai vantaggi e agli svantaggi. La tipologia d'inverter studiata sarà quella con diodi di clamp. Si parlerà del suo comportamento e dei tipi di modulazione utilizzabili.

## 2.2 ARCHITETTURA DEL SISTEMA DI CONVERSIONE

Il convertitore fotovoltaico descritto in questo capitolo rientra nella categoria di applicazioni *grid-connected* con potenze di circa 3 kW. Le possibili architetture di questo impianto sono state trattate nel precedente capitolo, e in questo caso è stata scelta una configurazione con le seguenti caratteristiche:

- Organizzazione del generatore fotovoltaico con doppia stringa;
- Modulo di conversione di tipo multistadio;
- Possibilità di includere un circuito di equalizzazione delle tensioni dei moduli.

Il modulo di conversione multistadio è composto da un convertitore *DC/DC* di interfacciamento alla stringa, di tipo boost non isolato; lo stadio successivo è un inverter a tensione impressa con elevata efficienza, con isolamento e corrente impressa in uscita; tra il boost e l'inverter è presente un bus in *DC* costituito da due capacità, il cui valore viene controllato dallo stadio inverter; infine l'ultimo stadio è un inverter commutato a frequenza di rete per l'iniezione di corrente nella rete di distribuzione.



**Figura 2.1 Schema a blocchi del sistema di conversione.**

Per raggiungere una potenza di circa  $3 \text{ kW}$  si può organizzare opportunamente il generatore fotovoltaico, utilizzando circa  $16$  moduli con potenza di picco vicino a  $200 \text{ W}$ , con tensioni a vuoto dell'ordine di  $50 \text{ V}$  e corrente di picco di  $6 \text{ A}$ .

Considerando gli intervalli di temperatura in cui operano questi moduli ( $-40^\circ\text{C}$ ,  $+80^\circ\text{C}$ ) e le variazioni di tensione per ogni singola cella di  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ , la tensione a vuoto può variare tra  $670 \text{ V}$  alla massima temperatura e  $950 \text{ V}$  a quella minima. Le tensioni di lavoro alla massima potenza sono situate in un intervallo compreso tra  $530 \text{ V}$  e  $760 \text{ V}$ .

Quest'ultima analisi mostra come le tensioni di ingresso siano relativamente elevate, e nell'ambito residenziale è previsto un limite massimo di  $600 \text{ V}$ , dovuto al *DPR n.547 del 27/4/55* che impone particolari protezioni in caso di tensioni superiori.

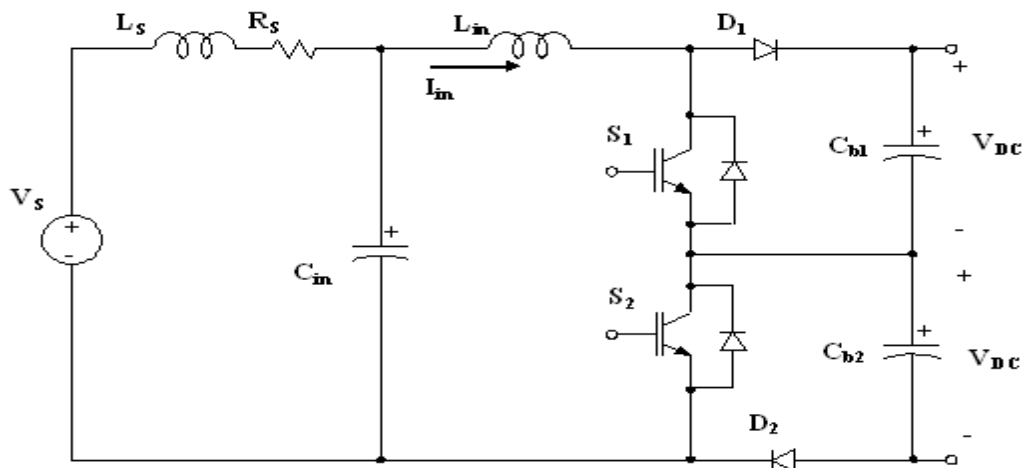
In caso di cortocircuito o di bassa tensione in ingresso al convertitore si può verificare un danneggiamento dei moduli, che solitamente riescono a sopportare fino a un massimo di  $600 \text{ V}$ . Una soluzione a questo problema è l'utilizzo di una doppia stringa che permette di dimezzare le tensioni (massimo  $480 \text{ V}$  a  $-40^\circ\text{C}$ ) e di aggiungere ulteriori moduli in caso venisse richiesta una potenza superiore ai  $3 \text{ kW}$ .

Questa architettura è basata su convertitori a tre livelli che hanno i seguenti vantaggi rispetto alle tipologie tradizionali:

- Permettono di dimezzare lo stress di tensione sugli interruttori, quindi di poter usare dispositivi dimensionati per valori di tensione più bassi;

- Permettono di raggiungere dei rendimenti superiori al 95% poiché i dispositivi hanno caratteristiche statiche e in commutazioni migliori;
- Consentono un incremento della potenza gestibile collegando più boost in parallelo a un unico inverter con un dimensionamento maggiore; ciò permette un immediato uso di configurazioni multi stringa con potenze relativamente elevate.

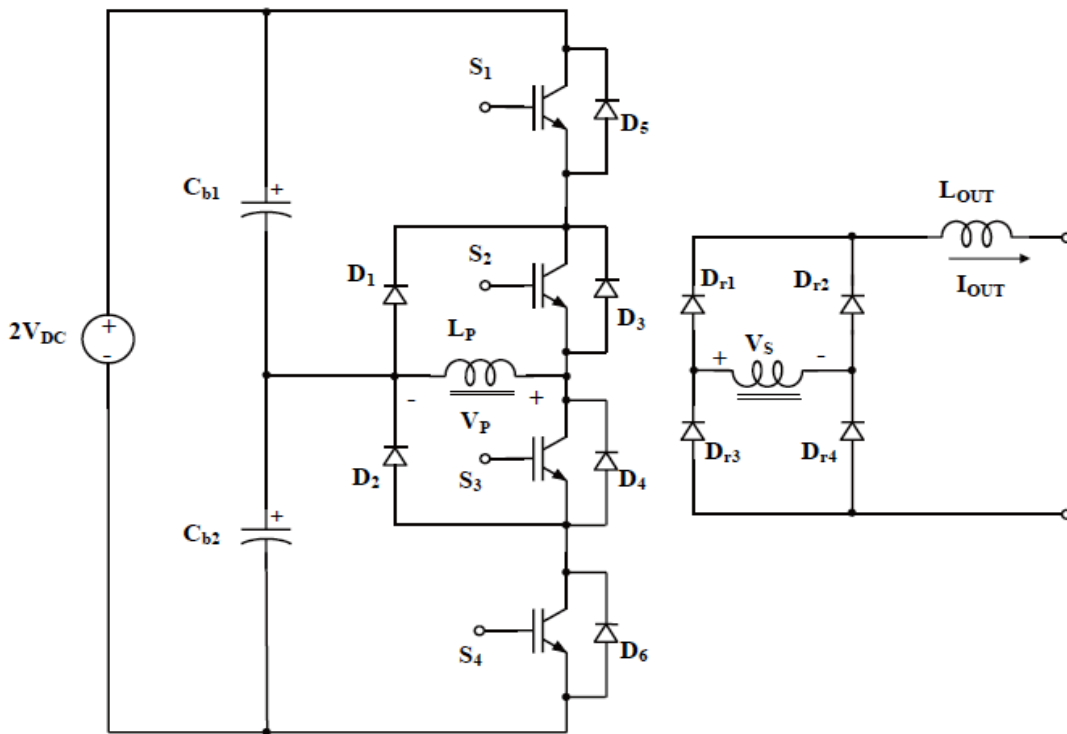
Il primo stadio del sistema, in sequenza dall'ingresso all'uscita, è il boost a tre livelli di figura 2.2, che estrae dalle stringhe di moduli fotovoltaici la massima potenza disponibile secondo un particolare algoritmo di *MPPT*, attraverso un controllo del *duty-cycle*, un controllo di tensione o di corrente.



**Figura 2.2 Schema circuitale dello stadio boost.**

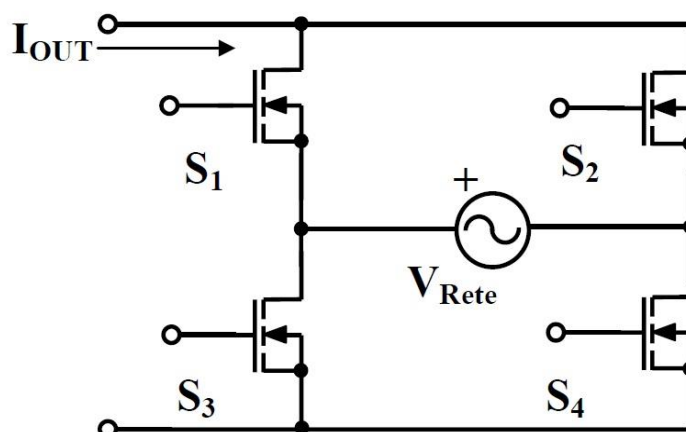
In questo caso il boost lavora con una tensione di uscita costante e regolata, e include un anello di regolazione della corrente di ingresso gestito da un algoritmo di ricerca del massimo punto di potenza. Le grandezze da controllare sono solo quelle di ingresso in quanto tensioni e corrente in uscita vengono regolate dall'inverter successivo.

Il secondo stadio è un inverter a tre livelli di tipo *NPC* (*Neutral Point Clamped*), mostrato in figura 2.3, ed è l'esatto duale del convertitore boost a tre livelli. Il convertitore prevede un trasformatore che garantisce l'isolamento dalla rete elettrica. Sul secondario è presente un raddrizzatore che può essere a ponte intero o a presa centrale, che rettifica la tensione alternata generata al secondario. Questo convertitore deve generare una corrente controllata sull'induttore di uscita  $L_{out}$  con profilo sinusoidale raddrizzato.



**Figura 2.3** Schema circuitale dell'inverter NPC 3-level.

Il terzo stadio, in figura 2.4, è un inverter commutato a frequenza di rete che ha la funzione di iniettare in rete la corrente prodotta dall'inverter NPC con un fattore di potenza quasi unitario. Questo stadio non presenta particolari problemi di efficienza e ha tra le sue funzioni anche quella di interfacciamento alla rete elettrica, quindi di rilevare eventuali funzionamenti in isola.



**Figura 2.4** Schema circuitale dell'inverter di rete.



## 2.3 ANALISI DELLO STADIO BOOST

Il boost ha lo scopo di adattare i livelli di tensione tra la sorgente fotovoltaica e il bus in *DC*, garantendo allo stesso tempo il trasferimento della massima potenza disponibile prodotta dai moduli, tramite un algoritmo *MPPT*. La configurazione di questo stadio è a tre livelli come per l'inverter. I due interruttori vengono pilotati simultaneamente, dunque ha un comportamento simile al boost tradizionale di figura 2.5.

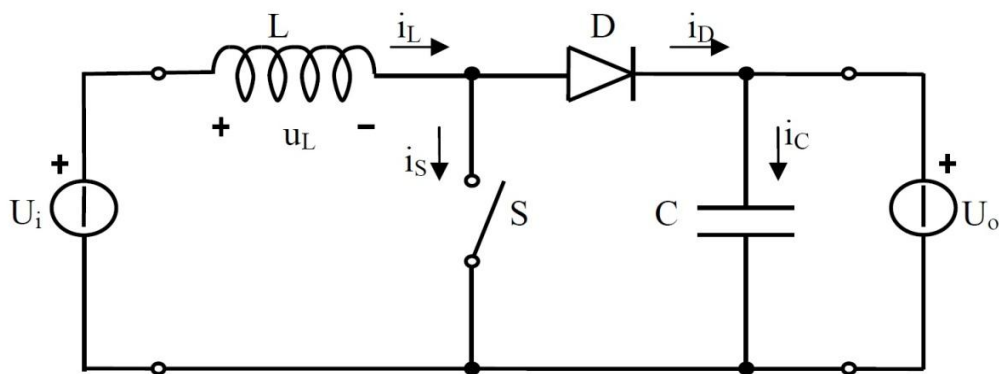


Figura 2.5 Schema circuitale semplificato del boost.

Gli elementi che lo compongono sono:

- Un interruttore unidirezionale;
- Un induttore;
- Un condensatore.

### 2.3.1 FUNZIONAMENTO CONTINUO E DISCONTINUO

Il funzionamento continuo del boost prevede che la corrente dell'induttanza non si annulli nel periodo di commutazione, cosa che invece avviene nel funzionamento discontinuo. Questa condizione comporta dei rapporti di conversione diversi in base al funzionamento con cui opera il dispositivo. Dimensionando opportunamente il sistema si hanno delle tensioni ben filtrate in

ingresso e in uscita, quindi con delle componenti spettrali, a frequenza di commutazione, molto più piccole della componente continua. In condizioni ideali si hanno:

- $V_{in}$  e  $V_o$  costanti;
- Interruttore e diodo ideali;
- Induttanza e condensatore ideali;
- Funzionamento a regime.

Analizzando i vari intervalli di chiusura e di apertura dell'interruttore, calcolando l'andamento della corrente nell'induttanza e la sua ondulazione nelle due fasi, e ricordando che la tensione media ai capi dell'induttanza è zero, si ottiene il rapporto di conversione  $M$  che, nel caso di funzionamento continuo, dipende solo dal *duty-cycle* e non dalla corrente di carico; al contrario nel funzionamento discontinuo il rapporto di conversione varia non solo con il *duty-cycle*, ma anche con la corrente di carico. I due rapporti di conversione sono:

$$M_{CCM} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 - \delta} \qquad M_{DCM} = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{\delta^2}{I_{oN}} \qquad (2.1)$$

dove  $\delta$  è il *duty-cycle* e  $I_{oN}$  è la corrente di carico normalizzata.

Normalmente il boost non può essere connesso direttamente alla sorgente fotovoltaica, poiché la corrente di ingresso del boost è a dente di sega, e ciò comporterebbe uno spostamento del punto di lavoro dei moduli. Dunque si utilizza in ingresso una capacità che filtra il ripple di corrente dell'induttanza, come mostrato in figura 2.6.[8]

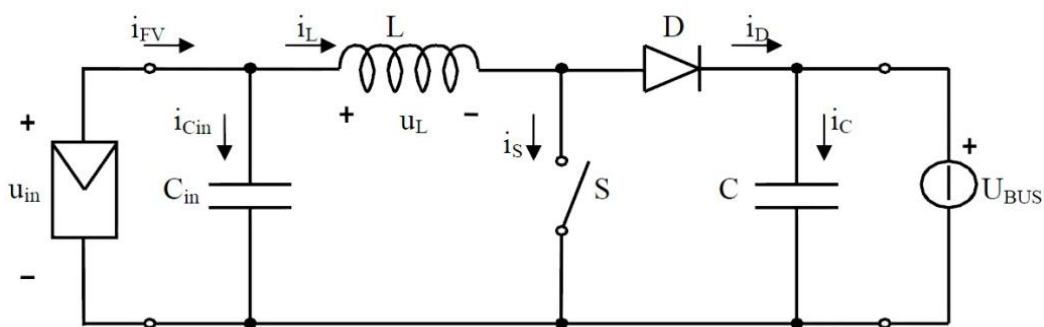


Figura 2.6 Schema del boost con l'utilizzo di capacità in ingresso.

## 2.4 GLI INVERTER MULTILIVELLO

Il concetto dei convertitori multilivello è stato introdotto da Baker e Bannister nel 1975 e il termine multilivello deriva dal convertitore *3-level-NPC* proposto nel 1981 da Nabae, Takahashi e Akagi.

Gli inverter multilivello a sorgente di tensione sono strutture circuitali che operano conversioni di tensione principalmente da continua ad alternata. A differenza di quelli a due livelli, questi convertitori consentono di:

- Ridurre lo stress di tensione sugli interruttori;
- Ottenere in uscita forme d'onda a gradini su tre o più valori di tensione, con un conseguente miglioramento dello spettro armonico, una riduzione di stress su eventuali trasformatori in uscita e una implementazione più semplice dei filtri di uscita;
- Operare a tensioni e potenze molto elevate;
- Poter diminuire il numero di commutazioni degli interruttori;
- Avere una corrente di ingresso con distorsioni molto contenute.

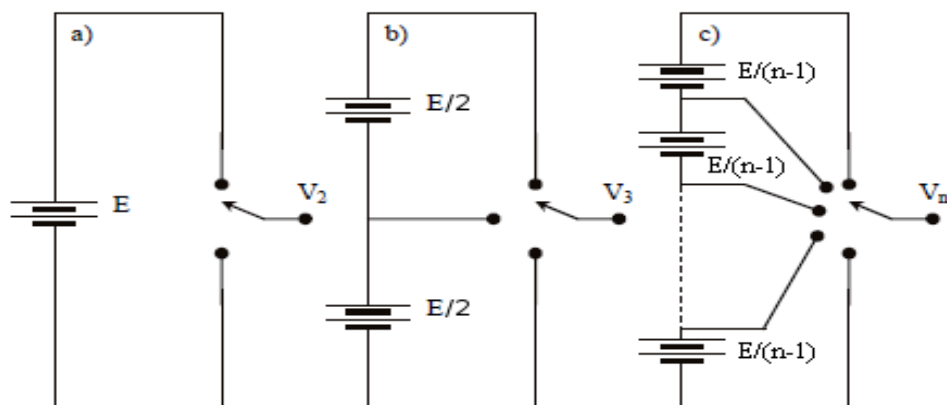


Figura 2.7 Principio di utilizzo dei livelli. [13]

Questi convertitori presentano ovviamente anche alcuni aspetti negativi; infatti, i vantaggi sono più visibili all'aumentare dei livelli, e questo comporta:

- Una complessità maggiore e costi progettuali elevati;
- Un rendimento di conversione ridotto dovuto all'aumento dei dispositivi attivi impiegati.

Le sorgenti di tensione sono solitamente dei condensatori carichi, e la quantità di questi condensatori e degli altri dispositivi necessari dipende dal numero di livelli dell'inverter. Un inverter monofase ad  $m$  livelli tipicamente ha come sorgenti di tensioni sul bus  $DC$   $m-1$  condensatori. Le varie commutazioni degli interruttori permettono di sommare in uscita le varie tensioni dei condensatori.

### 2.4.1 INVERTER DIODE-CLAMPED MULTILIVELLO

Per spiegare il funzionamento di tale inverter si può partire dalla versione più semplice, cioè l'inverter monofase a tre livelli *diode-clamped* a mezzo ponte di figura 2.8.

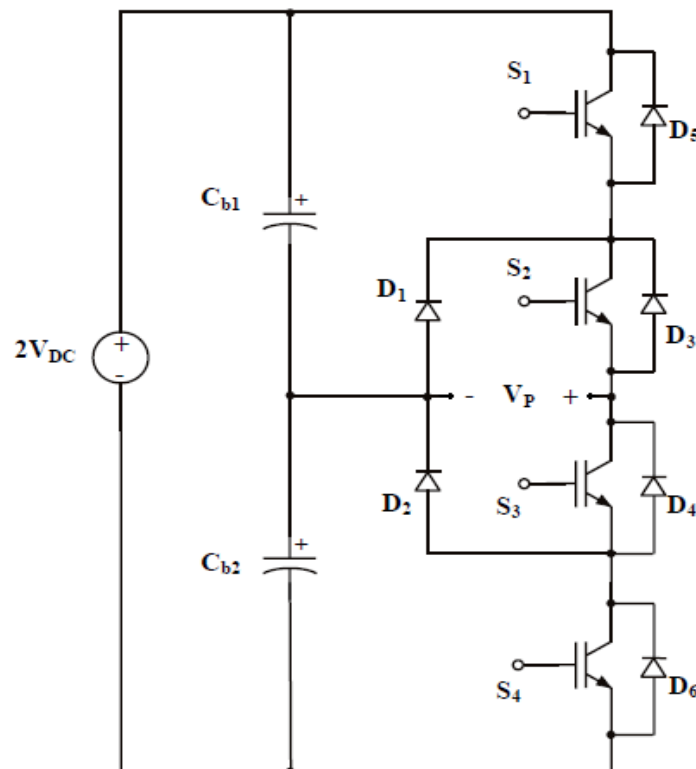


Figura 2.8 Schema dell'inverter monofase a tre livelli diode-clamped.

Sul lato  $DC$  vi sono due condensatori in serie di uguale valore  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$ , che hanno la funzione di sorgente di tensione con il punto intermedio neutro. Nel ramo ci sono due interruttori in serie alti e due bassi.

Ogni condensatore ha ai suoi capi una tensione pari a  $V_{DC}$ , che è poi anche la massima tensione a cui sono sottoposti gli interruttori quando sono aperti, per mezzo dei diodi di aggancio  $D_1$  e  $D_2$ , collegati al punto neutro tra le due capacità e al punto intermedio delle due coppie di interruttori. Questo aspetto rappresenta un vantaggio rispetto all'inverter tradizionale a mezzo ponte in cui la tensione di stress sugli interruttori è pari a  $2V_{DC}$ .

I tre livelli di tensione di  $V_p$  con riferimento al punto intermedio tra le due capacità sono  $+V_{DC}$ ,  $0$ ,  $-V_{DC}$ . Per ottenere  $+V_{DC}$  vengono accesi solo i due interruttori alti, per  $-V_{DC}$  i due interruttori bassi e per lo  $0$  gli interruttori interni.

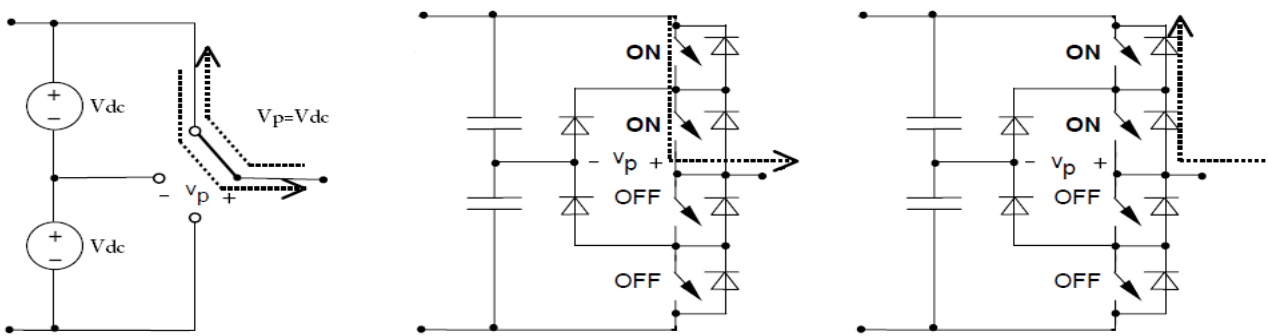


Figura 2.9 Livello alto dell'inverter con selezione degli interruttori del ramo alto. [13]

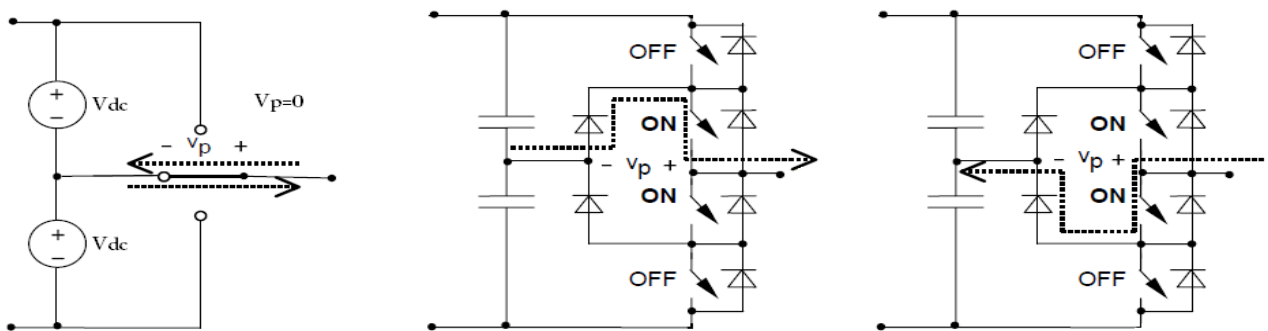
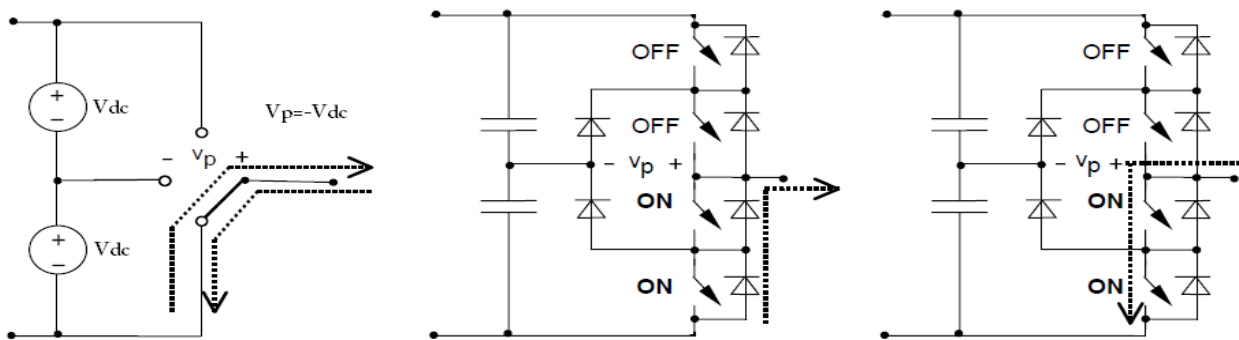


Figura 2.10 Livello 0 dell'inverter con selezione degli interruttori centrali. [13]



**Figura 2.11 Livello basso dell'inverter con selezione degli interruttori del ramo basso. [13]**

Dalle figure 2.9, 2.10 e 2.11 si possono osservare i possibili versi delle correnti nei vari casi. La corrente, a regime permanente, non presenta alcuna componente continua per la presenza di sorgenti di tipo capacitivo. La differenza sostanziale con un convertitore a 2 livelli è la presenza dei diodi  $D_1$  e  $D_2$  che permettono di ottenere in uscita la tensione del punto centrale tra le capacità. Le strategie di commutazione degli interruttori possono essere diverse, facendo attenzione a non accendere contemporaneamente tutti gli interruttori, cosa che causerebbe un cortocircuito del bus in continua.

