







# **UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA**

**FACOLTA' DI INGEGNERIA**

**DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL' INFORMAZIONE**

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA**

**TESI DI LAUREA**

## **ANALISI E SVILUPPO DI UNA TECNICA DI CONTROLLO MPPT PER CONVERTITORI BOOST BASATA SU INTERPOLAZIONE LINEARE**

**RELATORE: Chiar.mo Prof. Paolo Tenti**

**LAUREANDO: Valerio Michielan**

**ANNO ACCADEMICO 2010- 2011**

**Padova, 18 Aprile 2011**



*“... Essere felici con quello che tu possiedi  
è quanto di meglio tu possa fare...”  
“... Prova a lasciare questo mondo  
un po' migliore di come l'hai trovato ...”*

*B.P.*

Un sentito ringraziamento a tutti coloro che mi hanno dato la possibilità di percorrere ed aiutato ad affrontare questo cammino universitario.

Un grazie particolare alla mia famiglia che mi ha sempre incitato a fare del mio meglio e a Roberta per la vicinanza e il sostegno che mi ha sempre dimostrato.

Un sentito ringraziamento anche all' Ing. Stellini per avermi sempre seguito con costanza in questo mio lavoro di tesi.



# Indice

<b>Introduzione .....</b>	<b>i</b>
<b>Capitolo 1: Il pannello fotovoltaico .....</b>	<b>13</b>
1.1 La radiazione solare	13
1.2 Principio di funzionamento della cella solare	15
1.3 Durata di vita e rendimento di una cella fotovoltaica	21
1.4 Tipologie di celle fotovoltaiche	23
1.4.1 Celle fotovoltaiche in silicio monocristallino e policristallino	23
1.4.1.1 Tecnica di produzione Czochralski	26
1.4.1.2 Tecnica di produzione Casting	27
1.4.2 Celle fotovoltaiche in silicio amorfo	27
1.4.3 Celle a film sottile	29
1.4.3.1 Celle CIS	29
1.4.4 Celle organiche	31
1.5 Caratteristiche elettriche della cella fotovoltaica	32
<b>Capitolo 2: Principali tecniche di controllo del MPP .....</b>	<b>37</b>
2.1 Maximum Power Point Tracker	37
2.2 Perturb and Observe	39
2.3 Conduttanza incrementale	41
2.4 Fractional Open-Circuit Voltage e Short-Circuit Current	44
2.5 Ripple Correlation Control	45
<b>Capitolo 3: Il modulo di conversione dc/dc .....</b>	<b>49</b>
3.1 Architettura degli impianti fotovoltaici connessi alla rete (grid connected)	49
3.1.1 Configurazione ad Inverter centrale (Central Inverter)	51

3.1.2 Configurazione a Stringa di inverter (String Inverter)	52
3.1.3 Configurazione ad Inverter integrato	53
3.2 Il convertitore	53
3.2.1 Inverter con convertitore DC/DC isolamento	55
3.2.2 Inverter con convertitore DC/DC senza isolamento	57
3.3 