Stati degli interruttori				Tensione di uscita $V_p$
$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	
ON	ON	OFF	OFF	$+V_{DC}$
OFF	ON	ON	OFF	0
OFF	OFF	ON	ON	$-V_{DC}$

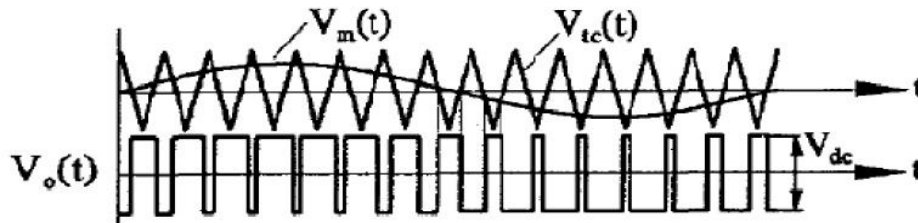
**Tabella 2.1 Stati degli interruttori e relativi livelli di uscita.**

## 2.5 STRATEGIE DI CONTROLLO E COMMUTAZIONE

Uno dei metodi più utilizzati per ottenere le commutazioni dei dispositivi switch di un inverter, in modo da avere in uscita il segnale desiderato, è la tecnica *SPWM* (Sinusoidal Pulse Width Modulation).

Questa tecnica permette di controllare accuratamente l'ampiezza, la frequenza e la forma d'onda di tensione (media) applicata in uscita al carico. Le caratteristiche di questa modulazione, usata anche per gli inverter a 2 livelli, prevede l'utilizzo di due segnali comparati tra di loro:

- Un segnale portante triangolare di frequenza  $f_c$ ;
- Un segnale modulante (o di controllo) sinusoidale, la cui frequenza  $f_m$  corrisponde a quella che si vuole ottenere in uscita.



**Figura 2.12 Confronto tra portante triangolare  $V_{tr}$  e modulante sinusoidale  $V_m$ , con segnale risultante  $V_o$ . [13]**

Dalla comparazione di questi segnali si ricava il segnale che, nel caso di un inverter a 2 livelli monofase ad un ramo, controlla le commutazioni della coppia complementare di switch. Si tratta di un segnale a onda quadra che presenta variazioni di duty-cycle.

Due parametri importanti da considerare sono:

- L'indice di modulazione  $m_a$ , detto anche rapporto di modulazione d'ampiezza, dato da

$$m_a = \frac{V_m}{V_{tr}}, \quad (2.2)$$

dove  $V_m$  è il valore di picco del segnale di modulazione, mentre  $V_{tr}$  è quello della portante triangolare. L'ampiezza della componente fondamentale della tensione, ricavata in uscita mediante l'*SPWM*, è funzione proprio di tale parametro:

$$V_{an} = m_a \cdot V_{DC} \quad (2.3)$$

con  $2V_{DC}$  pari alla tensione in continua e  $V_{an}$  pari al valore di picco della fondamentale della tensione di uscita, alla stessa frequenza del segnale di controllo. Con valori di  $m_a < 1$  si ha una modulazione lineare, mentre con indici maggiori si ha una sovr modulazione, fino a ottenere una modulazione a onda quadra.

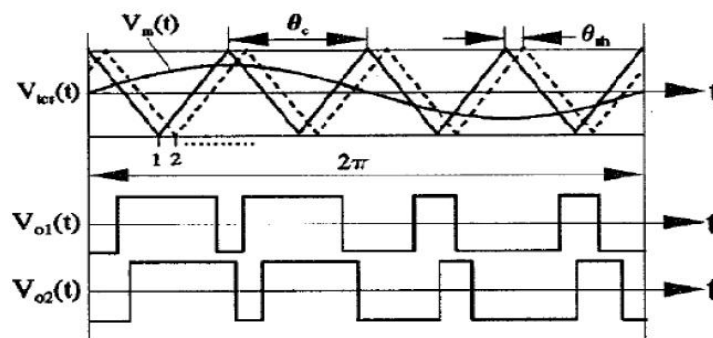
- Il rapporto frequenza portante - frequenza modulante:  $m_f$ . La frequenza  $f_c$  della portante determina la frequenza di commutazione degli interruttori. Nello spettro armonico in uscita, oltre alla componente fondamentale, si trovano intervalli di banda centrati attorno ai multipli di  $f_c$ . Più grande è il parametro  $m_f$  e maggiore è la distanza in frequenza tra fondamentale e componenti armoniche.

Una condizione importante da tener conto in questo tipo di modulazione è l'alta frequenza della portante, la quale è facilmente filtrabile in uscita rispetto al segnale utile desiderato, ma che comporta una maggiore perdita di potenza sugli interruttori in commutazione.

La tecnica *SPWM* multilivello è la stessa di quella descritta finora, con la differenza che la componente fondamentale della tensione di uscita è  $V_{an} = m_a \cdot 2V_{DC} / (m - 1)$  e il segnale di riferimento non cambia. Vengono però usate più portanti triangolari di numero  $(m - 1)$ , con  $m$  numero di livelli. Dalla comparazione di ogni portante con il segnale di riferimento si ottengono  $(m - 1)$  segnali, ciascuno dei quali pilota una diversa coppia complementare di interruttori.

Le tecniche più utilizzate per ottenere l'*SPWM* sono tre e differiscono per le caratteristiche delle portanti:

- **SPWM multilivello con disposizione della portante (PD, Phase Disposition)**, in cui vengono disposte  $(m - 1)$  portanti triangolari su  $m$  livelli in modo da contenere l'intero segnale di controllo, e ottenere una modulazione lineare con lo stesso segnale di riferimento. Ogni livello, nel confronto, genera il segnale che pilota una coppia complementare di interruttori.
- **SPWM multilivello con traslazione di fase (PS, Phase Shifted)**, che prevede  $(m - 1)$  portanti il cui valore picco-picco è sempre lo stesso, maggiore o uguale al riferimento per una modulazione lineare. Le portanti sono traslate tra di loro di  $360^\circ / (m - 1)$ .



**Figura 2.13 Sfasamento delle portanti triangolari, confronto con un segnale modulante e segnali risultanti. [13]**



Questa tecnica ben si presta per gli inverter a cascata e nella topologia dei *diode-clamped*; i segnali non possono essere applicati alle coppie complementari di interruttori, ma serve un sistema di controllo più elaborato. Il contenuto armonico più significativo, che distorce la sinusoide di uscita, si trova attorno alla frequenza  $(m - 1) \cdot f_c$ , il che significa che più sono i livelli, e più larga è la distanza tra la componente fondamentale e le armoniche da eliminare.

- **SPWM multilivello con tecnica ibrida della portante (H, Hybrid)**, che utilizza la disposizione della portante su più livelli come per la *PD*, con le portanti al di sopra e al di sotto del livello 0 sfasate tra di loro di  $\frac{360^\circ}{(m-1)/2}$ . Le componenti armoniche vengono in tal caso a trovarsi attorno alla frequenza  $(m - 1) \cdot f_c / 2$ , quindi a metà rispetto al caso *PS*.

L'indice di modulazione si ottiene, nei vari casi illustrati di *SPWM*, con le tre formule di tabella 2.2,

	PD	H	PS
$m_a$	$\frac{V_m}{[(m - 1)/2] \cdot V_{trpp}}$	$\frac{V_m}{V_{trpp}}$	$\frac{V_m}{V_{tr}}$

**Tabella 2.2 Indice di modulazione con le diverse tecniche.**

dove  $V_m$  è il valore di picco del segnale modulante,  $V_{tr}$  il valore di picco di una portante triangolare e  $V_{trpp}$  il valore picco-picco della triangolare.

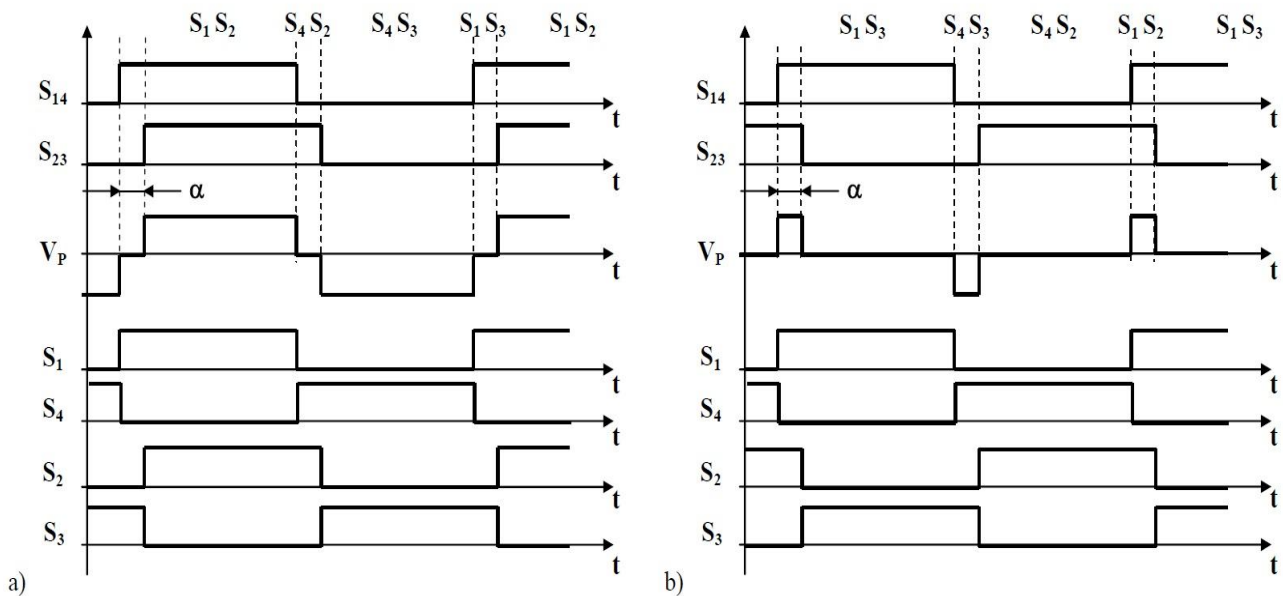
## 2.6 MODULAZIONE INVERTER NPC – 3 LEVEL

Nel secondo stadio del sistema di conversione, cioè l'inverter *NPC 3-level*, si è scelto di utilizzare una modulazione a sfasamento *PS (Phase Shifted)*, invece di controllare i tempi di accensione e di spegnimento di ogni singolo interruttore. Questo metodo permette di far lavorare il dispositivo con *duty-cycle* costante al 50% variando solo lo sfasamento tra i comandi.

Gli interruttori vengono gestiti a coppie,  $S_1$ - $S_4$  e  $S_2$ - $S_3$  assumendo sempre stati complementari; nella realtà si utilizzano dei tempi morti per evitare che si verifichino dei cortocircuiti sul *DC-link*. Esistono due modalità di realizzazione di questa tecnica come mostrato in figura 2.14:

- Con regolazione del complemento del *duty-cycle* ( $1 - D$ ), nel quale il comando  $S_{23}$  ha un angolo di sfasamento rispetto al comando  $S_{14}$  minore di  $180^\circ$ ;
- Con regolazione diretta del *duty-cycle* ( $D$ ), nel quale il comando  $S_{23}$  ha un angolo di sfasamento rispetto al comando  $S_{14}$  maggiore di  $180^\circ$ .

In fase di implementazione del controllo di corrente  $I_{out}$ , questi aspetti vanno considerati, in quanto hanno effetto opposto sulla tensione media raddrizzata al secondario. In figura 2.14 sono mostrati i comandi per ogni singolo interruttore e la tensione risultante al secondario  $V_p$ .



**Figura 2.14** Onde quadre sfasate a) con angolo minore di  $180^\circ$ , b) con angolo maggiore di  $180^\circ$ .

Le due strategie implicano anche un diverso ruolo dei dispositivi, in particolare dei diodi di clamp  $D_1$  e  $D_2$ . In entrambe avvengono commutazioni di tipo *ZCS* per i dispositivi attivi in fase di accensione, mentre le fasi di spegnimento sono tutte *“hard”*, cosa che può essere risolta con l’impiego di snubber in parallelo agli *IGBT*, in modo da farli spegnere in modalità *“soft”*.

Altro aspetto da considerare, nel convertitore, è che il funzionamento dipende dal corretto valore dei livelli, che dipendono a loro volta dal bilanciamento delle capacità d’ingresso; questo significa che nell’implementazione del controllo, bisogna prevedere un’eventuale correzione dovuta a minime differenze tra i due valori delle capacità.

## 2.7 EFFETTO DEI TEMPI MORTI DEI COMANDI

Fin ad ora si è ipotizzato che gli interruttori siano ideali e le loro commutazioni istantanee. In realtà, in conseguenza dei tempi non nulli di apertura e di chiusura propri di ogni interruttore, e degli inevitabili ritardi introdotti dai circuiti di pilotaggio, l'interruttore è aperto in un istante di commutazione prestabilito; tuttavia, la chiusura dell'interruttore complementare (ad esempio  $S_1$ - $S_4$ ) nella modulazione Phase Shifted è ritardata di un tempo  $T_{\Delta}$  (detto tempo morto), che è scelto con un certo margine di sicurezza per evitare il cortocircuito dell'intero ramo ( $S_1$ - $S_2$ - $S_3$ - $S_4$ ). Il tempo morto può variare dalle poche decine di  $ns$  per gli interruttori più veloci come i *MOS*, mentre può essere molto più elevato, sull'ordine di decine di  $\mu s$ , per gli interruttori più lenti, generalmente utilizzati per potenze elevate.

Durante il tempo morto entrambi gli interruttori complementari sono aperti, e la tensione in uscita risulta essere pari al valore 0, con la corrente che al primario si richiude sull'induttanza di magnetizzazione.

La differenza tra la tensione media generata al secondario raddrizzato da una commutazione con o senza tempi morti è:

$$\Delta V_{s\_radd} = \pm \frac{n \cdot V_{DC} \cdot T_{\Delta}}{T_{sw}} = \pm (n \cdot V_{DC} \cdot T_{\Delta}) \cdot F_{sw} \quad (2.4)$$

Essendo noti la frequenza di commutazione e il tempo morto, l'errore medio causato dai tempi morti è calcolabile con l'eq. 2.4. Utilizzando un sensore di corrente di carico, si può decidere il segno dell'errore e quindi effettuare una correzione in tempo reale, aumentando o diminuendo  $\delta$  di una quantità predeterminata, in modo da generare un errore uguale e contrario sulla tensione di uscita. Questa tecnica di compensazione viene chiamata *Feed-Forward*. L'inevitabile errore di compensazione dei tempi morti ancora presente dopo la correzione può essere eliminato con un sistema di retroazione.[12]



# CAPITOLO 3: ANALISI DELL'INVERTER

## 3.1 INTRODUZIONE

In questo capitolo viene proposta un'analisi del solo stadio inverter, in particolare sul dimensionamento del convertitore e sulle problematiche del controllo. Non sarà analizzato lo stadio boost in ingresso perché già oggetto di altre tesi, dalle quali saranno presi dei valori per permettere il dimensionamento del circuito.

Nel boost, a monte, è stato impiegato in uscita un dispositivo in grado di regolare la tensione a un valore costante, fino a un massimo di  $500 V$ .

Quindi, nel dimensionare i componenti, prenderemo un valore di *DC-link* pari a circa  $450 V$ , valore utilizzato anche nel precedente lavoro di tesi. Questa è ovviamente una condizione che discosta l'analisi dall'impiego reale dello stadio inverter.

Infatti, per ottenere una riduzione delle perdite, bisognerebbe utilizzare tutta la tensione disponibile prodotta dalle stringhe di moduli, fino a un massimo di  $600 V$  in ambito residenziale.

Lo scopo di questo stadio è di iniettare in rete la corrente in tutte le condizioni, e per ottenere questo è necessario che i livelli di tensione del *3-level* siano in valore assoluto maggiori della tensione di rete.

Se si considera una tensione di rete con valore efficace nominale di  $230 V$  e si ipotizzano oscillazioni massime del  $\pm 10\%$  del valore nominale, si ottiene una tensione *DC* picco-picco pari a:

$$V_{rete\_MAX} = 230 \cdot \sqrt{2} \cdot 1.1 \cong 358 V \quad (3.1)$$

Stimando le cadute di tensione di  $1 V$  sui diodi e di  $1.5 V$  sugli interruttori si ha una perdita di circa  $7 V$  tra *DC-link* e uscita, in quanto sono presenti due interruttori in conduzione sull'inverter ad alta frequenza, un diodo sul ponte raddrizzatore a presa centrale al secondario del trasformatore e due interruttori in conduzione sull'inverter di rete a ponte intero.

Il valore minimo di  $2V_{DC}$  dovrebbe essere almeno il doppio di  $V_{rete\_MAX}$ , poiché i livelli in uscita dell'inverter sono  $+V_{DC}$ ,  $0$  e  $-V_{DC}$ . Dunque considerando anche le perdite sui componenti si ha:

$$2V_{DC\_MIN} = 2 \cdot (V_{rete\_MAX} + c. d. t.) \cong 732 V \quad (3.2)$$

La presenza di un grado di libertà, il rapporto spire del trasformatore, all'interno del convertitore permette dunque di lavorare anche con tensioni inferiori sul *DC-link*. Infatti, come prima accennato, la tensione d'ingresso è  $2V_{DC} = 450 V$ . Da questi valori è possibile ottenere il rapporto spire del trasformatore d'isolamento:

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{732}{450} \cong 1.7 \quad (3.3)$$

### 3.2 DIMENSIONAMENTO DELL'INVERTER NPC-3LEVEL

Riferendoci alla figura 3.1, per eseguire un corretto dimensionamento vengono imposti inizialmente alcuni limiti di progetto:

- Potenza di uscita  $P_{OUT} = 2000 W$  (3.4)

- Tensione bus DC  $2V_{DC} = 450 V$  (3.5)

- Tensione di uscita massima (>+10%)  $V_{OUT\_M} = 390 V$  (3.6)

- Tensione di uscita minima (<-10%)  $V_{OUT\_m} = 260 V$  (3.7)

- Rapporto spire del trasformatore  $n = 2$  (3.8)

- Frequenza di commutazione  $f_{SW} = 25 \cdot 10^3 Hz$  (3.9)

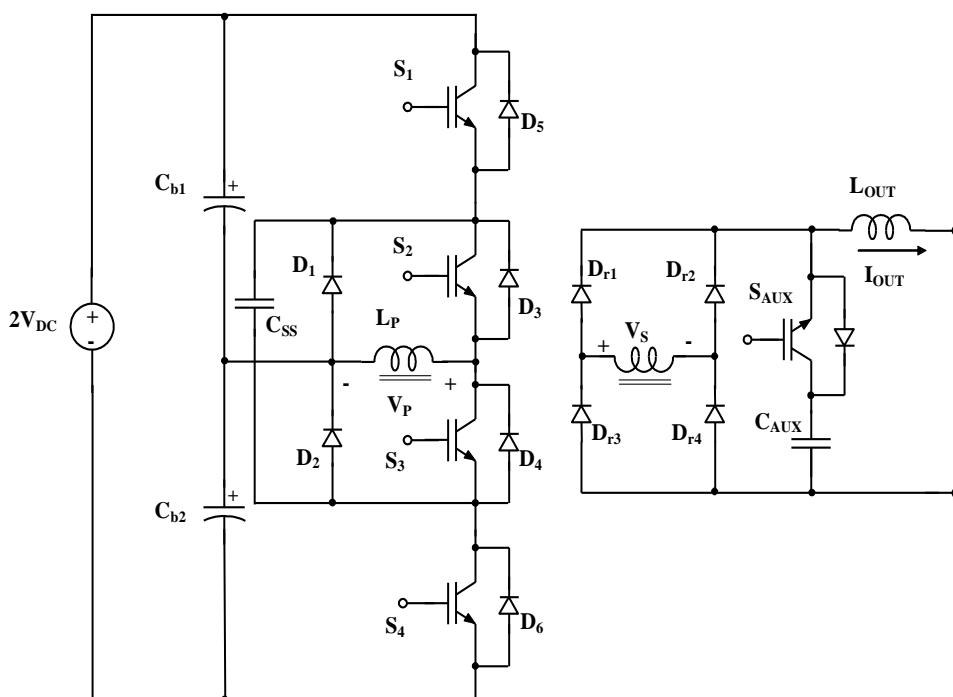
- Frequenza di rete  $f_{rete} = 50 Hz$  (3.10)

- Ripple corrente d'uscita picco-picco  $\Delta I_{out\_pp\_rel} = 0.2$  (3.11)

- Ripple tensione d'ingresso picco-picco  $\Delta V_{dc\_pp\_rel} = 0.2$  (3.12)

- Resistenza serie induttore di uscita  $ESR_L = 100 \cdot 10^{-3} \Omega$  (3.13)

- Resistenza serie capacità d'ingresso  $ESR_C = 100 \cdot 10^{-3} \Omega$  (3.14)



**Figura 3.1** Circuito dell'Inverter NPC-3 level.

La potenza di uscita è dovuta alla limitazione del boost a monte che può fornire in ingresso un valore di potenza minore o uguale a  $2000 \text{ W}$ . I valori di tensione di uscita massima e minima sono in modulo più grandi del  $\pm 10\%$  discusso in precedenza, in modo da permettere un corretto funzionamento anche con valori al di fuori di quelli standard. Questo comporta però un aumento del rapporto spire del trasformatore, il quale sarà più grande di quello ipotizzato in precedenza, dunque si avrà  $n = 2$ . La frequenza di commutazione è uguale a quella del boost a monte, progettato in altri lavori di tesi, e pari a  $25 \text{ kHz}$ .

Come ipotesi di progetto vengono specificati i limiti dei ripple di corrente in uscita e di tensione in ingresso, con valori intorno al  $\pm 10\%$  del loro valore nominale.

Vengono impiegati i valori dei moduli *IGBT 70MT060WHTAPbF* di *International Rectifier* (IR), che sono:

- Resistenza equivalente a  $125^\circ\text{C}$  e  $I_c = 25 \text{ A}$   $R_{CE\_on} = 0.045 \Omega$  (3.15)

- Caduta di tensione in conduzione a 125 °C  $V_{CE\_sat} = 0.81 V$  (3.16)

- Caduta di tensione dei diodi di clamp  $V_{D12\_on} = 1.52 V$  (3.17)

- Caduta di tensione diodi D<sub>3</sub>,D<sub>4</sub>,D<sub>5</sub>,D<sub>6</sub>  $V_{D3456\_on} = 1.7 V$  (3.18)

I diodi di potenza utilizzati sono i *RURIS1560S9A* che hanno:

- Caduta di tensione in conduzione  $V_{D\_on} = 1 V$  (3.19)

- Resistenza equivalente in conduzione  $R_{D\_on} = 10 \cdot 10^{-3} \Omega$  (3.20)

Il massimo valore di corrente in uscita si avrà in corrispondenza del minimo valore di tensione, perciò ricaviamo la corrente in uscita massima come:

$$I_{out\_M} = \frac{2P_{out}}{V_{out\_m}} \quad (3.21)$$

$$I_{out\_M} = 15.385 A \quad (3.22)$$

Si può dunque risalire all'ampiezza del ripple picco-picco della corrente di uscita, moltiplicando la corrente massima di uscita per la percentuale di ripple ipotizzato:

$$\Delta I_{out\_M\_pp} = I_{out\_M} \cdot \Delta I_{out\_pp\_rel} \quad (3.23)$$

$$\Delta I_{out\_M\_pp} = 3.077 A \quad (3.24)$$

Le cadute di tensione sugli interruttori e sui diodi vengono assunte costanti e pari a:

$$V_{CE} = V_{CE\_sat} + R_{CE\_on} \cdot I_{out\_M} \quad (3.25)$$

$$V_{CE} = 1.502 V \quad (3.26)$$



Ora si può passare al dimensionamento delle due capacità d'ingresso  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$ , ricordando che lo sbilanciamento istantaneo tra i flussi di potenza in ingresso (continuo) e in uscita (pulsato a  $100\text{ Hz}$ ), implica la presenza di una componente ondulatoria a una frequenza doppia rispetto a quella di rete:

$$C_{b1} = C_{b2} = \frac{P_{out}}{V_{DC}^2 \cdot \Delta V_{dc\_pp\_rel} \cdot 4 \cdot \pi \cdot f_{rete}} \quad (3.27)$$

$$C_{b1} = C_{b2} = 3.2 \cdot 10^{-4} \text{ F} \quad (3.28)$$

con  $V_{DC} = 225\text{ V}$  pari alla metà della tensione del bus  $DC$  e  $4 \cdot \pi \cdot f_{rete}$  pari al doppio della pulsazione di rete. Dunque si ottiene sul bus in continua una tensione costante a cui è sovrapposta una componente alternata a  $100\text{ Hz}$ . Si può calcolare il massimo valore di  $V_{DC}$  dovuto al ripple:

$$V_{dc\_M} = V_{dc} \cdot \left(1 + \frac{\Delta V_{dc\_pp\_rel}}{2}\right) \quad (3.29)$$

$$V_{dc\_M} = 247.1 \text{ V} \quad (3.30)$$

Conoscendo il valore massimo di tensione del  $DC$ -link si può calcolare l'induttanza di uscita:

$$L_{out} = \frac{V_{dc\_M} \cdot n}{8 \cdot f_{SW} \cdot \Delta I_{out\_M\_pp}} \quad (3.31)$$

$$L_{out} = 8.1 \cdot 10^{-4} \text{ H} \quad (3.32)$$

Infine per il trasformatore ad alta frequenza, si considerano solo l'induttanza di magnetizzazione e di dispersione al primario, per permettere il corretto funzionamento durante le simulazioni.

Dunque i valori scelti per questi due elementi sono:

$$L_{\mu} = 100 \cdot 10^{-3} \text{ H} \qquad L_d = 5 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (3.33)$$

### 3.3 IL FILTRO DI USCITA

Il filtro passa basso posto in uscita del convertitore fornisce un'attenuazione di tutte quelle armoniche indesiderate con frequenza superiore alla fondamentale. In particolare, negli inverter per applicazioni fotovoltaiche, tale filtro è generalmente progettato per attenuare tutte quelle armoniche ad alta frequenza generate dalla commutazione ed esterne alla banda passante del sistema di controllo. Il compito di attenuare le armoniche al di sotto dei  $4-5\text{ kHz}$ , principalmente dovute alla presenza di tempi morti o dalla non linearità del modulatore, è invece attribuito al sistema di controllo in retroazione.

Il filtro di uscita è attraversato dalla corrente di carico, e solitamente viene realizzato utilizzando solo componenti reattivi, ovvero induttanze e capacità.

Le principali tipologie di filtro sono:

- Singolo induttore, che è di facile progettazione, ma nelle applicazioni fotovoltaiche è raramente utilizzato, poiché è previsto un valore molto elevato di induttanza per ottenere una buona capacità filtrante, e ciò penalizza la velocità di risposta ad eventuali transitori;
- Induttanza-Capacità, ancora oggi molto utilizzata, che genera un filtro passa basso del secondo ordine con una frequenza di risonanza che dipende dal carico o dalla linea elettrica; purtroppo questa variazione della risonanza complica l'ottimizzazione del sistema di controllo;
- Induttanza-Capacità-Induttanza, che pur richiedendo più componenti, è attualmente la più utilizzata per le medie potenze, con un elevato potere filtrante. La presenza della seconda induttanza con un valore maggiore dell'induttanza equivalente della rete, rende la frequenza di risonanza del filtro insensibile alle variazioni della rete. La presenza di questo filtro può provocare problemi di stabilità e una realizzazione più impegnativa del sistema di controllo.

In questo circuito viene impiegato un filtro  $L-C-L$ , dove la prima induttanza è quella di uscita già progettata nel precedente paragrafo.

Bisogna dimensionare la capacità  $C_{lin}$  e l'induttanza  $L_{lin}$  del filtro. Si ipotizza che su  $C_{lin}$  sia presente la componente media a  $50\text{ Hz}$  e che l'impedenza di  $L_{lin}$  sia piccola a  $50\text{ Hz}$ . Dunque la tensione su  $C_{lin}$  è circa uguale a quella di rete raddrizzata, e si trascura l'ondulazione di tensione del  $DC-link$ .

La funzione di trasferimento detta trasferimento di corrente, cioè il rapporto tra la corrente immessa in rete e la componente fondamentale sull'induttanza  $L_{out}$ , risulta essere:

$$\frac{I_{out}}{I_{L1}} = H(s) = \frac{1}{1 + C_{lin} \cdot L_{lin} \cdot s^2} \quad (3.34)$$

$C_{lin}$  e  $L_{lin}$  devono essere dimensionati in modo tale che la distorsione armonica, generata dal ripple in alta frequenza, della corrente immessa in rete non dia luogo a un  $THD_{33} > 0.3\%$ . Impongo dunque che l'induttanza di linea sia una decade più piccola di quella di uscita dell'inverter e che l'impedenza del condensatore  $C_{lin}$  sia circa quaranta volte più piccola di quella di  $L_{out}$  alla frequenza di commutazione:

$$L_{lin} = 0.1 \cdot L_{out} \quad L_{lin} = 8.1 \cdot 10^{-5} H \quad (3.35)$$

$$C_{lin} = \frac{40}{(2 \cdot \pi \cdot f_{sw})^2 \cdot L_{out}} \quad C_{lin} = 2.001 \cdot 10^{-6} F \quad (3.36)$$

### 3.4 STIMA DELLE PERDITE

Un aspetto particolare da considerare è quello delle perdite legate al convertitore. Infatti, bisogna verificare che il dimensionamento dell'intero sistema non produca delle perdite sui componenti che possano ridurre l'efficienza complessiva di conversione.

In primo luogo si calcolano alcuni andamenti istantanei delle grandezze del circuito, in seguito vengono calcolate le potenze perse sui vari componenti.

Gli andamenti del *duty-cycle* istantaneo e della corrente media di uscita istantanea nel caso peggiore, prendendo in considerazione il ripple della tensione d'ingresso, risultano essere:

$$D(\omega t) = \frac{V_{out\_M} \cdot |\sin(\omega t)|}{n \cdot V_{DC} \cdot \left(1 + \frac{\Delta V_{dc\_pp\_rel}}{2} \cdot \sin(2\omega t)\right)} \quad (3.37)$$

$$I_{out}(\omega t) = \frac{2 \cdot P_{out}}{V_{out\_m}} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (3.38)$$

Si calcola adesso il ripple di corrente istantaneo:

$$\Delta I_{out\_pp}(\omega t) = \frac{V_{out\_M} \cdot |\sin(\omega t)| \cdot (1 - D(\omega t))}{L_{out} \cdot f_{SW} \cdot 2} \quad (3.39)$$

Si calcolano adesso le perdite nei componenti reattivi, cioè sull'induttanza di uscita e sui condensatori in ingresso, con  $I_{in} = \frac{1.05 P_{out}}{2 \cdot V_{DC}}$ .

$$P_{Lout}(\omega t) = ESR_L \cdot \left( (I_{out}(\omega t))^2 + \frac{1}{12} \cdot (\Delta I_{out\_pp}(\omega t))^2 \right) \quad (3.40)$$

$$I_{Cdc\_rms}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{2} D(\omega t) \cdot \left[ \frac{(I_{out}(\omega t) - I_{in})^2}{2} + \frac{\Delta I_{out\_pp}(\omega t)^2}{24} \right] + \left( 1 - \frac{D(\omega t)}{2} \right) \cdot I_{in}^2} \quad (3.41)$$

$$P_{Cdc}(\omega t) = 2 \cdot ESR_C \cdot (I_{Cdc\_rms}(\omega t))^2 \quad (3.42)$$

Facendo una media delle (3.40) e (3.42) si ottengono le potenze dissipate sulle due capacità di ingresso e sull'induttanza di uscita:

$$P_{Cdc} = 5.007 \text{ W} \quad P_{Lout} = 11.87 \text{ W} \quad (3.43)$$

Per le perdite in conduzione dei diodi, del raddrizzatore post-trasformatore, si valuta la corrente media ed efficace che li attraversa:

$$I_{Dr\_media}(\omega t) = \frac{I_{out}(\omega t)}{2} \quad (3.44)$$

$$I_{Dr\_rms}(\omega t) = \sqrt{\frac{I_{out}(\omega t)^2}{2} + \frac{\Delta I_{out\_pp}(\omega t)^2}{24}} \quad (3.45)$$

La potenza dissipata sui due diodi del raddrizzatore si ottiene mediando la seguente equazione:

$$P_{cond\_Dr}(\omega t) = 4 \cdot \left( V_{D\_on} \cdot I_{Dr\_media}(\omega t) + R_{D\_on} \cdot (I_{Dr\_rms}(\omega t))^2 \right) \quad (3.46)$$

$$P_{cond\_Dr} = 10.981 \text{ W} \quad (3.47)$$

La potenza dissipata sui diodi di clamp è ottenibile dalle seguenti relazioni:

$$I_{Dc\_media}(\omega t) = I_{out}(\omega t) \cdot \frac{1}{2} \cdot (1 - D(\omega t)) \quad (3.48)$$

$$I_{Dc\_rms}(\omega t) = \sqrt{\left( I_{out}(\omega t)^2 + \frac{\Delta I_{out\_pp}(\omega t)^2}{12} \right) \cdot \frac{1}{2} \cdot (1 - D(\omega t))} \quad (3.49)$$

$$P_{cond\_Dc}(\omega t) = 2 \cdot \left( V_{D\_on} \cdot I_{Dc\_media}(\omega t) + R_{D\_on} \cdot \left( I_{Dc\_rms}(\omega t) \right)^2 \right) \quad (3.50)$$

Mediando la 3.50 si ottiene:

$$P_{cond\_Dc} = 3.406 \text{ W} \quad (3.51)$$

Le potenze dissipate sugli interruttori, in fase di conduzione, possono essere calcolate con le seguenti relazioni:

$$I_{S14\_media}(\omega t) = I_{out}(\omega t) \cdot \frac{D(\omega t)}{2} \quad (3.52)$$

$$I_{S14\_rms}(\omega t) = \sqrt{\frac{D(\omega t)}{2} \cdot \left( I_{out}(\omega t)^2 + \frac{\Delta I_{out\_pp}(\omega t)^2}{12} \right)} \quad (3.53)$$

$$I_{S23\_media}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot I_{out}(\omega t) \quad (3.54)$$

$$I_{S23\_rms}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot I_{out}(\omega t)^2 + \frac{\Delta I_{out\_pp}(\omega t)^2}{24}} \quad (3.55)$$

$$P_{cond\_S14}(\omega t) = 2 \cdot \left( V_{CE\_sat} \cdot I_{S14\_media}(\omega t) + R_{CE\_on} \cdot I_{S14\_rms}(\omega t)^2 \right) \quad (3.56)$$

$$P_{cond\_S23}(\omega t) = 2 \cdot \left( V_{CE\_sat} \cdot I_{S23\_media}(\omega t) + R_{CE\_on} \cdot I_{S23\_rms}(\omega t)^2 \right) \quad (3.57)$$

Effettuando una media delle 3.56 e 3.57 si ottiene:

$$P_{cond\_S14} = 9.37 \text{ W} \qquad P_{cond\_S23} = 13.275 \text{ W} \qquad (3.58)$$

Infine, per le perdite sugli interruttori in commutazione, viene utilizzata una stima, ricavata da alcune prove di laboratorio a 450 V e 125 °C sugli IGBT discussi nei precedenti paragrafi, e pari a:

$$P_{comm\_IGBT} = 44.897 \text{ W} \qquad (3.59)$$

Una stima della potenza totale dissipata dal sistema, data dalla somma delle singole potenze dissipate dai vari componenti, e il rendimento risultano essere:

$$P_{lost\_tot} = 98.806 \text{ W} \qquad \eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{lost\_tot}} = 0.953 \qquad (3.60)$$

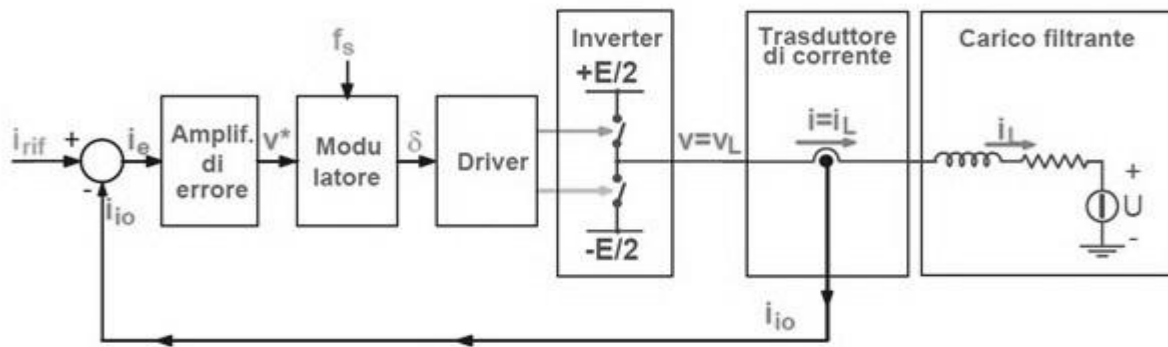
Dunque il rendimento totale del sistema risulta essere circa del 95%.

### 3.5 CONTROLLO DELL'INVERTER

Il controllo degli inverter viene eseguito solitamente con sistemi a controreazione, i quali rilevano alcune caratteristiche di uscita, le confrontano con valori desiderati e generano segnali di riferimento che agiscono direttamente sull'inverter. I motivi che portano a implementare strategie di controllo su questi dispositivi sono:

- Riduzione degli scostamenti di alcune variabili dal loro comportamento ideale a causa di ripple, di tempi morti o della variazione della tensione di alimentazione;
- Compensazione di variazioni delle variabili di uscita dovute a variazioni del carico;
- Controllo di grandezze correlate indirettamente con le tensioni dell'inverter, come il controllo di corrente.

Molto spesso è implementato un controllo di grandezze correlate alla tensione prodotta dall'inverter, come il controllo della corrente di carico.[16]



**Figura 3.2 Schema a blocchi dell'anello di corrente. [16]**

Viene impiegato un sensore o trasduttore di corrente che trasforma l'andamento istantaneo della corrente  $I_{Lout}$  in un segnale di tensione. Quest'ultimo viene confrontato con un riferimento di corrente  $i_{ref}$ .

L'errore generato dal confronto va in ingresso a un amplificatore, che con un'opportuna funzione di trasferimento genera dei riferimenti  $v^*$  per il modulatore, il quale produce i segnali di stato dell'inverter, sincroni con il riferimento e la frequenza di modulazione  $f_s$ .

In questo modo si ha una tensione di uscita dell'inverter tale da produrre una corrente di uscita con lo stesso andamento del riferimento.

Per realizzare un sistema a controreazione bisogna rispettare alcune regole dei controlli a catena chiusa, in modo da ottenere stabilità e risposte sufficientemente rapide.

In primo luogo bisogna assicurarsi che il sistema sia lineare, cosa che nella realtà non avviene a causa della non linearità di alcuni blocchi del sistema. Per procedere a una realizzazione del controllo, è necessario approssimare i vari blocchi con una linearizzazione.

Una prima approssimazione è quella di assumere la tensione di uscita proporzionale e senza ritardo alla tensione di alimentazione  $V_{DC}$  e al *duty-cycle*  $\delta$ , soprattutto nel caso in cui la frequenza di modulazione è molto maggiore di quella del riferimento, con  $m_f \gg 1$ .

In questo modo si possono trascurare i ritardi introdotti dai tempi morti e dai driver degli interruttori.

Una possibile seconda approssimazione è quella di trascurare il ripple di tensione e di corrente generati in uscita e riportati in ingresso dall'anello di retroazione. Spesso però i risultati derivanti da questa approssimazione sono lontani da quelli reali, soprattutto nei controlli di tipo analogico. Infine, molto spesso si considera il carico del dispositivo come se fosse puramente induttivo.

Nell'inverter *NPC 3-level* vengono implementati il controllo della corrente d'uscita e il controllo della tensione di ingresso, ovvero la tensione del *DC-link*.

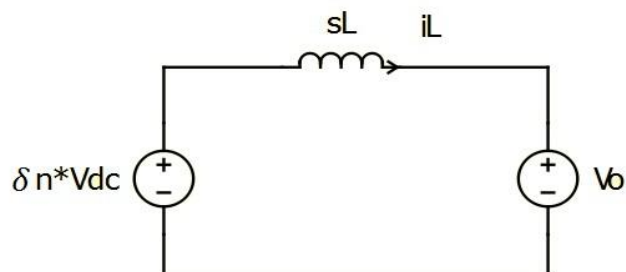
### 3.5.1 CONTROLLO DI CORRENTE

Per dimensionare correttamente il controllo di corrente bisogna, in primo luogo, risalire alle funzioni di trasferimento dei singoli blocchi della catena di retroazione. Per fare questo, bisogna considerare che la dinamica dell'intero sistema è governata dalle frequenze degli elementi reattivi, come l'induttanza di uscita  $L_{out}$  e le capacità di ingresso  $C_{bl,2}$ . Siccome queste frequenze differiscono da quella di commutazione per più di un ordine di grandezza, si può eliminare l'informazione riguardante la frequenza di switching e analizzare l'andamento medio delle grandezze del sistema, dove per grandezza media s'intende la media mobile:

$$\overline{x(t)} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t x(\tau) \cdot d\tau \quad (3.61)$$

Quindi si deriva un modello circuitale relativo alle grandezze mediate nel periodo di commutazione, il quale sarà non lineare. Successivamente si linearizza il sistema intorno ad un punto di lavoro. La tensione raddrizzata al secondario del trasformatore, con un angolo di sfasamento minore di  $180^\circ$  e quindi con un controllo diretto del complemento del *duty-cycle* ( $1-D$ ), sarà:

$$V_{srad} = \begin{cases} 0 & \Leftrightarrow t \in [0, \delta \cdot T_{sw}] \\ n \cdot V_{DC} & \Leftrightarrow t \in [\delta \cdot T_{sw}, T_{sw}] \end{cases} \quad (3.62)$$



**Figura 3.3 Modello relativo alle grandezze medie dell'inverter.**



Nelle ipotesi che la tensione di ingresso  $V_{DC}$  abbia una componente continua dominante si può scrivere:

$$n \cdot \delta \cdot V_{DC} - v_o - s \cdot L \cdot i_L = 0 \quad (3.63)$$

Per ricavare il modello ai piccoli segnali bisogna scomporre ogni grandezza  $x(t)$  come somma di un termine costante  $X$ , e un termine  $\hat{x}$  variabile:

$$\bar{x} = X + \hat{x} \quad (3.64)$$

Nell'ipotesi di piccoli segnali si possono trascurare i prodotti di perturbazione e si ha:

$$\hat{x} \ll X \quad \bar{x} \cdot \bar{y} = (X + \hat{x}) \cdot (Y + \hat{y}) \cong XY + X\hat{y} + \hat{x}Y \quad (3.65)$$

Nell'equazione (3.63) il termine  $\widehat{v}_o$  può essere ritenuto nullo in quanto, alla frequenza di commutazione, la tensione di uscita è praticamente costante (si avranno variazioni legate alla frequenza di rete  $f_{rete} = 50 \text{ Hz}$ ), e si avrà:

$$n \cdot \hat{\delta} \cdot V_{DC} - s \cdot L \cdot \hat{i}_L = 0 \quad (3.66)$$

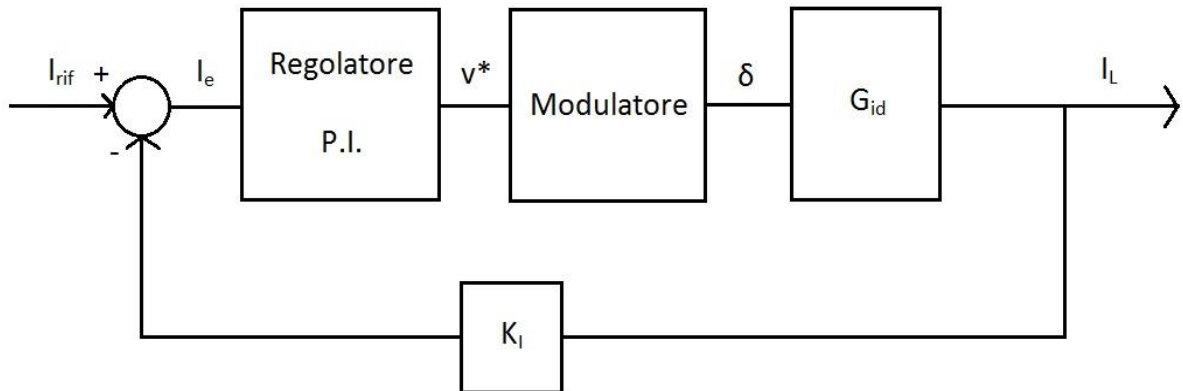
La funzione di trasferimento  $G_{id}$  tra corrente di uscita e *duty-cycle* risulta essere:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{n \cdot V_{DC}}{s \cdot L} \quad (3.67)$$

Molto spesso questa funzione, a causa di troppe approssimazioni, potrebbe dare dei risultati che sono distanti dai valori reali. Per evitare questo si tiene conto di alcuni effetti parassiti degli elementi dell'inverter, aggiungendo un polo che varia a seconda del dispositivo, a una frequenza compresa tra  $f_{sw}/6$  e  $f_{sw}/3$ . In questo dimensionamento il polo è posto a una pulsazione di  $\omega_{inv} = \omega_{sw}/3$ , cioè a una frequenza di circa  $8.3 \text{ kHz}$ . La f.d.t. finale sarà:

$$G_{id}(s) = \frac{n \cdot V_{DC}}{s \cdot L} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{inv}}\right)} \quad (3.68)$$

E' possibile ora ricavare le funzioni di trasferimento degli altri blocchi della catena di figura 3.4:



**Figura 3.4 Schema a blocchi dell'anello di corrente.**

Nel blocco modulatore si trova un segnale di riferimento di tipo triangolare con ampiezza picco-picco di  $2V_{tr\_MAX} = 30 \text{ V}$ . Solitamente, in prima approssimazione, si trascurano le variazioni di  $v^*$ , durante il periodo, che provocano uno spostamento dei comandi degli interruttori e quindi una non simmetria degli impulsi. La f.d.t. di questo blocco è:

$$G_{mod} = \frac{1}{2 \cdot V_{tr\_MAX}} \quad (3.69)$$

Il trasduttore di corrente generalmente ha risposte molto più rapide delle frequenze di commutazione, quindi il rapporto tra segnale di ingresso  $i_L$  e il segnale di uscita di controreazione è istantaneo e costante:

$$G_{Ti} = A_{Ti} \quad (3.70)$$

Infine bisogna dimensionare l'amplificatore di errore o regolatore, assumendo una caratteristica di tipo proporzionale integrale (P.I.). Il guadagno può essere espresso dalla seguente relazione:

$$G_R(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = \frac{K_I}{s} \cdot \left( 1 + \frac{s \cdot K_P}{K_I} \right) \quad (3.71)$$

Il guadagno complessivo della catena è dato dal prodotto dei guadagni dei blocchi che la compongono:

$$GH(s) = G_R(s) \cdot G_{mod} \cdot G_{id}(s) \cdot G_{Ti} \quad (3.72)$$

$$GH(s) = \frac{n \cdot V_{DC} \cdot A_{Ti} \cdot K_I}{2 \cdot V_{tr\_MAX} \cdot L} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_R}\right)}{s^2 \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{inv}}\right)} \quad (3.73)$$

L'andamento della funzione di trasferimento ha un primo tratto a pendenza  $-40 \text{ dB/decade}$  che finisce alla frequenza  $f_R = \omega_R / 2\pi$  dello zero dell'amplificatore, un secondo tratto a pendenza  $-20 \text{ dB/decade}$  fino alla frequenza  $f_{inv} = \omega_{inv} / 2\pi$  e l'ultimo tratto a pendenza  $-40 \text{ dB/decade}$ . Il guadagno della f.d.t. attraversa l'asse a  $zero \text{ dB}$ , cioè a guadagno unitario, alla frequenza  $f_c = \omega_c / 2\pi$ . In base al criterio di Bode, si ottiene una buona stabilità del controllo se l'attraversamento dell'asse unitario avviene con una pendenza di  $-20 \text{ dB/decade}$ , abbastanza lontano sia da  $f_R$  sia da  $f_{inv}$ . Secondo questo criterio si ottiene stabilità del controllo se il ritardo di fase alla frequenza di attraversamento  $-\varphi_c$  è inferiore a  $180^\circ$ , e la stabilità è tanto migliore quanto più grande è il margine di fase:

$$\varphi_{marg} = 180^\circ - \varphi_c \quad (3.74)$$

Solitamente un margine di fase superiore ai  $45^\circ$  assicura una buona stabilità e una maggiore velocità di risposta alle perturbazioni del sistema.

Lo sfasamento  $-\varphi_c$  dipende dalla pendenza della caratteristica intorno a  $f_c$ . Infatti, con una pendenza di  $-20 \text{ dB/decade}$ , si ha uno sfasamento di  $-90^\circ$ , e aumenta quanto più sono vicini alla frequenza di attraversamento  $f_c$  lo zero, a frequenza  $f_R$ , e il polo a frequenza  $f_{inv}$ , cioè l'inizio dei tratti a  $-40 \text{ dB/decade}$ . Bisogna dunque assicurarsi che  $f_c \leq f_{inv}$  e  $f_R \leq f_c$ , con almeno uno dei due punti di spezzamento  $f_R$  e  $f_{inv}$  lontano da  $f_c$ .

La presenza di un ripple non trascurabile nel segnale modulante pone delle limitazioni sul guadagno dell'intera catena, poiché potrebbe provocare intersezioni indesiderate nel periodo di commutazione. Una limitazione che solitamente viene adottata, è quella di avere il massimo ripple della corrente d'uscita inferiore all'ampiezza picco-picco della portante triangolare ( $2V_{tr\_MAX}$ ). I parametri noti nella funzione di trasferimento  $GH(s)$  sono:

- Rapporto spire del trasformatore  $n = 2$  (3.75)

- Metà tensione del DC-link  $V_{DC} = 225 \text{ V}$  (3.76)

- Induttanza di uscita  $L_{out} = 8.1 \cdot 10^{-4} H$  (3.77)

Alcuni parametri possono essere scelti come ipotesi di progetto o vincolati ai componenti che si utilizzano per realizzare il controllo:

- Guadagno della sonda di corrente  $A_{Ti} = 0.1$  (3.78)

- Ampiezza di picco della portante triangolare  $V_{tr\_MAX} = 15 V$  (3.79)

Per garantire una buona velocità all'anello di corrente si è ipotizzata una banda passante dell'anello pari a  $f_c = 5 kHz$ , mentre la frequenza dello zero del regolatore è stata posta pari a  $f_R = 500 Hz$ , cioè una decade sotto la frequenza di attraversamento. Utilizzando il metodo di Bode con modulo e fase, imponendo il modulo di  $GH(s) = 1$  alla frequenza di attraversamento e sostituendo  $s = j2\pi f_c$  si ottiene:

$$|GH(j2\pi f_c)| = 1 \quad (3.80)$$

$$\frac{n \cdot V_{DC} \cdot A_{Ti} \cdot K_I}{2 \cdot V_{tr\_MAX} \cdot L} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_R}\right)^2}}{(\omega_c)^2 \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{inv}}\right)^2}} = 1 \quad (3.81)$$

Risolvendo l'equazione rispetto a  $K_I$ , e in seguito calcolando  $K_p$  dall'equazione  $K_p = K_I/\omega_R$  si ottengono:

$$K_I = 6.1782 \cdot 10^4 \quad K_p = 19.6 \quad (3.82)$$

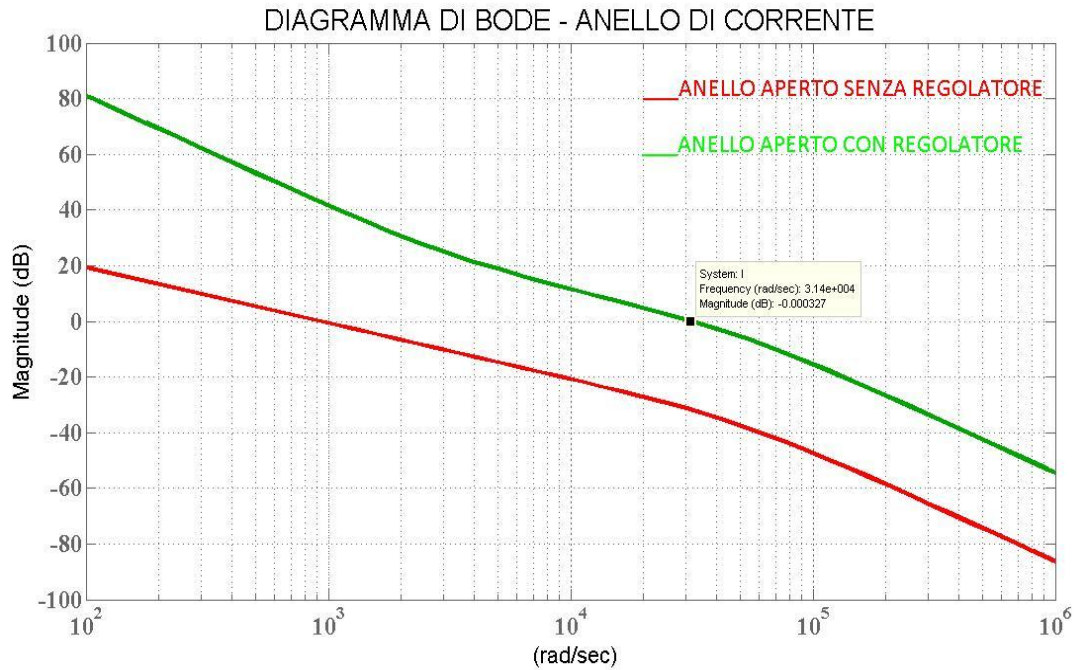
Bisogna adesso calcolare il margine di fase alla frequenza di attraversamento:

$$\varphi_{marg} = \pi - \varphi_c = \pi - \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_R}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_{inv}}\right) = 53.3^\circ \quad (3.83)$$

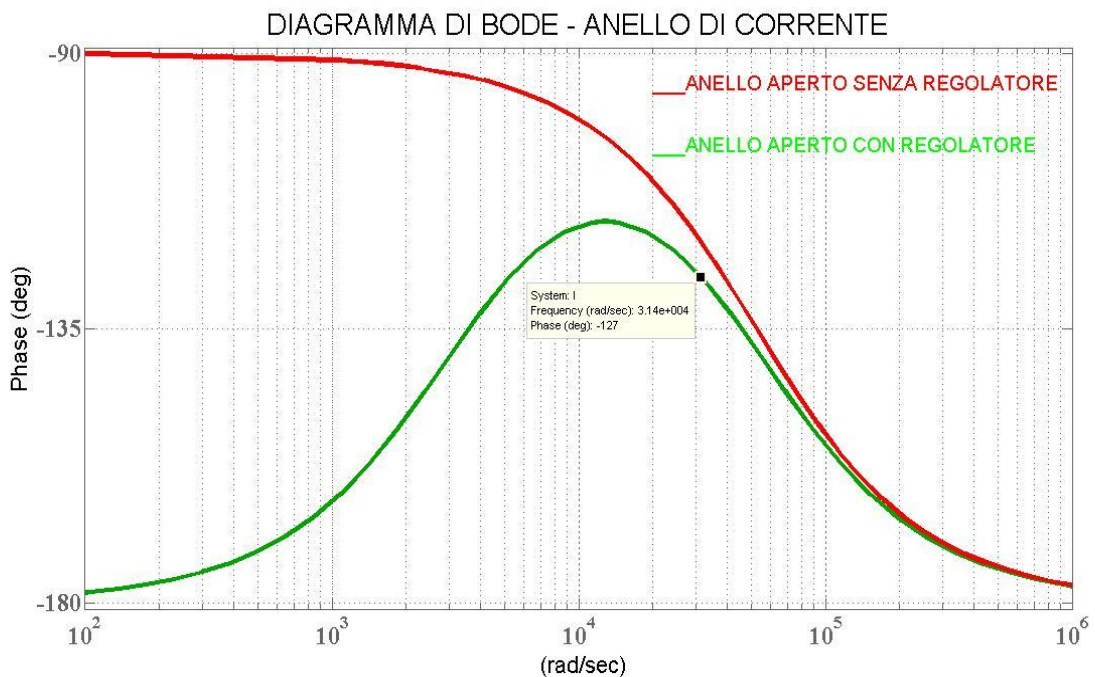
In figura 3.5 e 3.6 sono mostrati i grafici ottenuti con il metodo di Bode del modulo e della fase del controllo di corrente. Sull'asse delle ascisse sono riportate le pulsazioni espresse in radianti al

secondo con scala logaritmica. Sulle ordinate si trovano le ampiezze in decibel per il modulo, e in gradi per la fase.

Sono riportati anche i due punti di attraversamento della funzione con regolatore per poter visualizzare correttamente la pulsazione a *zero dB* e il margine di fase della catena di retroazione.



**Figura 3.5** Modulo dell'anello di corrente con e senza regolatore.



**Figura 3.6** Fase dell'anello di corrente con e senza regolatore.

### 3.5.2 CONTROLLO DI TENSIONE

Il controllo di tensione ha come obiettivo quello di produrre il riferimento per il controllo di corrente, mantenendo la tensione d'ingresso fissa al valore di riferimento scelto in fase di progettazione. Come già discusso nei precedenti paragrafi, sulla componente continua della tensione di ingresso è sovrapposta una componente alternata a  $100\text{ Hz}$ , dovuta a uno sbilanciamento istantaneo di potenza. Il controllo di tensione deve filtrare questa componente per evitare che ci siano distorsioni sul riferimento di corrente.

Solitamente la banda passante è molto più piccola della banda del controllo di corrente, pari a circa un decimo della frequenza di rete.

Lo schema dell'anello di tensione è mostrato in figura 3.7.

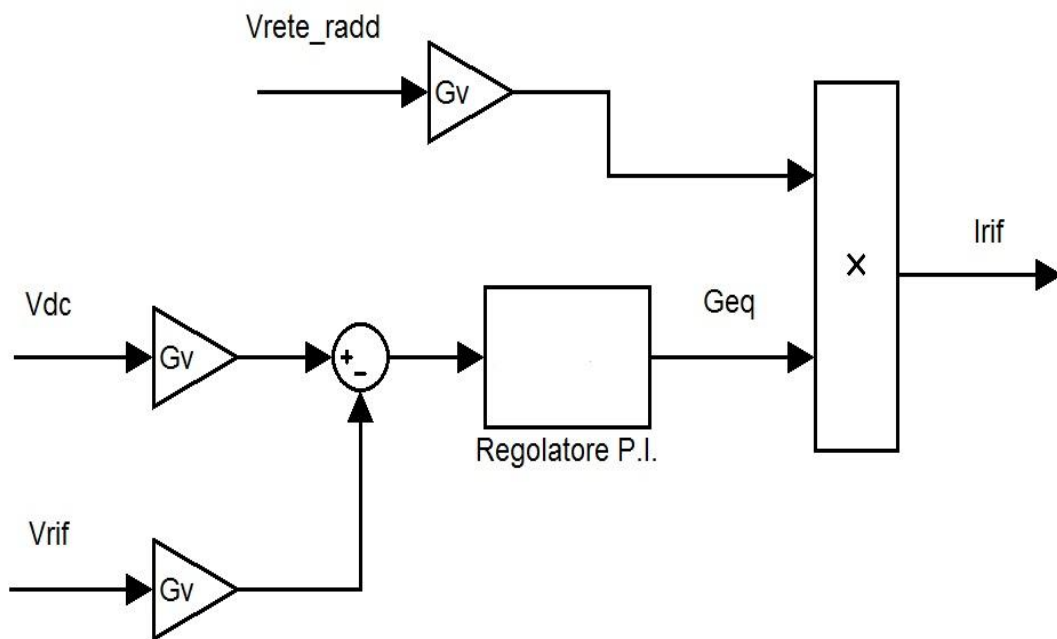
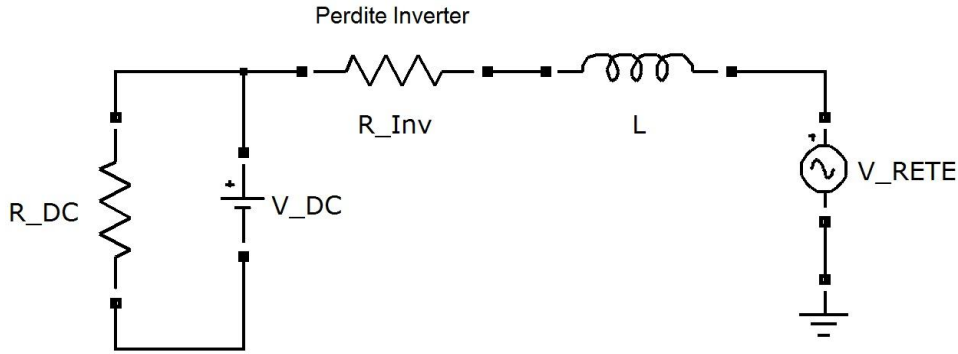


Figura 3.7 Schema a blocchi dell'anello di tensione.

Per procedere con il dimensionamento del controllo di tensione bisogna risalire alle funzioni di trasferimento dell'anello.

La prima f.d.t. da ricavare è quella che lega la tensione di ingresso  $V_{DC}$  e l'uscita del regolatore di tensione  $G_{eq}$ . Il circuito schematizzato da cui partire è mostrato in figura 3.8.



**Figura 3.8 Circuito equivalente per il calcolo della funzione di trasferimento dell'anello di tensione.**

Il bus  $DC$  è rappresentato dalla capacità  $V_{DC}$ , la resistenza  $R_{DC}$  rappresenta la resistenza di uscita del boost a monte,  $R_{Inv}$  sostituisce lo schema dell'inverter e in questo caso rappresenta le perdite del circuito, e infine in uscita ci sono l'induttanza  $L$  e la tensione di rete  $V_{RETE}$ . [6]

La funzione è calcolata facendo un bilancio di potenze secondo la seguente relazione:

$$\frac{dE_{C\_DC}}{dt} = P_{RETE} - P_{PERDITE} - P_{R\_DC}. \quad (3.84)$$

Dunque la potenza sul  $DC$ -link, dove  $E_{C\_DC}$  è pari a  $\frac{1}{2} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC}^2$ , è bilanciata:

- Dalla potenza della rete  $P_{RETE}$ , che in condizioni di fattore di potenza unitario è uguale a  $P_{RETE} = G_{eq} \cdot V_{RETE\_RMS}^2$ , dove  $G_{eq}$  è l'uscita del regolatore  $P.I.$ ;
- Dalla potenza dissipata sull'inverter  $P_{PERDITE}$ ;
- Dalla potenza  $P_{R\_DC} = \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}}$  che arriva in ingresso dal boost sulla resistenza  $R_{DC}$ .

Sostituendo dunque i valori delle potenze nell'equazione 3.84 si ottiene:

$$\frac{1}{2} \cdot C_{DC} \cdot \frac{dV_{DC}^2}{dt} = G_{eq} \cdot V_{RETE\_RMS}^2 - P_{PERDITE} - \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}} \quad (3.85)$$

A questo punto è possibile linearizzare l'equazione scomponendo le variabili, che sono composte di una parte costante e di una variabile. In questa linearizzazione si assumono costanti la tensione di rete  $V_{RETE\_RMS}^2$  e le perdite sull'inverter  $P_{PERDITE}$ . Le altre due variabili rimaste vengono scomposte:

$$v_{DC} = V_{DC} + \widehat{v}_{DC} \qquad g_{eq} = G_{eq} + \widehat{g}_{eq} \qquad (3.86)$$

Sostituendo le due equazioni si ottiene la f.d.t.:

$$\frac{\widehat{v}_{DC}}{\widehat{g}_{eq}}(s) = \frac{R_{DC} \cdot V_{RETE\_RMS}^2}{2 \cdot V_{DC}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C_{DC} \cdot \frac{R_{DC}}{2}} \qquad (3.87)$$

A questo punto è possibile semplificare la funzione ricavata. Bisogna ricordare che il boost è controllato per funzionare come un generatore di corrente, e che la sua resistenza di uscita  $R_{DC}$  è molto alta, e può essere approssimata con un valore infinito. Sostituendo poi i valori di  $V_{DC}$  e di  $C_{DC}$  con gli effettivi valori, ovvero  $2V_{DC}$  e  $C_{b1,2}/2$ , la f.d.t. diventa:

$$\frac{\widehat{v}_{DC}}{\widehat{g}_{eq}}(s) = \frac{V_{RETE\_RMS}^2}{V_{DC}} \cdot \frac{1}{s \cdot C_{b12}} \qquad (3.88)$$

Il blocco  $G_v$  rappresenta il guadagno del trasduttore che misura il valore di tensione sul *DC-link* ed è pari a  $0.1$ . La corrente sinusoidale raddrizzata di riferimento dipende dalla tensione di uscita del regolatore di tensione, come descritto dalla seguente equazione:

$$i_{rif} = G_v \cdot V_{RETE} \cdot G_{eq} \qquad (3.89)$$

Infine, bisogna dimensionare il regolatore di tensione proporzionale integrale che ha la seguente funzione di trasferimento:

$$G_R(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = \frac{K_I}{s} \cdot \left(1 + \frac{s \cdot K_P}{K_I}\right) \qquad (3.90)$$

La funzione di trasferimento totale risulta essere:

$$GH(s) = G_v \cdot \frac{V_{RETE\_RMS}^2}{V_{DC} \cdot C_{b12}} \cdot \frac{K_I}{s^2} \cdot \left(1 + \frac{s \cdot K_P}{K_I}\right) \qquad (3.91)$$

Utilizzando il metodo di Bode del modulo e della fase con una pulsazione di attraversamento pari a  $\omega_c = 70 \text{ rad/s}$ , ovvero ad una frequenza di  $11.1 \text{ Hz}$ , si ottiene:



$$|GH(j\omega_c)| = 1 \quad (3.92)$$

$$G_v \cdot \frac{V_{RETE\_RMS}^2}{V_{DC} \cdot C_{b12}} \cdot \frac{K_I}{(\omega_c)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_R}\right)^2} = 1 \quad (3.93)$$

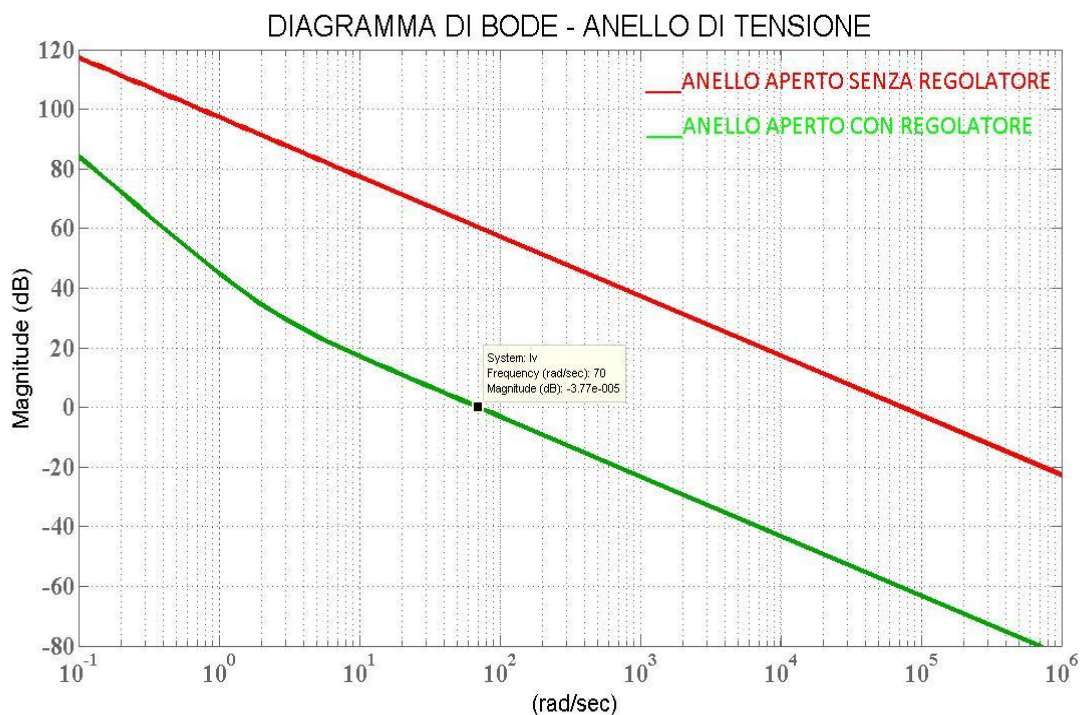
Risolvendo l'equazione rispetto a  $K_I$ , e in seguito calcolando  $K_p$  dall'equazione  $K_p = K_I/\omega_R$ , con  $\omega_R = 2.3 \text{ rad/s}$  si ottiene:

$$K_I = 2.2 \cdot 10^{-3} \quad K_p = 9.53 \cdot 10^{-4} \quad (3.94)$$

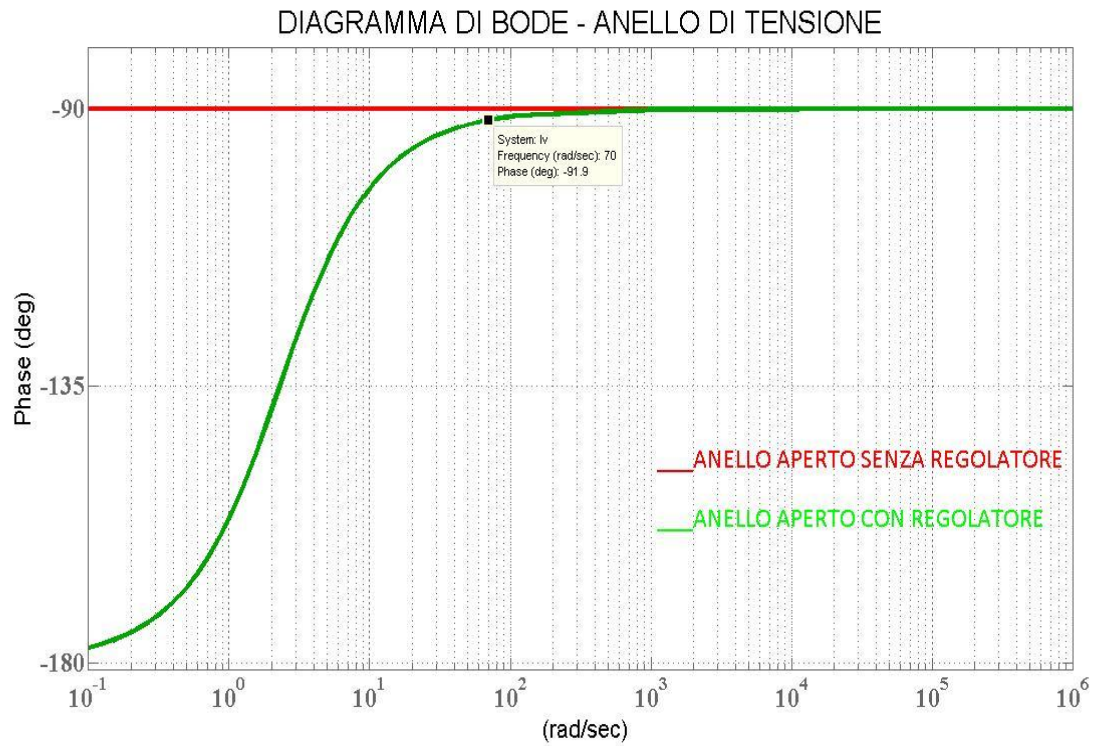
L'analisi termina con il calcolo del margine di fase dell'anello di tensione alla pulsazione di attraversamento, pari a  $\omega_c = 70 \text{ rad/s}$ , come descritto nella seguente equazione:

$$\varphi_{marg} = \pi - \varphi_c = \pi - \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_R}\right) = 88.1^\circ \quad (3.95)$$

Il valore ottenuto nell'equazione 3.95 assicura una buona stabilità e una risposta relativamente veloce dell'anello di tensione. Infine, in figura 3.9 e 3.10 sono mostrati i grafici del modulo e della fase dell'anello di retroazione della tensione.



**Figura 3.9 Modulo dell'anello di tensione con e senza regolatore.**



**Figura 3.10 Fase dell'anello di tensione con e senza regolatore.**

# CAPITOLO 4: LA SIMULAZIONE

## 4.1 INTRODUZIONE

In questo capitolo è presentata la parte di simulazione del lavoro di tesi, partendo dalla descrizione del programma utilizzato, presentando in seguito l'intero circuito creato con i vari blocchi creati. Successivamente verrà presentata la parte di elaborazione dei dati ottenuti e dei grafici realizzati.

## 4.2 IL PROGRAMMA DI SIMULAZIONE: MATLAB

Il programma utilizzato per effettuare l'intera parte di simulazione e di elaborazione dei dati è Matlab. Si tratta di un linguaggio per il calcolo scientifico dotato di interfaccia grafica, che integra la visualizzazione e la programmazione in un ambiente di facile impiego, dove i problemi e le soluzioni sono espressi con una notazione matematica. È strutturato secondo il seguente schema:

- Matematica e calcolo;
- Sviluppo di procedura;
- Modellistica, simulazione e prototyping;
- Analisi di dati, esplorazione e visualizzazione;
- Disegno industriale e scientifico;
- Sviluppo di applicazione, compreso la costruzione dell'interfaccia utente.

Matlab è un sistema interattivo in cui l'elemento di base è un array, e questo permette la risoluzione di molti problemi di calcolo tecnici, in particolare quelli con le formulazioni vettoriali e matriciali, attraverso algoritmi molto più semplici rispetto ai linguaggi scalari non interattivi come il *C* o il *Fortran*. Il programma si è evoluto negli anni e, attualmente, viene impiegato come mezzo didattico standard in ambienti universitari, soprattutto nei corsi di matematica e di ingegneria. Al suo interno sono state sviluppate delle soluzioni *application-specific* denominate *toolboxes*, che forniscono le basi per applicare la tecnologia specializzata in un determinato settore scientifico. Infatti sono delle

collezioni complete di funzioni che estendono l'ambiente Matlab per risolvere particolari categorie di problemi. Gli ambienti più utilizzati in cui i toolbox sono disponibili sono:

- Elaborazione dei segnali;
- Sistemi di controllo;
- Reti neurali;
- Logica incoerente;
- Wavelets;
- Simulazione.

## 4.2.1 SIMULINK E LA LIBRERIA PLECS

Simulink è un'estensione grafica di Matlab per la modellizzazione e la simulazione dei sistemi. In simulink i sistemi sono disegnati sullo schermo come diagrammi a blocchi, come in figura 4.1.

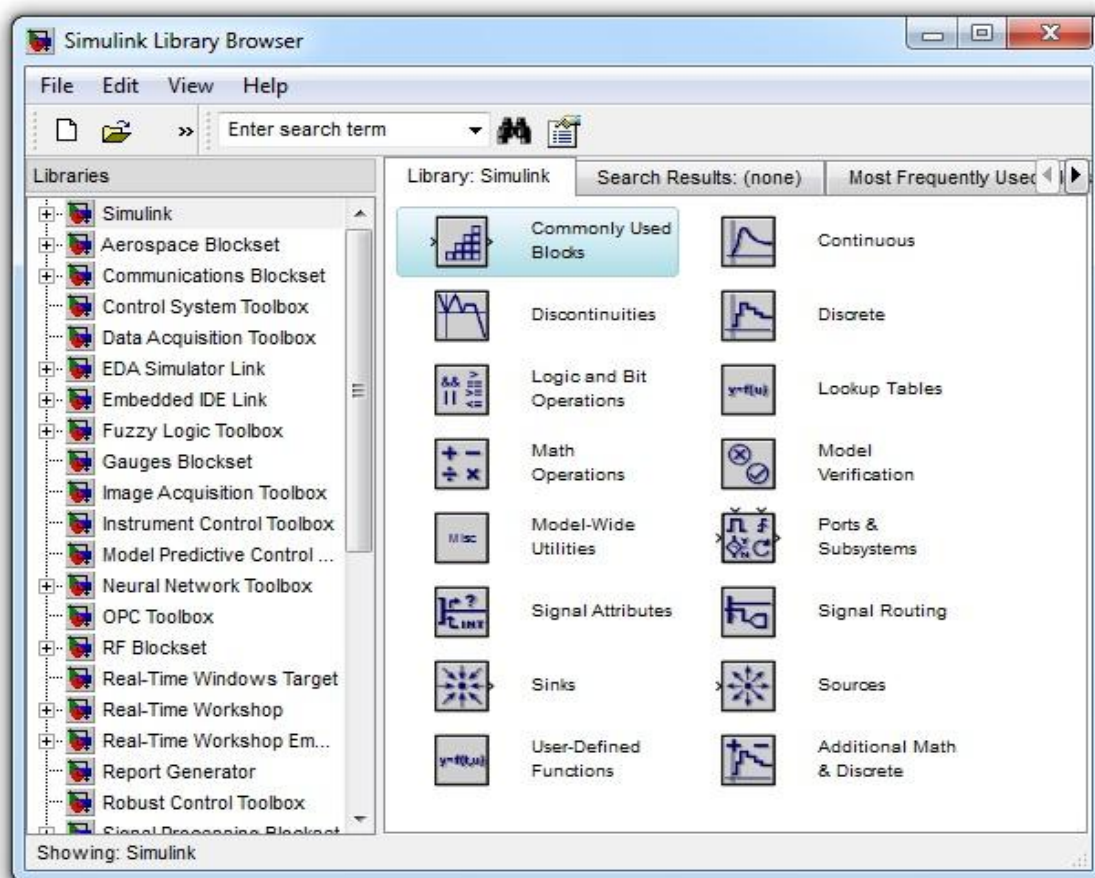
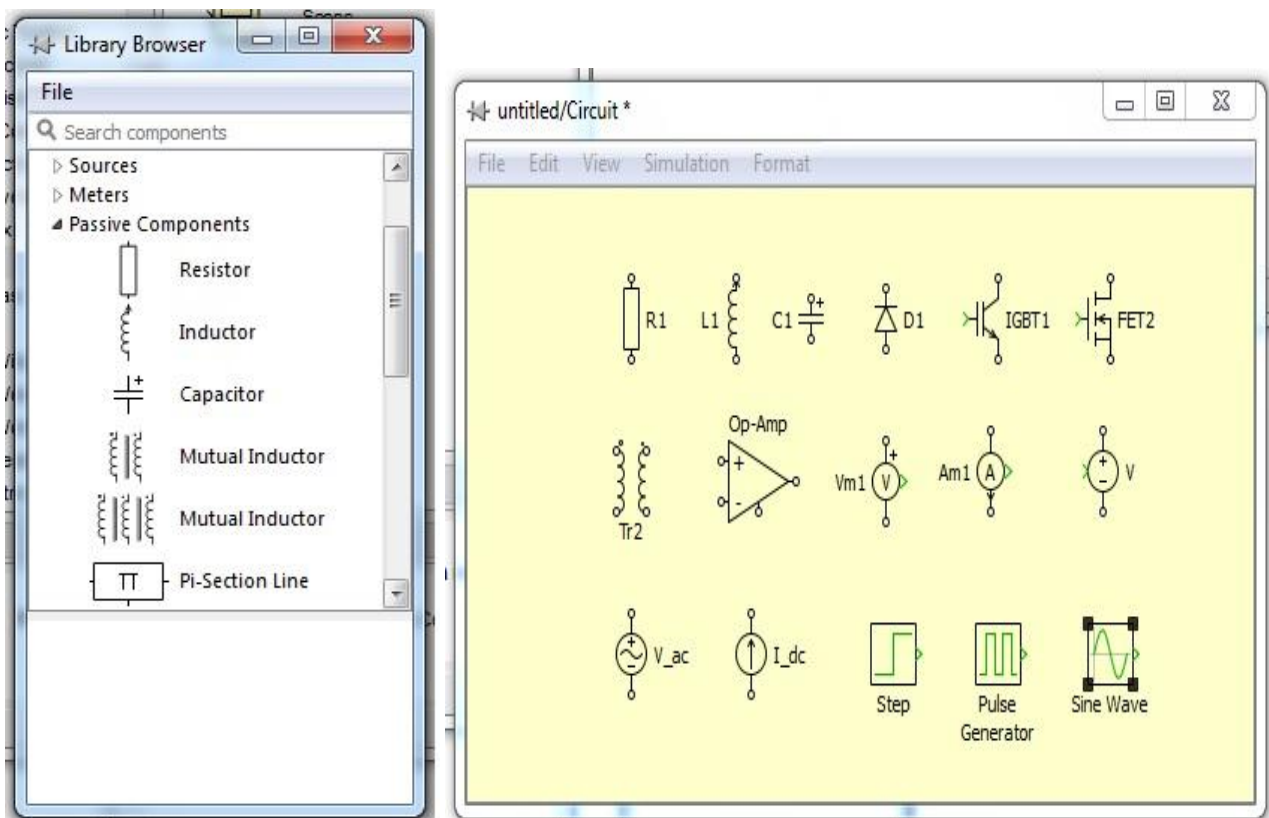


Figura 4.1 Blocchi di simulink.

Sono disponibili molti diagrammi a blocchi, come ad esempio funzioni di trasferimento, svincoli, input virtuali e dispositivi di output come i generatori di funzione e gli oscilloscopi. Simulink è integrato in Matlab e i dati possono essere facilmente trasferiti tra i programmi.

Simulink è composto da diverse librerie al suo interno, ognuna dedicata a un particolare settore di simulazione. La libreria utilizzata in questo lavoro di tesi è la libreria **PLECS**, ovvero un toolbox per le simulazioni *system-level* di circuiti elettrici sviluppato da *Plexim*. Questa libreria consente all'ambiente Simulink la possibilità di simulare direttamente i circuiti elettrici.

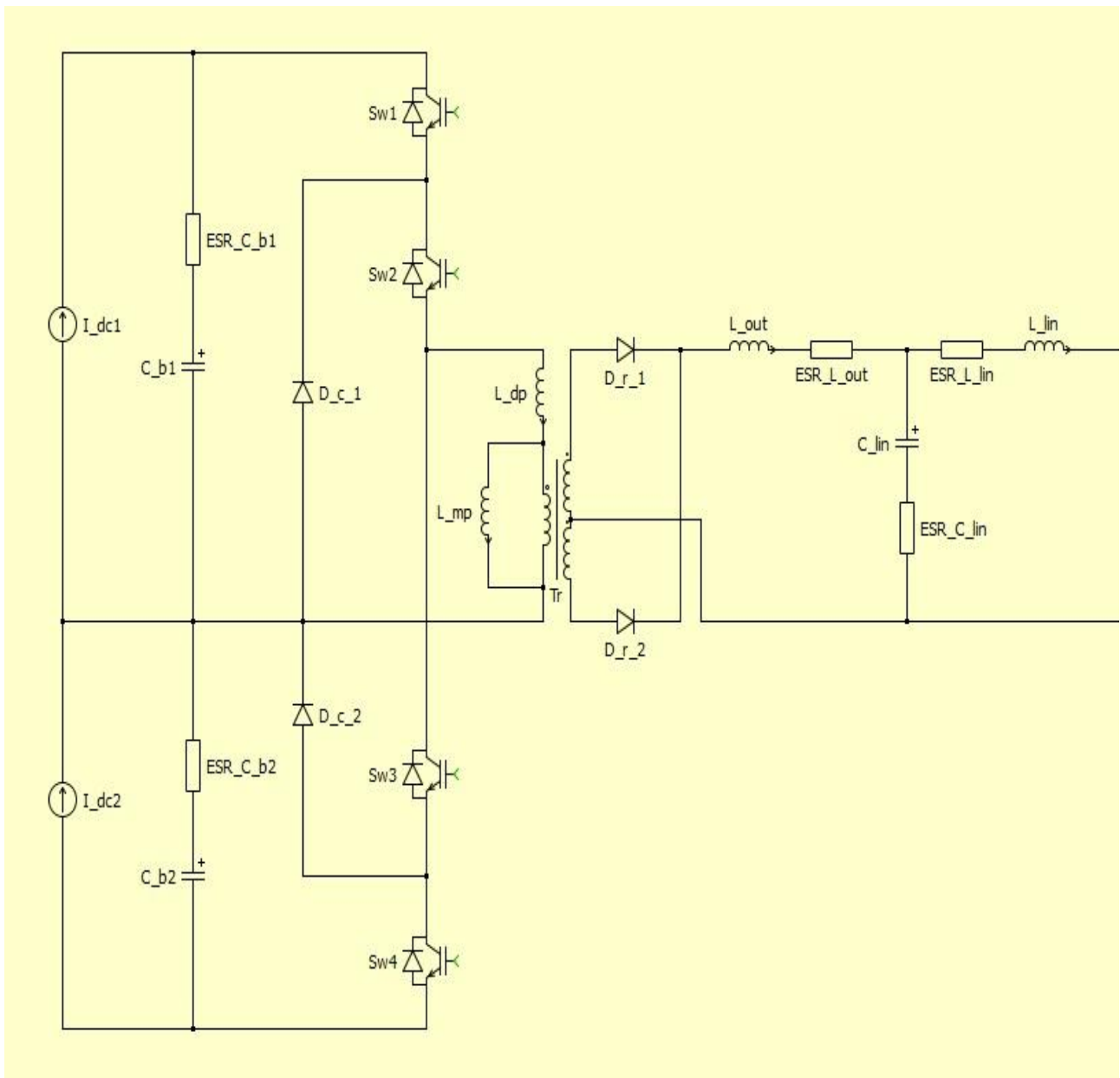


**Figura 4.2** Libreria Plecs e alcuni dei suoi componenti.

Il circuito realizzato con *Plecs* è rappresentato come un sottosistema, in modo che l'utente possa sviluppare i comandi e altri elementi non elettrici intorno ad esso. L'integrazione in simulink ha il vantaggio che soltanto la parte del sistema in cui ci sono le unità elettriche deve essere modellata come un circuito elettrico, mentre le parti non elettriche vanno modellate tramite simulink.

### 4.3 IL CIRCUITO DELL'INVERTER NPC

Per l'analisi dell'intero sistema è stata utilizzata la libreria *Plecs*, con la quale è stato possibile costruire il circuito dell'inverter *NPC 3-level* con tutti i vari componenti elettrici. Il circuito è mostrato in figura 4.3:



**Figura 4.3 Inverter NPC 3-level implementato con Plecs.**

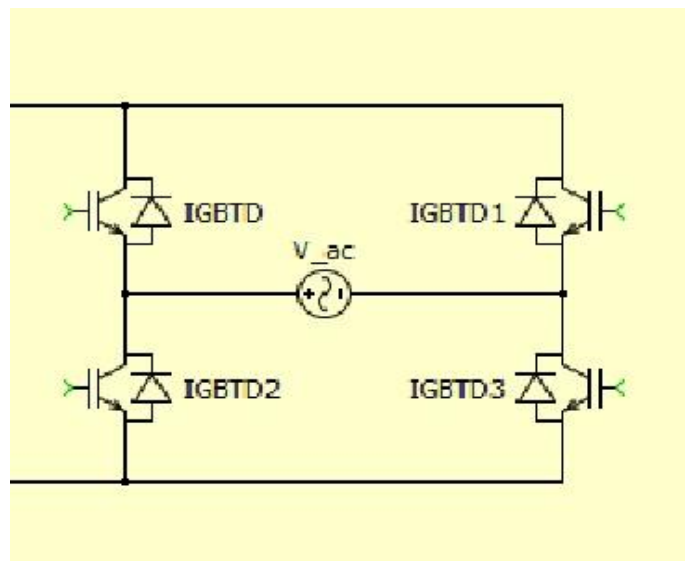
In ingresso ci sono le due capacità  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$ , con le relative resistenze serie, che permettono di mantenere costante la tensione in ingresso all'inverter. Come è possibile notare dalla figura 4.3, vengono impiegati come sorgenti due generatori di corrente che sostituiscono il boost a monte e

hanno la funzione di generare la potenza di ingresso. Proseguendo, è possibile distinguere i due diodi di clamp e i quattro interruttori *IGBT* con relativi diodi in antiparallelo.

Al centro del circuito c'è il trasformatore di isolamento, con la funzione di separare galvanicamente i circuiti a monte e le stringhe fotovoltaiche. Il trasformatore è a presa centrale con un raddrizzatore in uscita formato da due diodi.

In uscita dal raddrizzatore è presente l'induttanza seguita da un filtro LC che permette di filtrare ulteriormente la corrente immessa nell'inverter di rete.

Il secondo blocco del circuito è rappresentato dall'inverter di rete, mostrato in figura 4.4, costituito da quattro interruttori *IGBT* e dal generatore di tensione alternata che simula la tensione di rete.



**Figura 4.4 Inverter di rete con Plecs.**

L'intero circuito creato con la libreria *Plecs* rappresenta un sottosistema dell'ambiente simulink, nel quale vengono costruiti altri blocchi che permettono il corretto funzionamento del sistema.

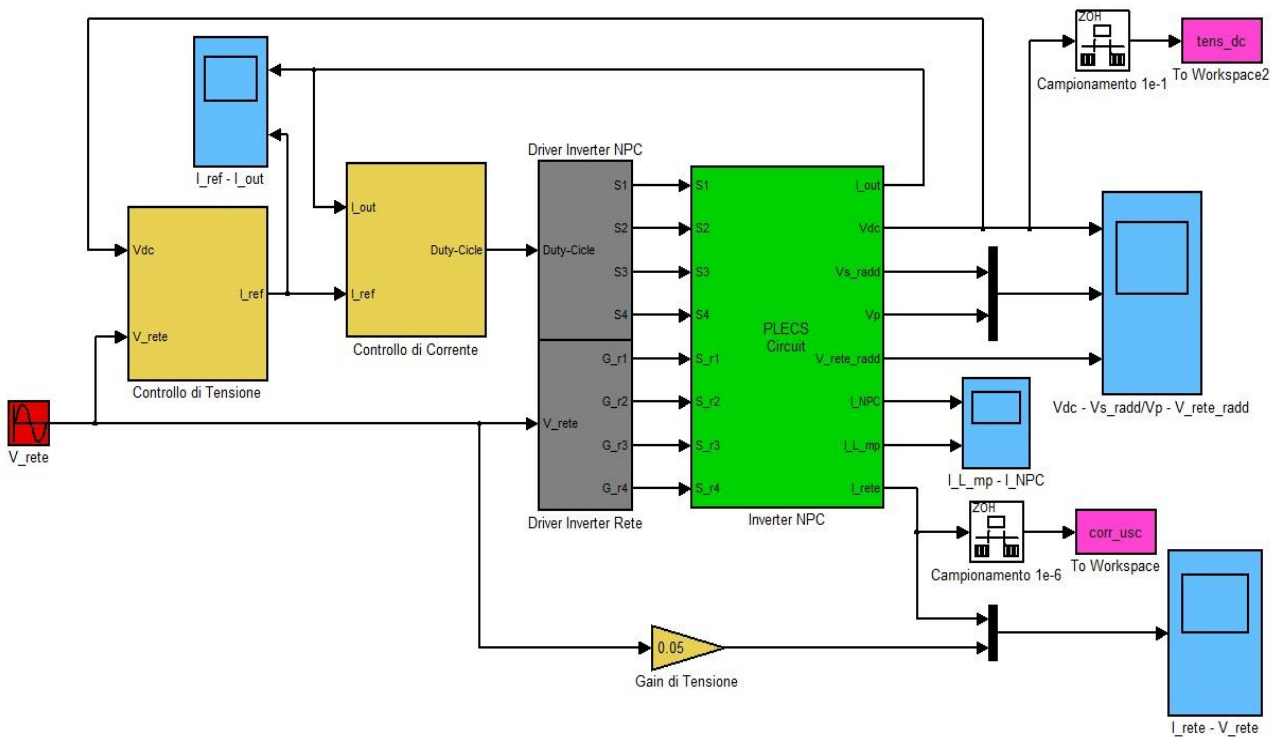
In figura 4.5 è mostrato l'intero sistema costruito con simulink. Ogni blocco svolge una determinata funzione contrassegnata da un colore diverso.

Al centro, colorato in verde, si trova il blocco plecs che racchiude al suo interno il circuito descritto in precedenza.

Gli altri blocchi sono:

- Driver dell'inverter NPC e dell'inverter di rete, colorati di grigio;
- Controlli di corrente e di tensione, di colore giallo;

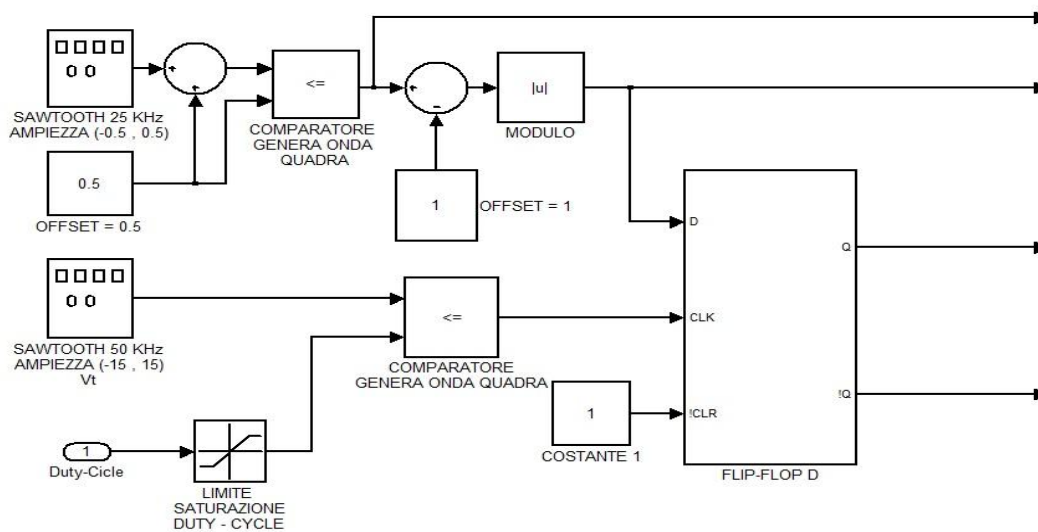
- Oscilloscopi di colore azzurro, che permettono di visualizzare le forme d'onda generate dalla simulazione.



**Figura 4.5 Stadio Inverter NPC 3-level implementato con simulink.**

## 4.4 IL BLOCCO DRIVER E MODULATORE

In questo blocco sono presenti il modulatore e i driver degli interruttori.

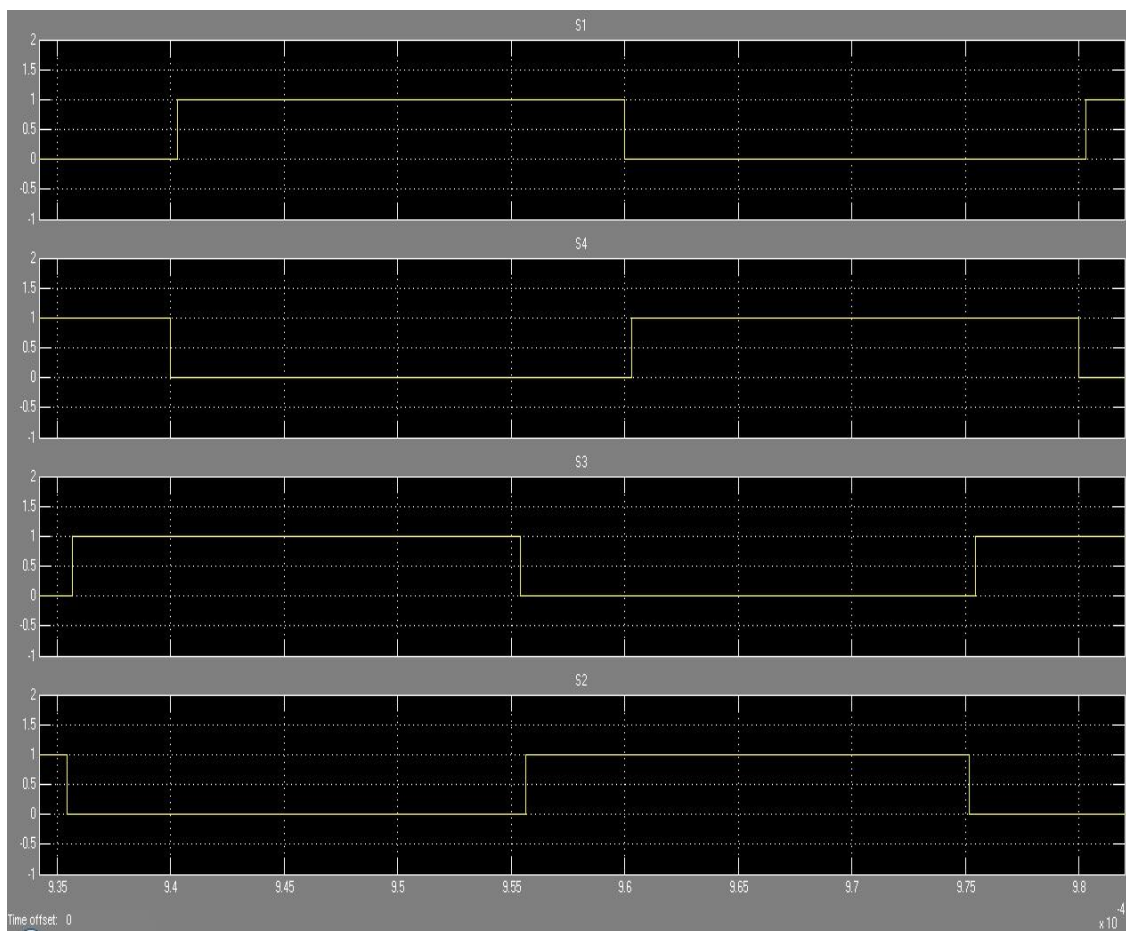


**Figura 4.6 Blocco del modulatore e dei driver.**



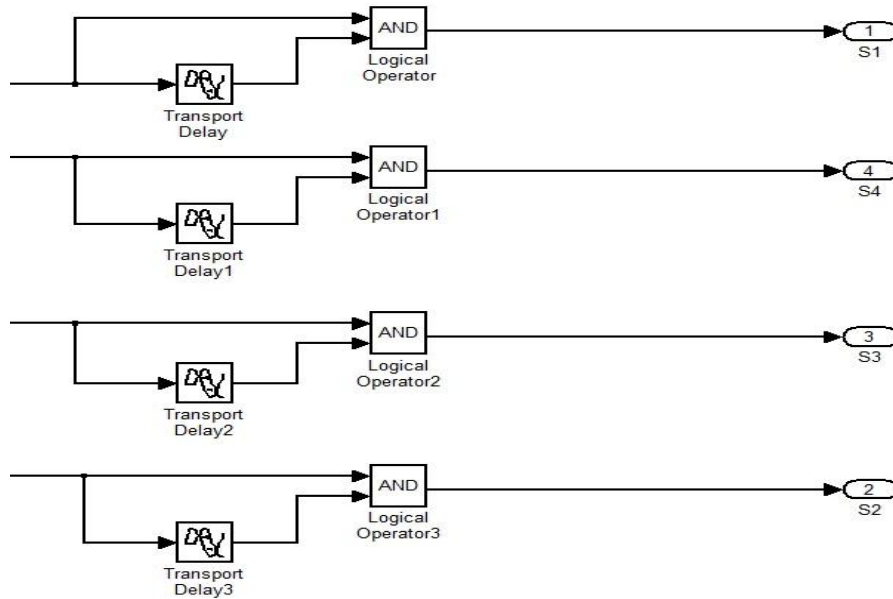
Il modulatore di figura 4.6, prende in ingresso il segnale generato dal controllo di corrente, chiamato *duty-cycle*, e lo confronta con una portante triangolare a una frequenza doppia di quella di commutazione.

Il confronto genera un'onda quadra, con *duty-cycle* variabile, che va in ingresso al clock del *flip flop D*. Nell'ingresso *D* del *flip flop* entra un'onda quadra, con *duty-cycle* costante, generata da una portante triangolare alla frequenza di commutazione. In uscita da questo circuito si ottengono quattro onde quadre, a due a due sfasate tra di loro con un angolo inferiore a  $180^\circ$  (figura 4.7), che permettono di effettuare la modulazione *Phase-Shifted* descritta nei precedenti capitoli.



**Figura 4.7** Onde quadre sfasate con un angolo minore di  $180^\circ$ .

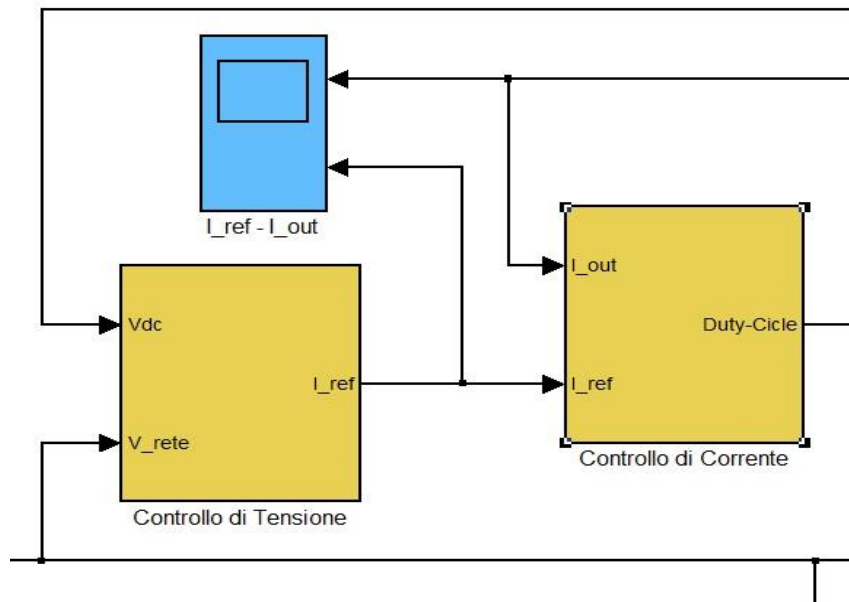
La parte finale del blocco dei driver, come mostrato in figura 4.8, è dedicata all'introduzione dei tempi morti nei comandi degli interruttori, per evitare che si verifichi un cortocircuito che possa danneggiare i condensatori del *DC-link*.



**Figura 4.8 Driver degli interruttori con inserimento di tempi morti.**

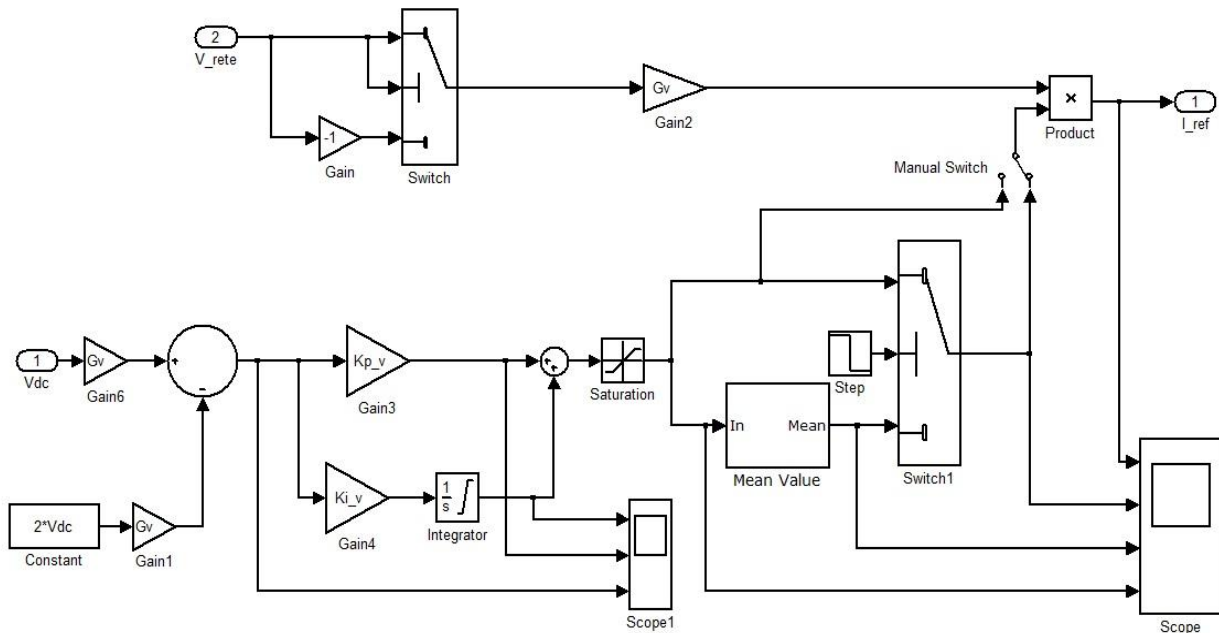
## 4.5 IL CONTROLLO DI CORRENTE E DI TENSIONE

In questi due blocchi vengono create le funzioni per il controllo di corrente e di tensione.



**Figura 4.9 Blocchi dei controlli di corrente e di tensione.**

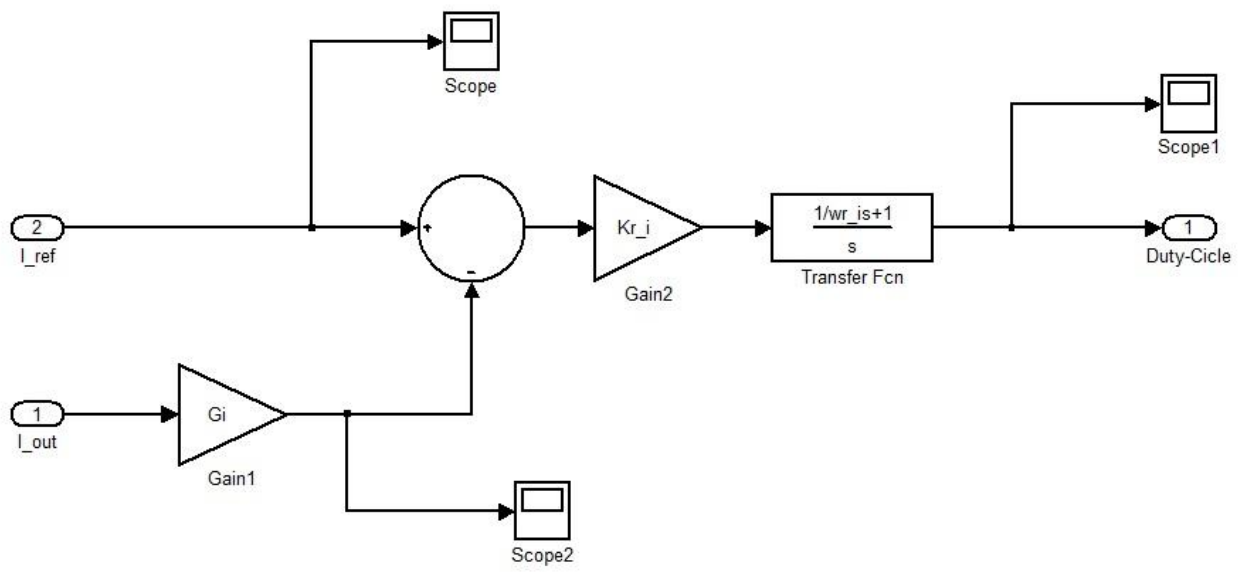
Come è possibile vedere in figura 4.9, il controllo di tensione riceve in ingresso la tensione istantanea sul bus in *DC* e la tensione di rete, e restituisce in uscita il riferimento di corrente. Il controllo di corrente, invece, riceve in ingresso il segnale della corrente di uscita dell'inverter e il riferimento di corrente, e restituisce in uscita il segnale *duty-cycle* che va in ingresso al blocco modulatore e driver.



**Figura 4.10 Blocco del controllo di corrente.**

In figura 4.10 si vedono i vari blocchi che compongono il controllo di tensione. La tensione di rete viene raddrizzata e scalata di una quantità  $G_v$ , in seguito viene moltiplicata per il valore in uscita dal regolatore per creare il riferimento di corrente desiderato. La tensione  $V_{DC}$  misurata sulle due capacità viene scalata tramite un guadagno  $G_v$  e confrontata con un riferimento di tensione fissato al valore discusso nel secondo capitolo di  $450\text{ V}$ . L'errore va in ingresso al regolatore e successivamente in un blocco creato per filtrare la componente a  $100\text{ Hz}$  del ripple di tensione. Quest'ultimo blocco permette di pulire il riferimento e di ottenere prestazioni migliori in termini di distorsione armonica.

Lo schema a blocchi del controllo di corrente è mostrato in figura 4.11, dove è possibile vedere il confronto tra il riferimento di corrente e la corrente di uscita scalata dal guadagno del trasduttore utilizzato per la misura. L'errore generato viene amplificato dal regolatore che genera il segnale *duty-cycle* in uscita.



**Figura 4.11 Blocco del controllo di corrente.**

# CAPITOLO 5: PRESENTAZIONE DEI RISULTATI

## 5.1 INTRODUZIONE

In questo capitolo sono presentati i risultati ottenuti dalle simulazioni fatte, sul modello simulink, e alcune normative che il convertitore deve rispettare. Sono mostrati i grafici delle variabili di interesse del circuito facendo particolare attenzione alle prestazioni dell'intero sistema.

Infatti, l'obiettivo principale del circuito è quello di produrre una corrente di uscita più sinusoidale possibile e in fase con la tensione di rete, cioè con un fattore di potenza quasi unitario. Vengono presentati i vari coefficienti di distorsione armonica della corrente di uscita, i quali permettono di valutare la qualità della corrente immessa in rete.

Infine vengono effettuate delle prove statiche e dinamiche per valutare il corretto funzionamento e la robustezza dell'inverter.

## 5.2 NORMATIVE

Gli impianti fotovoltaici connessi alla rete elettrica nazionale devono rispettare le normative riguardanti la sicurezza elettrica, i disturbi elettromagnetici irradiati e condotti, e devono sottostare a delle normative di idoneità e di compatibilità per poter lavorare in parallelo alla rete elettrica.

La normativa Europea utilizzata dal gestore energetico Italiano "Enel" è la direttiva *DK 5940 del 2007*.<sup>[11]</sup>

La direttiva va applicata a tutti gli impianti di produzione con potenze nominali superiori a 750 W:

- Il cliente non deve causare disturbi alla tensione di alimentazione e alle apparecchiature collegate alla rete elettrica;
- In caso di mancanza di tensione sulla rete pubblica, l'impianto non deve alimentare la rete.

## 5.2.1 ENERGIA REATTIVA E FATTORE DI POTENZA

Esistono dei limiti entro cui il sistema fotovoltaico può scambiare energia reattiva con la rete. Gli impianti che sono connessi alla rete tramite convertitore statico devono erogare energia attiva con un fattore di potenza, rispetto alla componente fondamentale, non inferiore a 0.8 in ritardo, quando la potenza attiva erogata è compresa tra il 20% e il 100% della potenza nominale del convertitore. Il rispetto delle specifiche sul fattore di potenza è assicurato dal controllo dell'inverter. Quando l'impianto non è attivo, l'inverter deve comportarsi come un'utenza passiva.

## 5.2.2 DISTORSIONE ARMONICA

Gli impianti di produzione possono essere fonte di disturbo per le altre utenze collegate alla rete pubblica e compromettere il loro funzionamento. Per evitare che si verifichino queste situazioni, dovute a impianti di conversione statica connessi alla rete, esistono delle norme riguardanti il contenuto armonico della potenza prodotta.

Per convertitori con potenza nominale inferiore a 20 kW esistono le prescrizioni CEI61727, le quali impongono che la distorsione armonica totale "THD" della corrente in uscita non superi il 5% della fondamentale con dei limiti specifici per le singole armoniche:

Ordine delle armoniche	Limite di distorsione
3 <sup>th</sup> ÷ 9 <sup>th</sup>	< 4%
11 <sup>th</sup> ÷ 15 <sup>th</sup>	< 2%
17 <sup>th</sup> ÷ 21 <sup>th</sup>	< 1.5%
23 <sup>th</sup> ÷ 33 <sup>th</sup>	< 0.6%
33 <sup>th</sup> <	< 0.3%

**Tabella 5.1 Limiti delle armoniche di corrente. [11]**

Per la qualità dell'energia prodotta, per il rispetto dei limiti di distorsione, si deve agire sia sul sistema di controllo sia sulla progettazione del filtro di uscita. Le armoniche di ordine basso (che sono all'interno della banda passante del controllo) vengono compensate con una adeguata retroazione. Le armoniche di ordine elevato (ad esempio quelle dovute alla commutazione), devono essere attenuate progettando adeguatamente un filtro di uscita.

### 5.2.3 PROTEZIONI DI INTERFACCIA

In questa categoria rientrano quei dispositivi che intervengono automaticamente a scollegare l'inverter dalla rete quando quest'ultima esce fuori dalle specifiche garantite dal gestore pubblico.

Le protezioni previste sono:

- Protezione di tensione (sovratensione – sottotensione);
- Protezione di frequenza (sovrafrequenza – sottofrequenza);
- Protezione per la caduta di tensione di rete (“Islanding Protection”).

Per potenze inferiori ai 20 kW queste protezioni possono essere implementate all'interno del sistema, mentre per potenze superiori sono previsti dei dispositivi dedicati. Il vincolo di sicurezza più importante dei sistemi fotovoltaici connessi alla rete è la separazione dell'impianto in caso di mancanza di alimentazione della rete pubblica. La normativa IEC61727 indica un tempo massimo di intervento pari a 2 s. Si applica questa protezione per impedire che l'impianto di produzione locale alimenti la rete pubblica, dando luogo ad una situazione di pericolo per gli utenti e per il personale di manutenzione. Per evitare situazioni di pericolo, è necessario riuscire a individuare nel più breve tempo possibile la condizione di isola. Esistono dei metodi per individuare questa condizione:

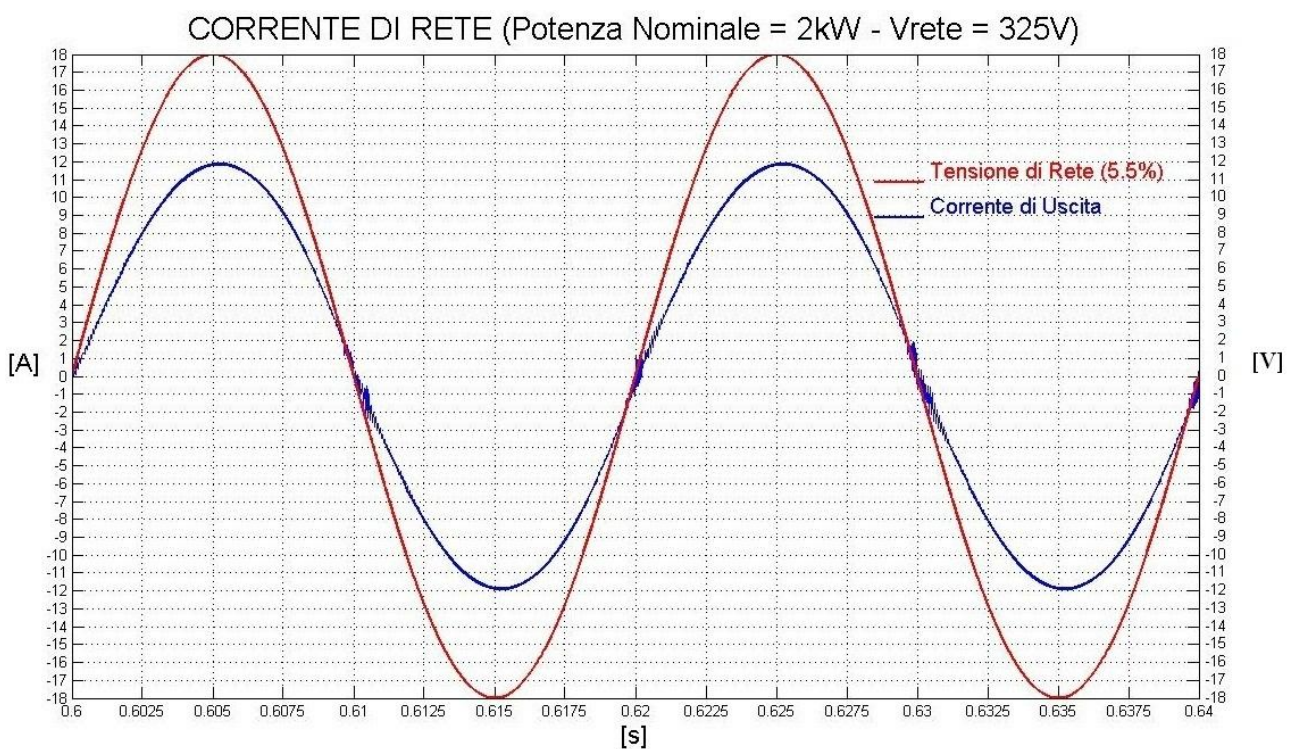
- Metodi passivi:
  - Bassa – alta tensione e bassa – alta frequenza;
  - Voltage phase jump detection;
  - Misura delle armoniche di tensione;
- Metodi attivi:
  - Variazione della potenza di uscita;
  - Deriva attiva di frequenza “*AFD active frequency drift*”;
  - Sleep – mode phase shift;
  - Misura dell'impedenza di rete “*Grid impedance measurement*”.

## 5.3 PROVE STATICHE

Le prove statiche sono effettuate sul circuito per valutare il corretto funzionamento in tutte le condizioni operative possibili. Durante queste prove vengono valutate le varie forme d'onda in condizione di funzionamento a regime.

### 5.3.1 POTENZA NOMINALE

In questa prova viene effettuata la simulazione del funzionamento a regime per circa 1 s, con tensione di uscita pari al valore nominale di picco della rete  $V_{rete} = 325 V$  e con una potenza di ingresso nominale  $P_{in} = 2 kW$ .

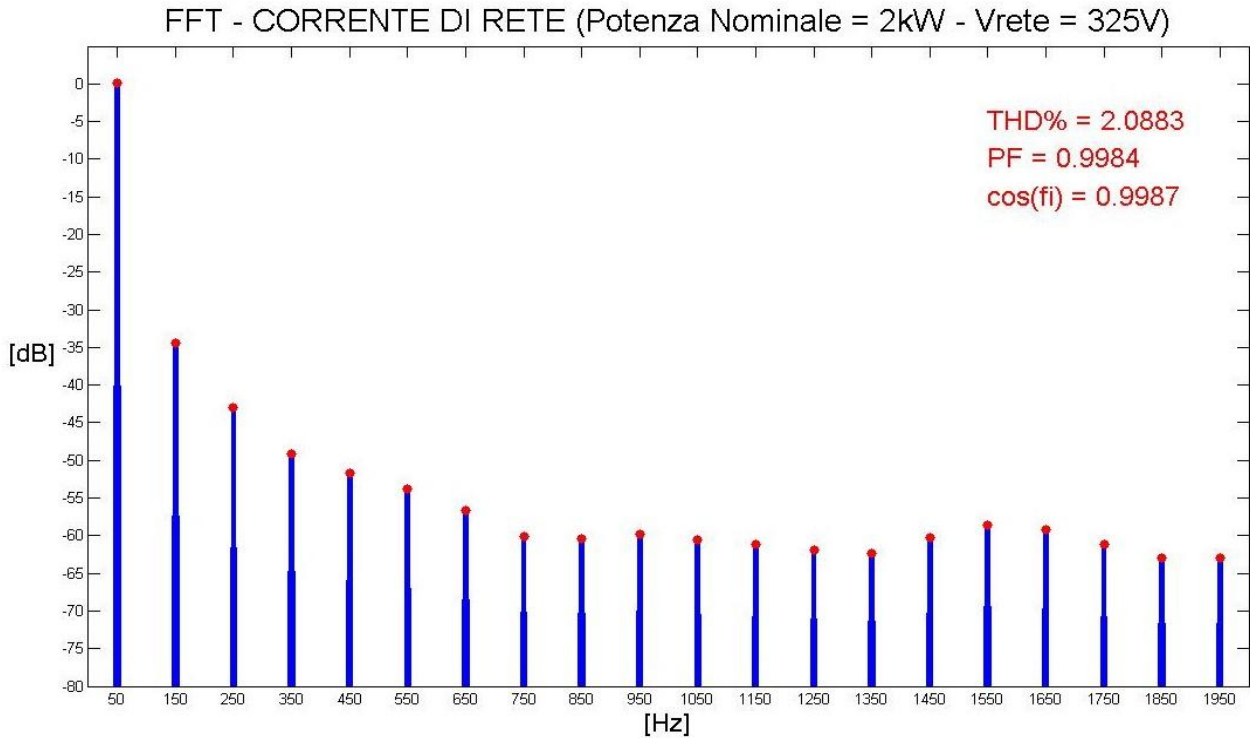


**Figura 5.1 Corrente di rete alla potenza nominale confrontata con la tensione di rete nominale.**

In figura 5.1 sono messe a confronto la tensione di rete (scalata al 5.5% del valore di picco per permettere una corretta visualizzazione) e la corrente prodotta dall'inverter, con un valore di picco di circa 12 A. Come si vede dalla figura 5.1, le due forme d'onda sono in fase e la corrente approssima bene l'andamento sinusoidale. Per valutare meglio la qualità della corrente, bisogna



calcolare la distorsione armonica mediante un algoritmo di *FFT*. In questo modo si produce uno spettro in frequenza con il quale è possibile valutare l'ampiezza delle armoniche e, dunque, risalire al *THD%*.



**Figura 5.2 FFT della corrente di rete alla potenza nominale, con tensione di rete nominale.**

Per il calcolo del *THD%* è stata utilizzata la seguente equazione:

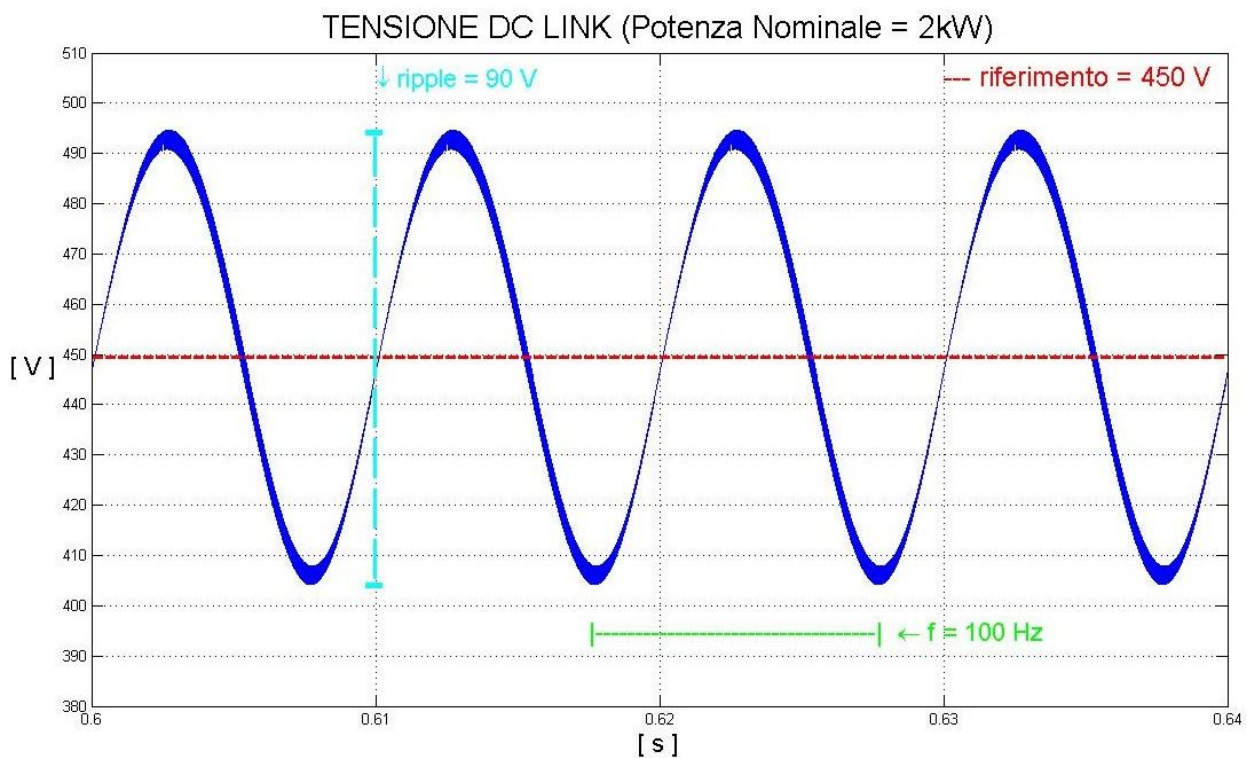
$$THD\%_i = 100 \cdot \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}}\right)^2} \quad (5.1)$$

dove  $I_{s1}$  è la componente fondamentale, in questo caso alla frequenza di rete, e  $I_{sh}$  è la componente alla frequenza armonica  $h$ . Una volta ricavato il coefficiente di distorsione è possibile risalire al *fattore di potenza* mediante la seguente relazione:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \cdot DPF \quad (5.2)$$

dove  $DPF = \cos\varphi_1$  è detto *fattore di potenza di sfasamento* e  $\varphi_1$  è l'angolo di fase tra la tensione di rete  $V_{rete}$  e la componente fondamentale della corrente di uscita  $I_{s1}$ .

Infine, per valutare il comportamento del circuito e il suo funzionamento, deve essere valutata la tensione in ingresso sul *DC-link*.



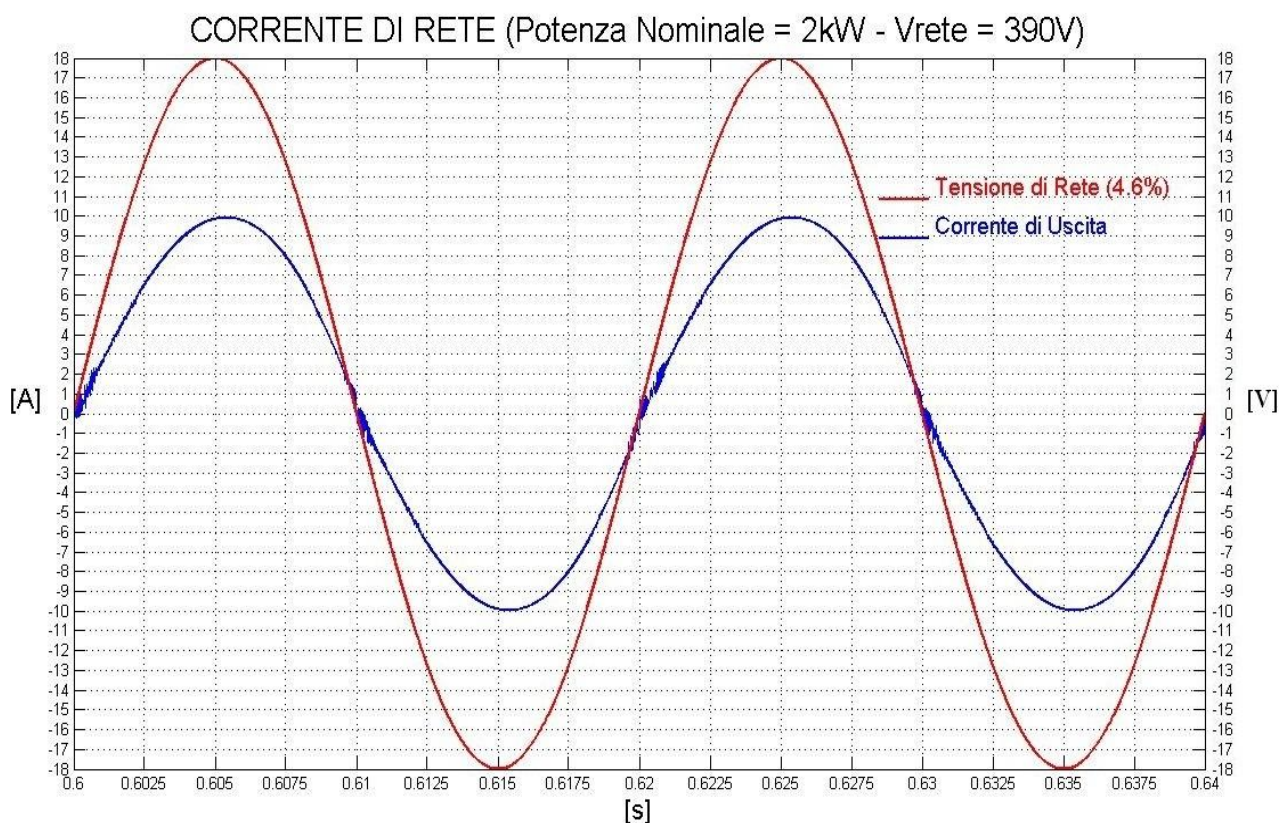
**Figura 5.3 Tensione del bus DC alla potenza nominale.**

Dalla figura 5.3 si può vedere come la tensione di ingresso sulle due capacità è perfettamente centrata sul valore di riferimento di 450V. Nel progetto e nel successivo dimensionamento si è ipotizzato un ripple relativo pari a 0.2 del valore di picco. Infatti, alla potenza nominale, il ripple di tensione picco-picco è di circa 90 V, come mostrato nel grafico di figura 5.3.

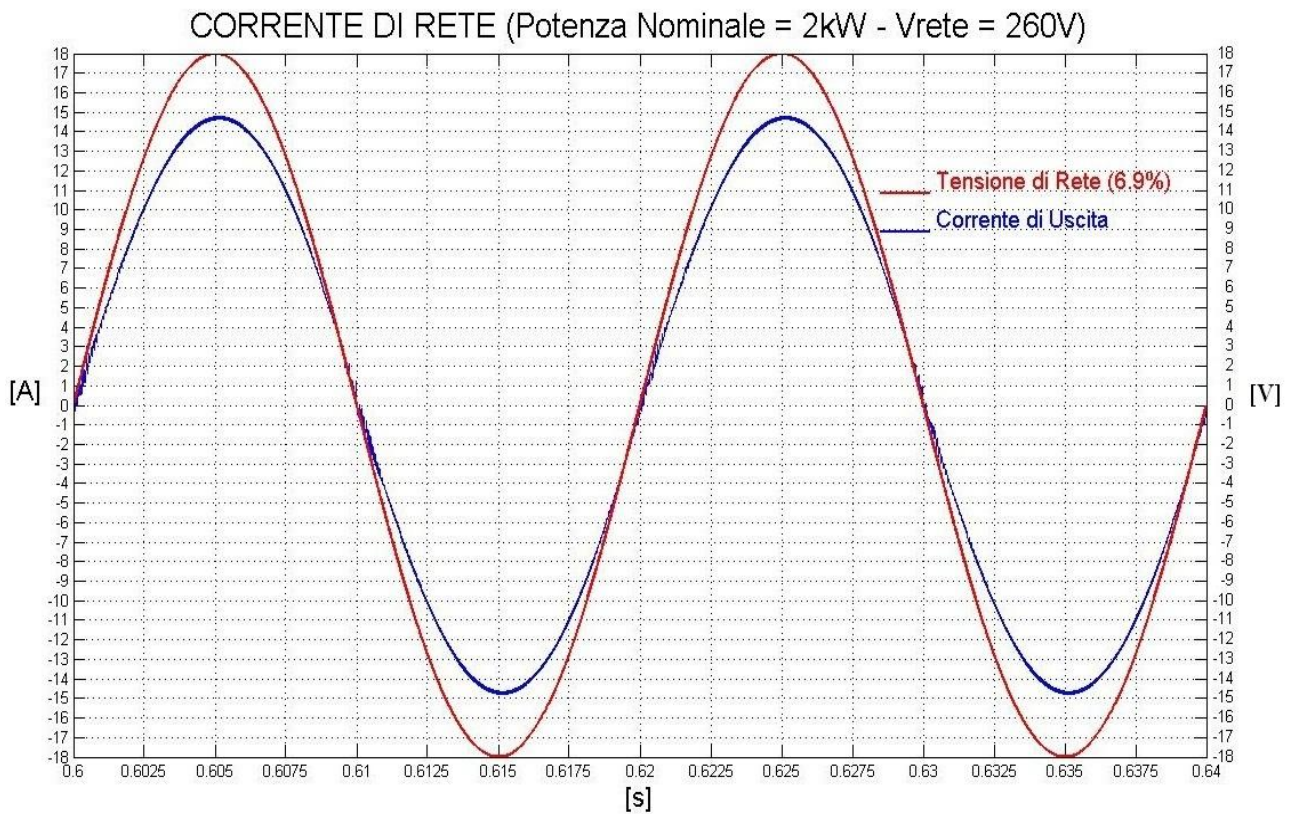
Si può anche vedere l'ondulazione della tensione con una frequenza doppia rispetto a quella di rete, come ricavato in fase progettuale. Questa ondulazione sulla tensione di ingresso dell'inverter produce delle perturbazioni sulla corrente di uscita, poiché il ripple crea delle distorsioni sul riferimento di corrente. Per evitare questo, si possono adottare degli accorgimenti, come l'impiego di filtri a spillo sulla componente alla frequenza di rete, in modo da pulire le eventuali perturbazioni che si vanno a sovrapporre. Nel caso dell'inverter NPC, è stato utilizzato un sistema di filtraggio nel controllo di tensione, in grado di pulire il riferimento di corrente ed eliminare distorsioni indesiderate sulle caratteristiche d'uscita del dispositivo. I dati mostrati nelle figure 5.1, 5.2 e 5.3 sono stati ottenuti utilizzando questo sistema di filtraggio.

### 5.3.2 SIMULAZIONE CON $V_{rete}$ MASSIMA E $V_{rete}$ MINIMA

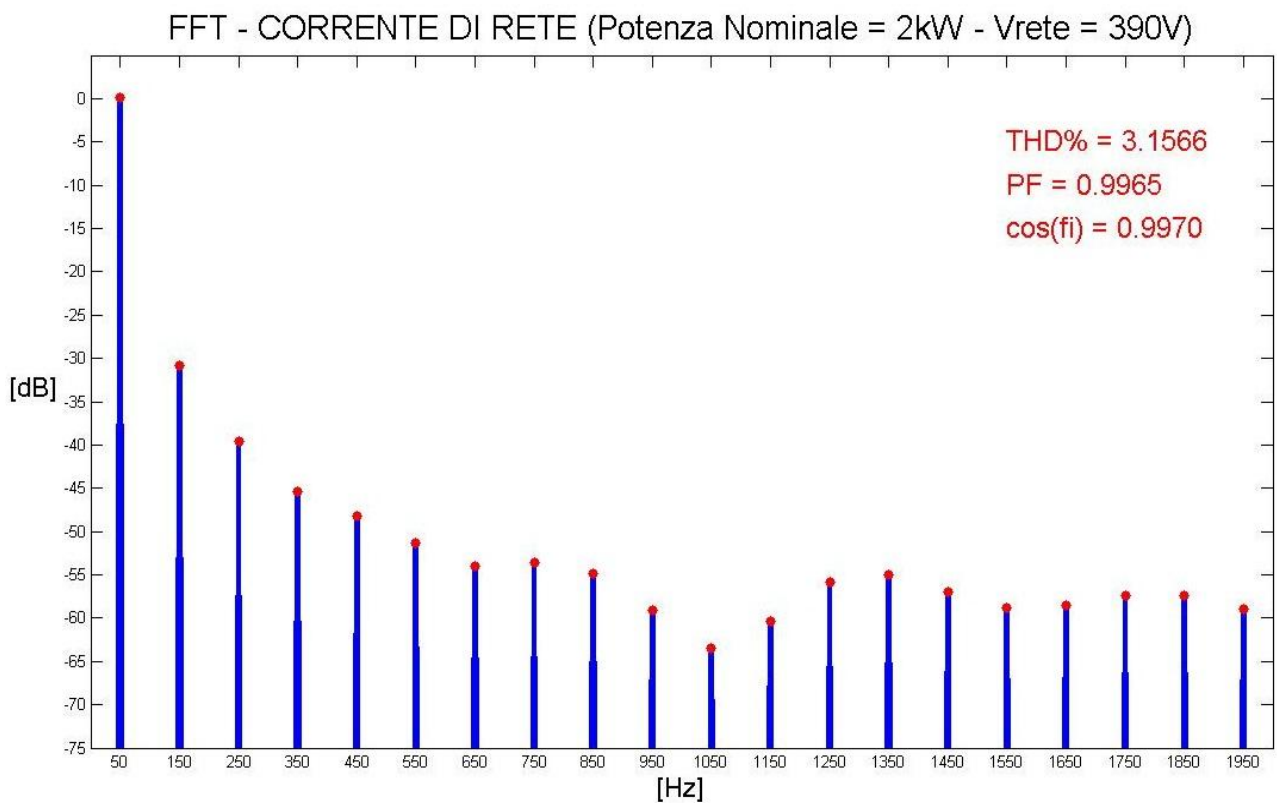
La simulazione finora descritta è stata effettuata con una tensione di rete nominale pari al valore di picco  $V_{rete} = 325 V$ . Di particolare interesse è la valutazione delle prestazioni in caso di sovratensione e di sottotensione della rete, che può essere dovuta a molteplici cause. Bisogna dunque accertarsi che il circuito possa funzionare correttamente anche in presenza di condizioni al limite. L'analisi e la simulazione vengono effettuate con una tensione di rete pari a  $V_{rete} = 390V$ , che rappresenta il caso peggiore per il funzionamento del circuito, e a  $V_{rete} = 260V$ . Questi due valori sono il limite massimo e minimo tollerati dal circuito e sono pari ad una variazione del  $\pm 20\%$  della rete, condizione peggiore di quella garantita normalmente dal gestore pubblico "Enel", che assicura un'escursione massima di  $\pm 10\%$  del valore nominale. Come si vede nelle figure 5.4 e 5.5, nelle condizioni limite con cui sono stati eseguiti i test, il circuito riesce a immettere in rete una corrente in fase con la tensione con andamento quasi sinusoidale. In seguito si valuta la qualità della corrente immessa tramite i grafici dell'*FFT*.



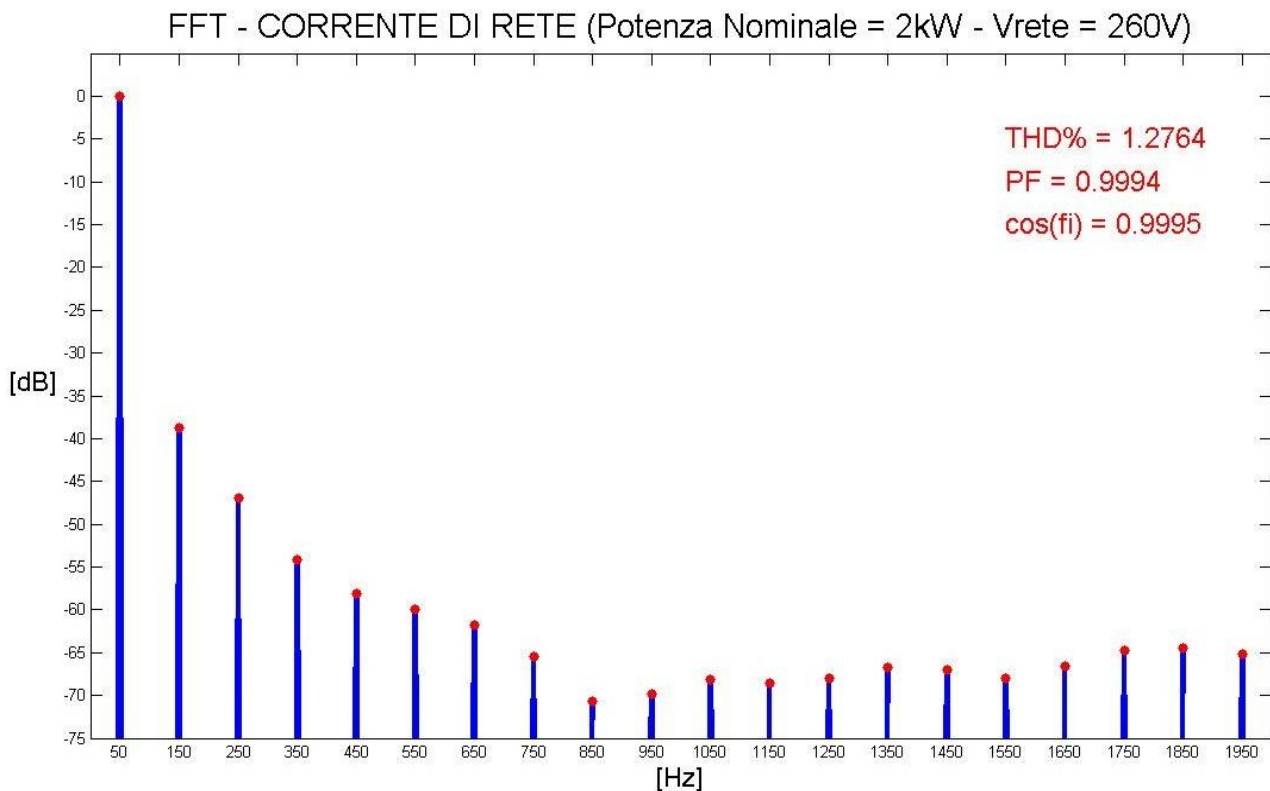
**Figura 5.4** Corrente di rete alla potenza nominale, confrontata con la tensione di rete massima ipotizzata.



**Figura 5.5** Corrente di rete alla potenza nominale, confrontata con la tensione di rete minima ipotizzata.



**Figura 5.6** FFT della corrente di rete alla potenza nominale, con tensione di rete massima.



**Figura 5.7 FFT della corrente di rete alla potenza nominale, con tensione di rete minima.**

Dalle due figure 5.6 e 5.7 si deduce che il caso peggiore è quello in cui la tensione di rete è massima, con un peggioramento delle prestazioni statiche alla potenza nominale. Osservando la figura 5.7, nel caso di sottotensione di rete, si può osservare un miglioramento della qualità di corrente immessa con un  $THD\% = 1.2764$  e un fattore di potenza quasi unitario.

### 5.3.3 POTENZE INFERIORI ALLA NOMINALE

I pannelli fotovoltaici producono la massima potenza disponibile e la massima efficienza con un perfetto irraggiamento da parte della radiazione solare. Spesso però si verificano situazioni di ombreggiatura che riducono la potenza prodotta dai moduli. Dunque il convertitore può ricevere in ingresso delle potenze inferiori a quella nominale. In questi casi l'inverter deve garantire il corretto funzionamento per tutti i valori di potenza in ingresso. Nelle prove statiche sono state testate delle potenze all'80%, 50%, 20% e 5% della potenza nominale.

Nelle tabelle 5.2 e 5.3 sono riportati i valori delle armoniche fino alla 15<sup>th</sup>, i valori di  $THD\%$  e i diversi fattori di potenza  $PF$ .

ARMONICHE	POTENZA INGRESSO ( $V_{rete} = 325 \text{ V}$ )				
	NOMINALE	80%	50%	20%	5%
3 <sup>th</sup>	1.89 %	2.16 %	3.00 %	6.69 %	19.42 %
5 <sup>th</sup>	0.71 %	0.75 %	1.20 %	2.31 %	4.17 %
7 <sup>th</sup>	0.35 %	0.41 %	0.56 %	0.99 %	3.61 %
9 <sup>th</sup>	0.26 %	0.29 %	0.41 %	0.71 %	3.06 %
11 <sup>th</sup>	0.21 %	0.17 %	0.29 %	1.12 %	2.50 %
13 <sup>th</sup>	0.15 %	0.13 %	0.35 %	0.71 %	2.26 %
15 <sup>th</sup>	0.10 %	0.14 %	0.27 %	0.88 %	1.91 %

**Tabella 5.2 Armoniche della corrente di rete con diversi valori di potenza.**

THD – PF	POTENZA INGRESSO ( $V_{rete} = 325 \text{ V}$ )				
	NOMINALE	80%	50%	20%	5%
COS $\varphi$	0.9987	0.9980	0.9953	0.9732	0.8032
PF	0.9984	0.9977	0.9947	0.9699	0.7849
THD%	2.0883	2.3725	3.4431	8.2819	21.7167

**Tabella 5.3 THD, fattore di potenza e DPF al variare della potenza.**

Dalla tabella 5.2 e 5.3 si deduce che al diminuire della potenza in ingresso, si ha un degrado delle prestazioni, con il *THD%* crescente e il fattore di potenza in diminuzione.

## 5.4 PROVE DINAMICHE

Dopo aver verificato il corretto funzionamento statico dell'inverter, bisogna valutare le prestazioni dinamiche dell'intero sistema, ovvero bisogna verificare che le velocità di risposta del sistema siano adeguate e corrispondano al dimensionamento.

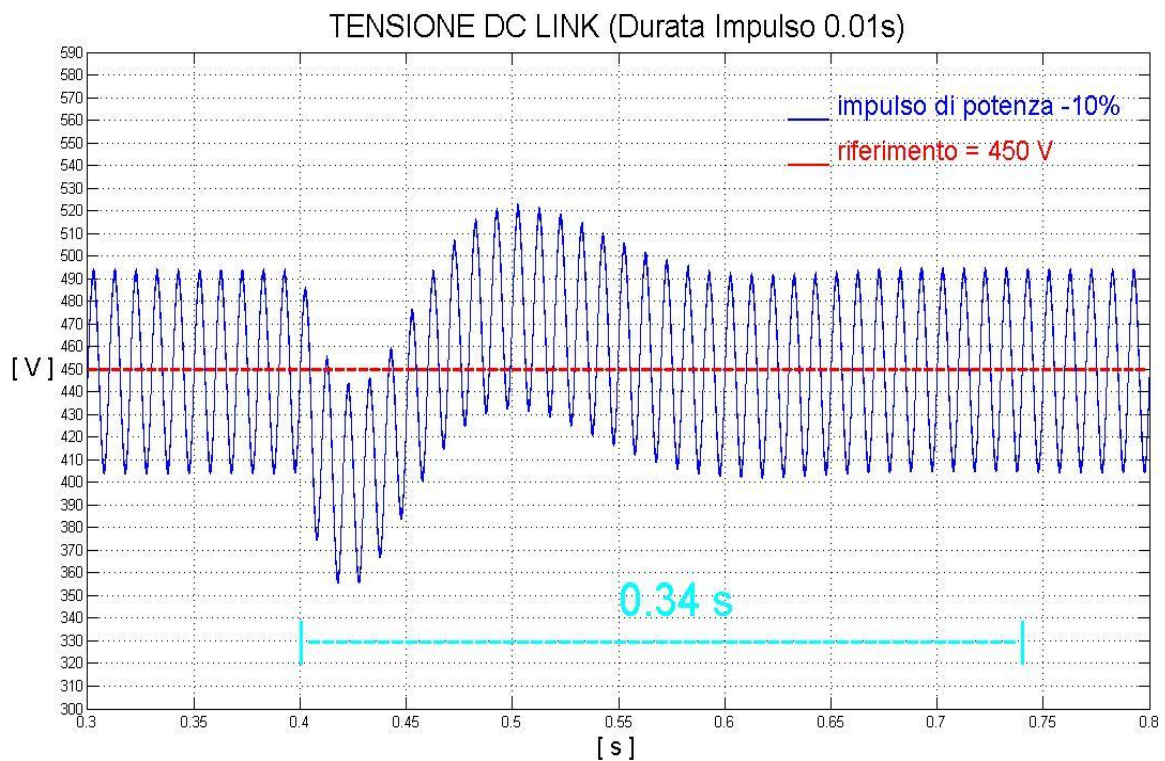
Per effettuare tali prove si procede con i test dei regolatori di corrente e di tensione.

### 5.4.1 TEST DEL REGOLATORE DI TENSIONE

Il test del regolatore viene svolto con tre tipi di ingressi, impulsivo, a scalino e a rampa, e si va a valutare il comportamento della tensione del *DC-link*, e soprattutto in quanto tempo essa ritorna al

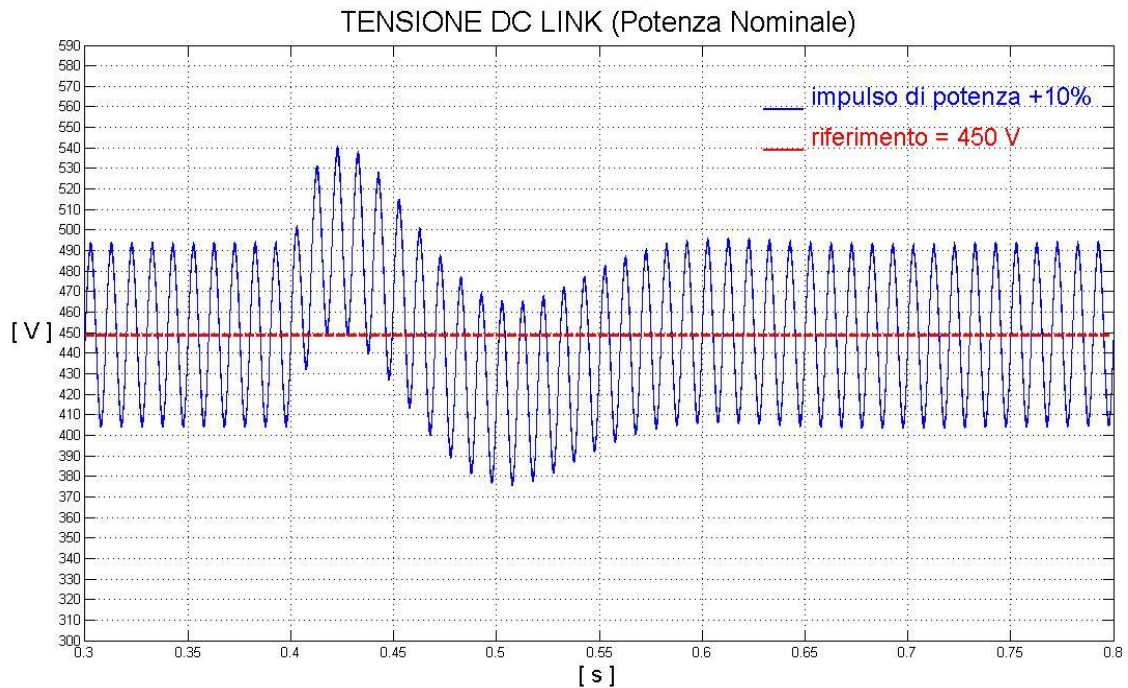
valore di riferimento. I tre tipi di ingressi simulano diverse situazioni in cui può trovarsi il circuito, andando a valutare ciò che accade nei casi peggiori. L'ingresso impulsivo, che difficilmente si verifica nelle condizioni reali, rappresenta uno spike di corrente e quindi di potenza. L'ingresso a gradino, invece, rappresenta una variazione della potenza di ingresso nel caso peggiore, ovvero con una variazione istantanea. Infine, la rampa permette di valutare ciò che accade in situazioni vicine alla realtà, cioè con una variazione di potenza lenta rispetto alle dinamiche dei controllori, dovuta a diversi fattori che limitano la produzione di energia dai pannelli.

Si inizia con l'ingresso impulsivo, con una durata di  $0.01\text{ s}$  che produce una variazione di ampiezza del  $\pm 10\%$  della potenza nominale. Il primo impulso provoca una variazione di  $-10\%$  e la tensione sulle capacità, che in un primo momento subisce una variazione di segno uguale all'impulso, viene riportata al valore di riferimento di  $450\text{ V}$  in  $0.34\text{ s}$ , come mostrato nella figura 5.8.



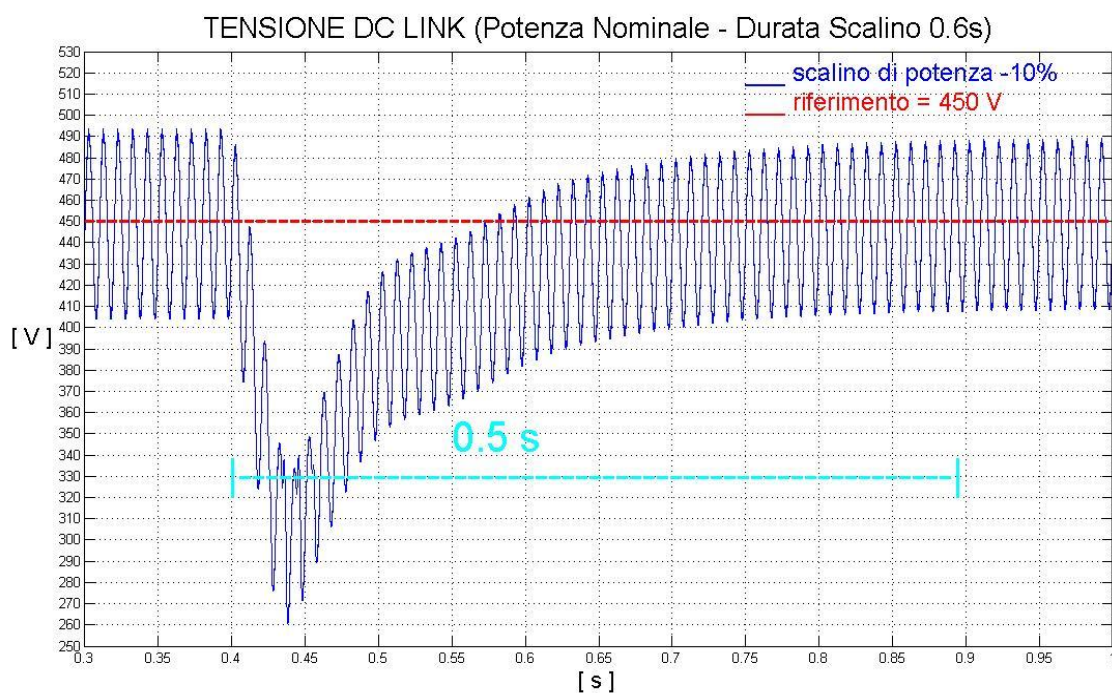
**Figura 5.8** Variazione della Tensione del bus DC dovuta ad un impulso della potenza d'ingresso ( $-10\%$ ) di durata  $0.01\text{ s}$ .

Il secondo impulso, in figura 5.9, provoca invece una variazione di  $+10\%$  della potenza in ingresso, e questo si traduce in un aumento della tensione  $DC$  che si riporta al valore di riferimento nello stesso tempo, ovvero in  $0.34\text{ s}$ . La variazione non deve però superare determinati valori di ampiezza, altrimenti le approssimazioni di piccolo segnale, fatte nello studio del regolatore, verrebbero meno.



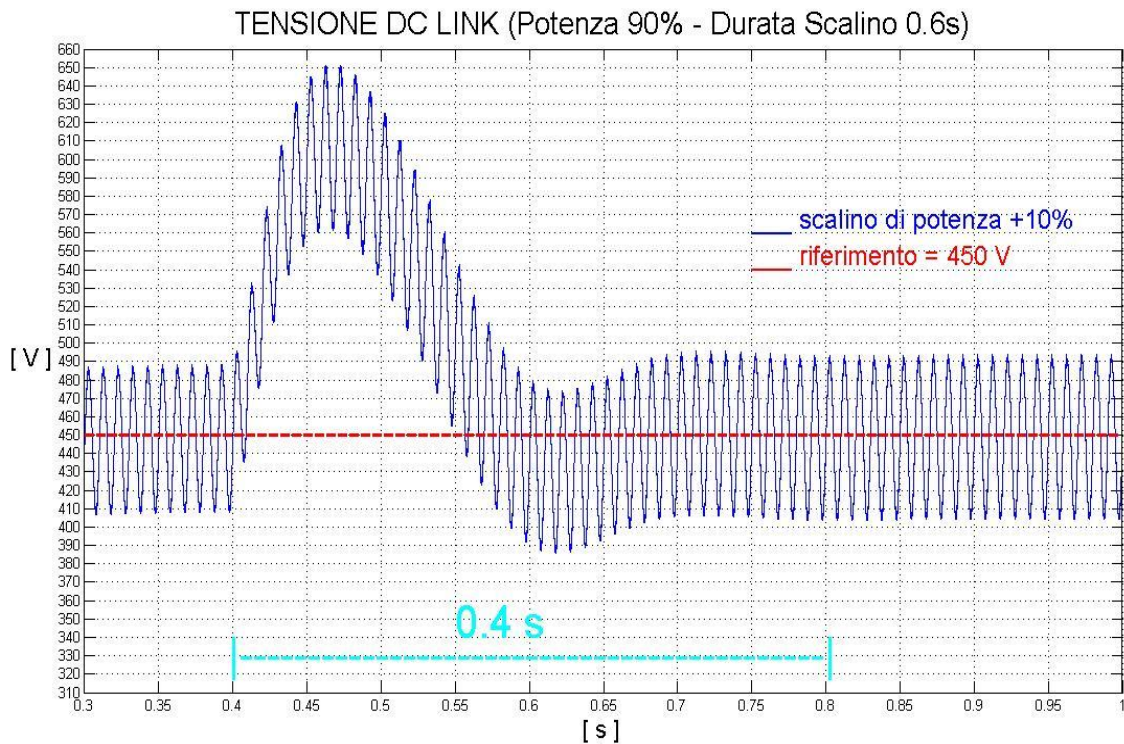
**Figura 5.9** Variazione della Tensione del bus DC dovuta ad un impulso della potenza d'ingresso (+10%) di durata 0.01 s.

Il secondo tipo di ingresso è quello a scalino, in cui si simula una variazione di potenza, da quella nominale al 90% e viceversa, e si valuta il comportamento della tensione sul bus DC.

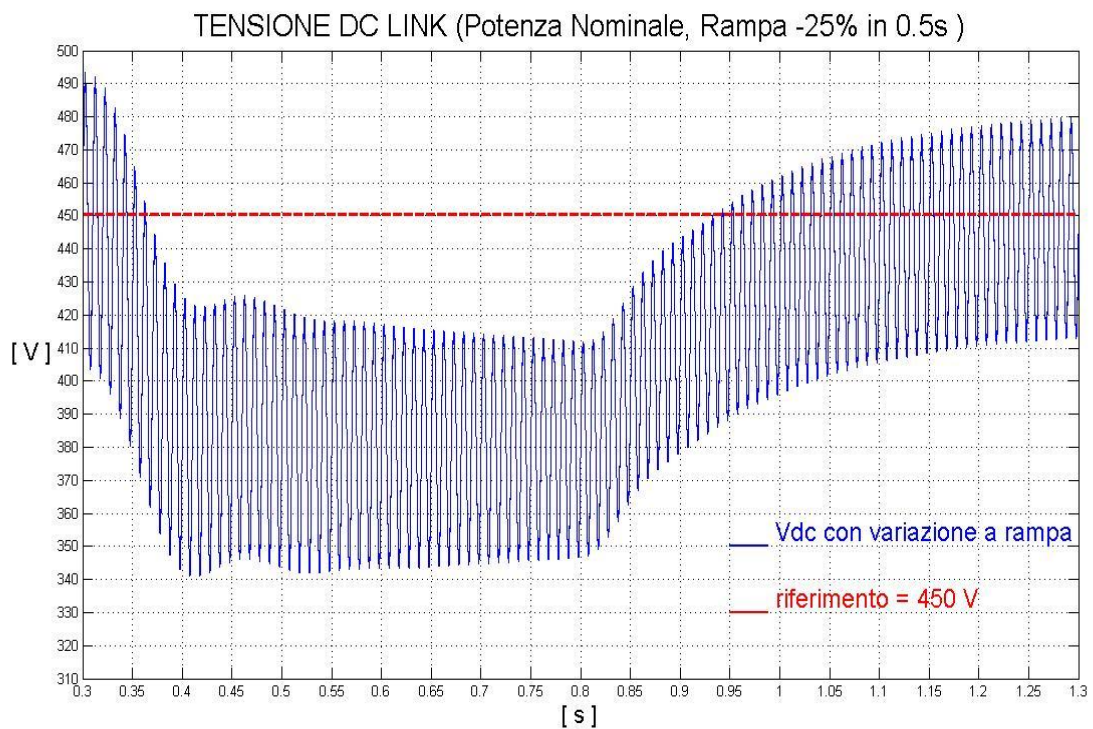


**Figura 5.10** Variazione della Tensione del bus DC dovuta ad uno scalino della potenza d'ingresso (-10%).





**Figura 5.11** Variazione della Tensione del bus DC dovuta ad uno scalino della potenza d'ingresso (+10%).



**Figura 5.12** Variazione della Tensione del bus DC con una variazione a rampa della potenza d'ingresso (-25% in 0.5 s).

Come si può vedere nelle figure 5.10 e 5.11, alla variazione a scalino della potenza di ingresso corrisponde una variazione della tensione continua sulle due capacità, la quale dopo un certo tempo si riporta al valore di riferimento.

In figura 5.12 si può valutare il comportamento con una variazione a rampa, che si avvicina alle condizioni operative reali.

Nella realtà la potenza generata dai moduli fotovoltaici non varia istantaneamente, ma ha una dinamica di qualche secondo, causata da un aumento o una diminuzione della radiazione solare, oppure dovuta a ombreggiature dei pannelli. In questa prova la potenza in ingresso viene diminuita del 25% in 0.5 s.

Si può osservare in figura 5.12 che la tensione si assesta su un valore inferiore per tutta la durata della rampa, per poi ritornare al valore di riferimento quando la variazione della potenza è terminata.

## **5.4.2 TEST DEL REGOLATORE DI CORRENTE**

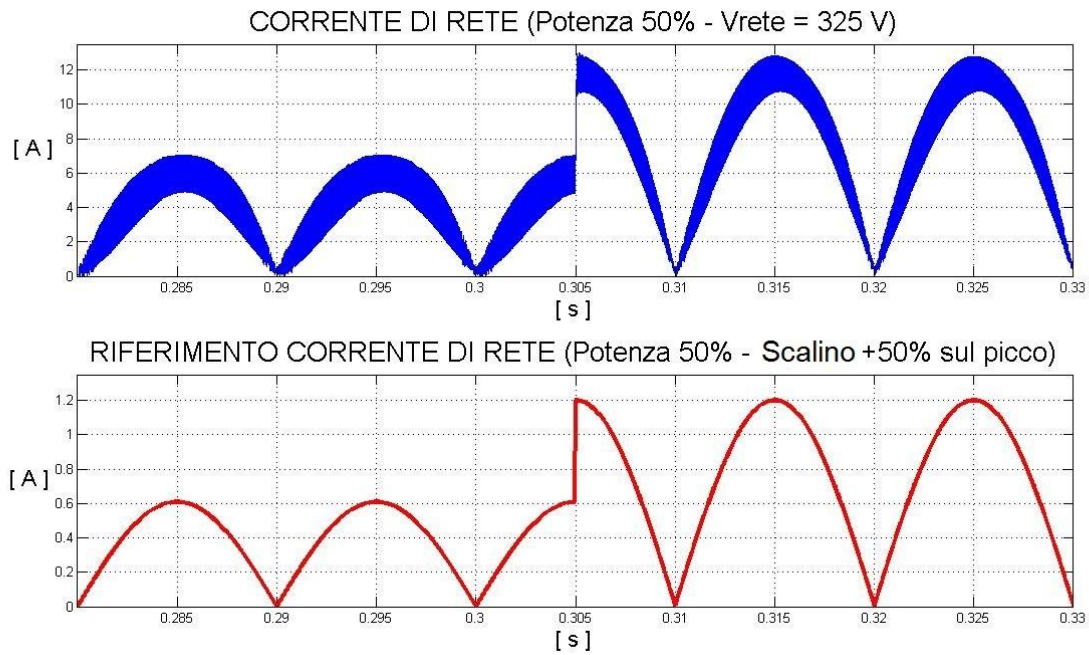
Il test del regolatore di corrente serve a valutare la risposta dell'anello di corrente a una variazione del riferimento. Le prove vengono effettuate dando in ingresso, come caso peggiore, degli scalini e valutando in che modo la corrente di uscita del convertitore segue il suo riferimento.

Gli scalini utilizzati prevedono una variazione del riferimento, che genera un cambiamento del  $\pm 50\%$  della corrente di rete.

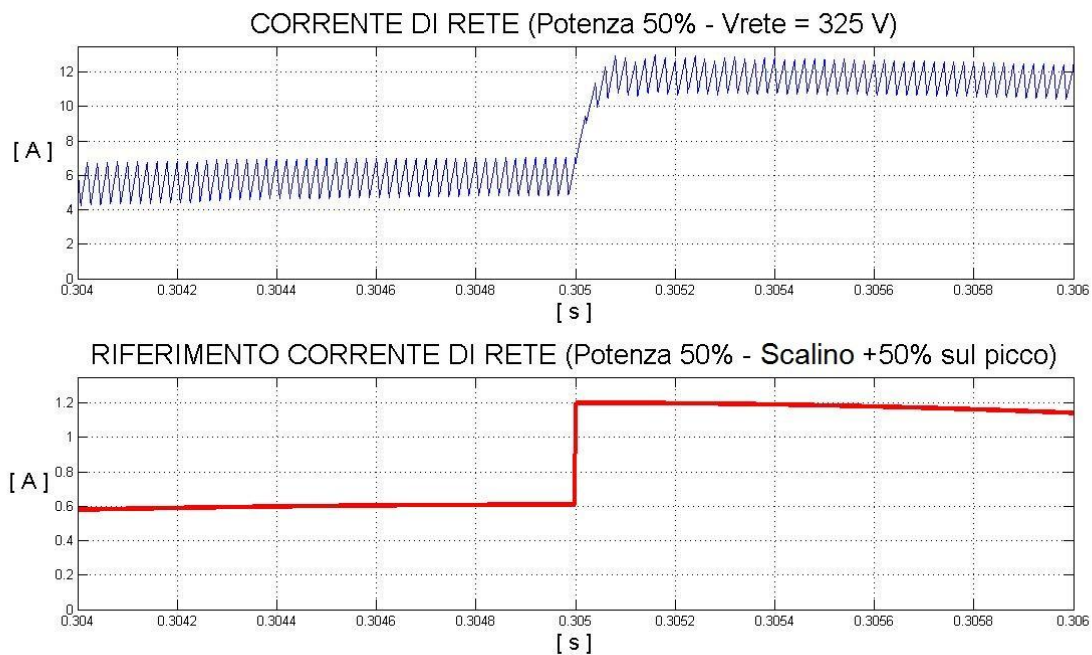
Le variazioni a scalino possono essere collocate sull'attraversamento della corrente per lo zero, oppure sul picco della corrente che, come già discusso in precedenza, ha una frequenza pari a quella di rete.

Le condizioni operative cambiano se si varia la tensione di rete in uscita dal convertitore. Infatti, con una tensione diversa da quella nominale, le prestazioni del controllo di corrente possono cambiare.

Il caso peggiore si verifica con la tensione di rete al valore massimo ipotizzato in fase di progetto, ovvero con  $V_{rete} = 390 V$ , e soprattutto con una variazione sul picco della corrente. Il test inizia con una tensione di rete nominale e una variazione di +50% sul picco e sullo zero. Come si vede in figura 5.13, con uno scalino sul riferimento il controllo di corrente segue perfettamente la variazione, portando la potenza in uscita dal 50% a quella nominale. Per valutare meglio il comportamento si può verificare cosa succede nell'intorno della variazione.



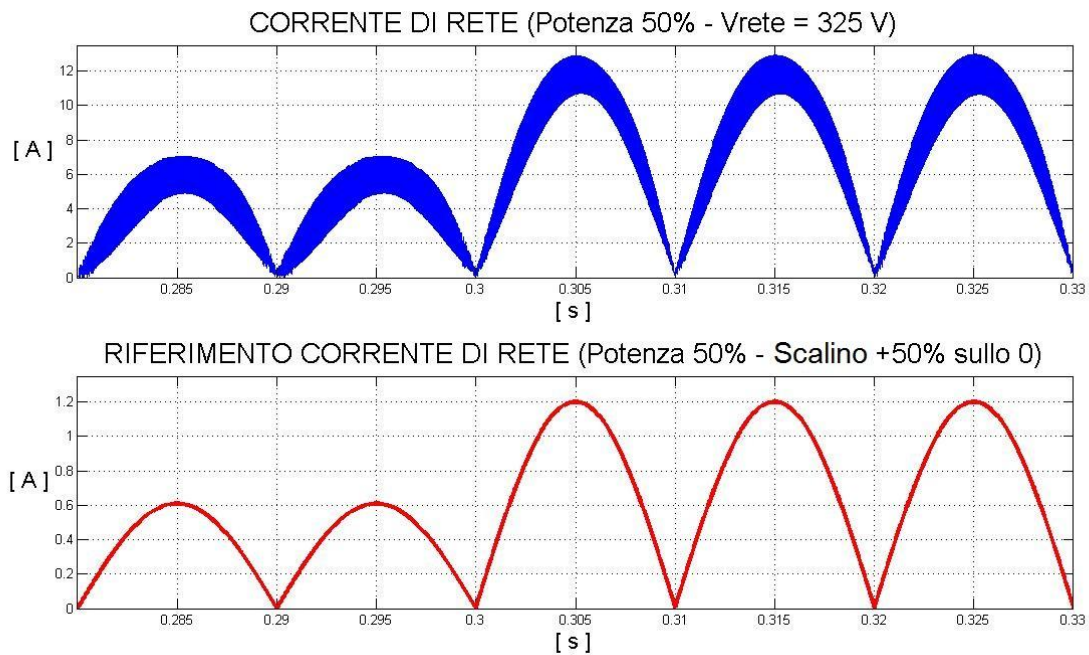
**Figura 5.13** Variazione del riferimento e inseguimento della corrente di rete con uno scalino sul picco pari a +50% della potenza nominale.



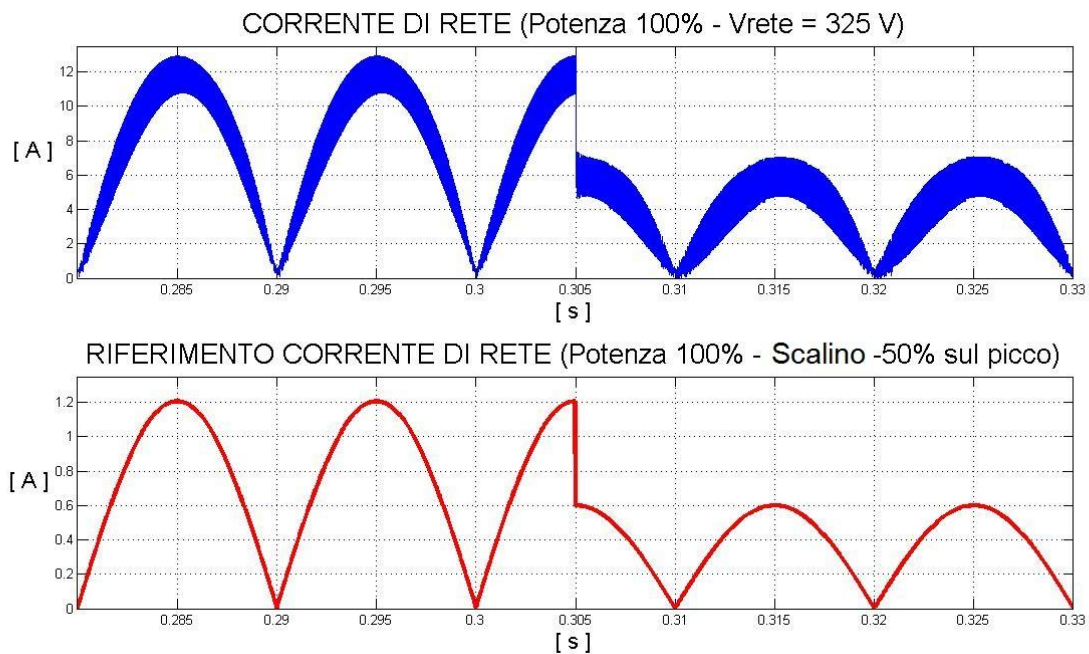
**Figura 5.14** Particolare della variazione del riferimento e inseguimento della corrente di rete con uno scalino sul picco pari a +50% della potenza nominale.

Dalla figura 5.14, si nota come in corrispondenza del picco, dove c'è lo scalino, il controllo impiega un certo tempo, anche se piccolo, per inseguire perfettamente il riferimento. Infine si può vedere

cosa succede con una variazione sullo zero della sinusoide. In figura 5.15 si osserva che l'anello di corrente non ha particolari problemi poiché lo scalino avviene quando la corrente è nulla.

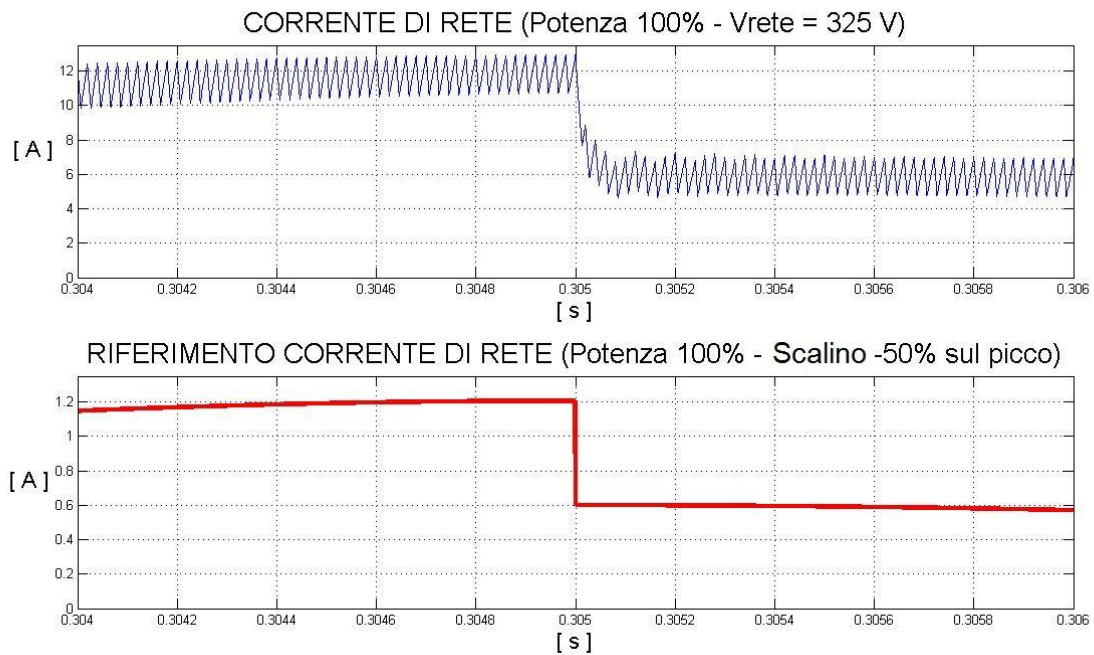


**Figura 5.15** Variazione del riferimento e inseguimento della corrente di rete con uno scalino sullo zero pari a +50% della potenza nominale.

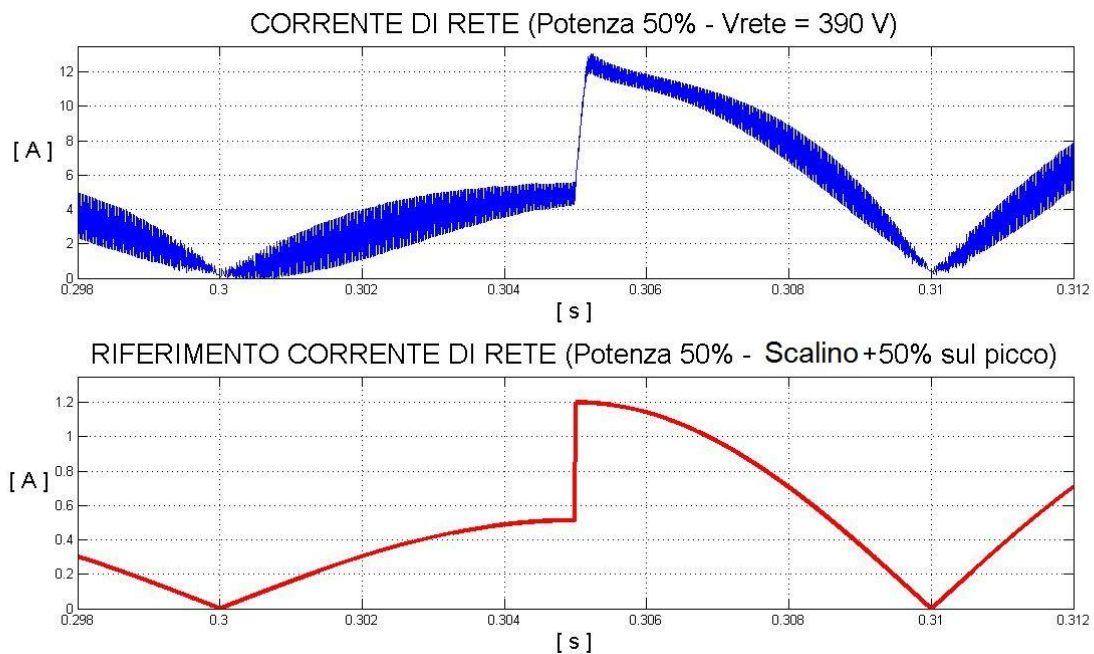


**Figura 5.16** Variazione del riferimento e inseguimento della corrente di rete con uno scalino sul picco pari a -50% della potenza nominale.

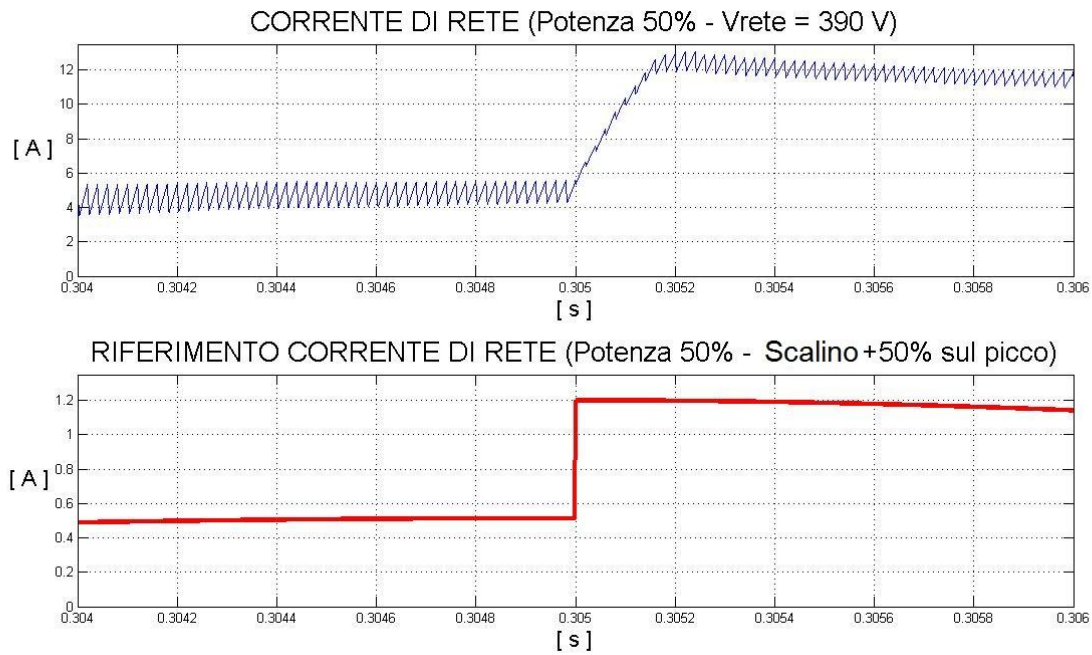
In figura 5.16 invece si osserva il comportamento con una variazione di  $-50\%$  sul picco della corrente. Anche in questo caso il comportamento sul picco ha una dinamica molto veloce come si osserva in figura 5.17.



**Figura 5.17 Particolare della variazione del riferimento e inseguimento della corrente di rete con uno scalino sul picco pari a  $-50\%$  della potenza nominale.**



**Figura 5.18 Variazione del riferimento e inseguimento della corrente di rete con uno scalino sul picco pari a  $+50\%$  della potenza nominale, con tensione di rete massima.**



**Figura 5.19 Particolare della variazione del riferimento e inseguimento della corrente di rete con uno scalino sul picco pari a +50% della potenza nominale, con tensione di rete massima.**

L'analisi del regolatore continua valutando cosa accade con la tensione di rete massima ipotizzata nei precedenti capitoli, ovvero con  $V_{rete} = 390\text{ V}$ , come in figura 5.18.

Questo è un caso al limite del funzionamento, e corrisponde anche al caso peggiore. Infatti, in figura 5.19 si osserva che, con lo scalino del +50%, la dinamica è più lenta che negli altri casi. La variazione impiega circa  $0.2\text{ ms}$  per inseguire il riferimento impulsivo, valore che è uguale alla massima banda dell'anello di corrente ( $f_c = 5\text{ kHz}$ ).

## CONCLUSIONI

Lo studio condotto ha permesso di dimensionare e valutare le prestazioni e il corretto funzionamento di un inverter *NPC* a tre livelli per applicazioni fotovoltaiche.

La fase di dimensionamento è stata condizionata dal precedente lavoro di tesi che prevedeva un'uscita di tensione costante sul bus *DC* di *450 V*. Dunque il circuito e l'intero sistema sono stati sottodimensionati rispetto al reale valore di potenza ottenibile in uscita, pari a circa *3 kW* in ambito residenziale. Lo svantaggio di questa scelta ha prodotto un aumento del rapporto spire del trasformatore, la cui fase di realizzazione risulterà più difficile e con maggiori costi.

I vincoli di progetto sul ripple della tensione di ingresso e sulla corrente di uscita sono stati scelti con un certo margine di tolleranza in modo da ottenere un dimensionamento meno restrittivo e di più facile realizzazione.

La scelta del convertitore a tre livelli ha permesso di dimezzare le tensioni sugli interruttori, permettendo dunque la scelta di switch dimensionati per tensioni minori, al contrario di quelli utilizzati nei classici convertitori, e permette di gestire potenze maggiori utilizzando diverse configurazioni degli stadi a monte.

L'utilizzo di più livelli permette una riduzione delle distorsioni armoniche in uscita e delle commutazioni degli switch.

D'altronde l'uso di più dispositivi produce un rendimento di conversione del *95%*, che risulta essere più basso di quelli ottenuti con i classici convertitori a due livelli di tensione.

Il corretto funzionamento del circuito si basa sulla capacità di controllo della tensione sul *DC-link*, che deve essere uguale sulle due capacità in modo da non sbilanciare i livelli e indurre distorsioni indesiderate in uscita.

La valutazione del corretto funzionamento in ogni possibile condizione operativa giustifica il dimensionamento effettuato.

Il progetto dei regolatori è un punto cruciale dell'intero studio del convertitore, in quanto permette di migliorare le prestazioni in uscita.

La scelta di una banda passante pari a *5 kHz* per l'anello di corrente si traduce in una risposta veloce del circuito alle variazioni, come visibile nelle figure 5.14-5.17-5.19 .

Risulta invece più delicata la gestione del controllo di tensione nel quale bisogna prevedere un adeguato guadagno di anello e un'opportuna banda passante. La scelta di una banda passante troppo grande introduce delle distorsioni sul riferimento di corrente, che si ripercuotono infine sulle prestazioni dell'inverter.

L'utilizzo di un circuito di media o di un filtro sul valore di uscita dall'amplificatore di tensione elimina eventuali oscillazioni indesiderate alla frequenza di rete.

In uscita l'utilizzo di un filtro per le componenti armoniche superiori alla banda passante del controllo di corrente è indispensabile per avere una corrente di rete più pulita possibile, riducendo le armoniche uguali e superiori alla frequenza di commutazione

L'analisi delle prestazioni statiche e dinamiche permette di valutare la qualità del dimensionamento e dei controlli di corrente e tensione.

Le norme vigenti, infatti, prevedono che l'immissione in rete rientri all'interno di vincoli sulle armoniche, sul *THD%* e sul fattore di potenza.

Il passo successivo, nell'analisi di questo circuito, prevede lo studio di rilevazione delle condizioni di funzionamento in isola.

La tecnologia fotovoltaica purtroppo risulta essere ancora lontana dalla competitività economica per l'alto costo dei sistemi fotovoltaici, ovvero dei moduli. Per permettere in futuro una competitività economica occorre fare innovazione sulle tecnologie di fabbricazione.

In particolare lo sviluppo delle celle al silicio ad alta efficienza, e l'uso di tecnologie innovative come quelle a film sottile possono incrementare la diffusione della tecnologia fotovoltaica.



## BIBLIOGRAFIA

- [1] A.Cavallini, D. Del Col, *La Conversione Fotovoltaica*, Appunti dal corso di Energetica, 2006.
- [2] Califano P.F., P. Spirito, *Le celle solari*, in Fonti Energetiche Alternative, Franco Angeli Editore.
- [3] Canali C., M. Prudenzioli, *Materiali semiconduttori per la conversione fotovoltaica*, Alta Frequenza, vol. XLVI, n. 10, 1977.
- [4] Cirillo E., *Gli impianti fotovoltaici: le celle solari*, Energie alternative HTE, n. 52, 1988.
- [5] Grove A. S., *Fisica e tecnologia dei dispositivi a semiconduttore*, Franco Angeli Editore, 1985.
- [6] S.Busso, P.Mattavelli, *Digital control in power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [7] P. Atkins, *Chimica Fisica*, Zanichelli.
- [8] G.Spiazzi, *Appunti dalle lezioni di Elettronica di potenza (dispensa)*, A.A.2006/2007.
- [9] N. Mohan, M. Undeland, P. Robbins, *Power electronics 3<sup>rd</sup> Edition*, Hoepli, 2005.
- [10] F. Groppi, C. Zuccaro, *Impianti solari fotovoltaici*, Editoriale Delfino, 2007.
- [11] S. Castello, *Sistemi fotovoltaici*, Enea.
- [12] P. Sandri, *Convertitori CC/CA per sistemi fotovoltaici connessi alla rete*, capitolo 2, 2007.
- [13] J. Rodríguez, J. S. Lai e F. Z. Peng, *Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications*, IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 49, 2002.
- [14] J. S. Lai e F. Z. Peng, *Multilevel converters – A new breed of power converters*, IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 32, 1996.
- [15] F. Z. Peng, *A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing*, IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 37, 2001.
- [16] L. Malesani, *Controllo degli invertitori PWM dal corso di Elettronica per l'Energia*, P8d\_6, A.A. 2008/2009.
- [17] Arch.G. Perfetto, Solardesign, *I sistemi solari fotovoltaici*, Laboratorio di innovazione tecnologica, Facoltà di Architettura, Politecnico di Torino.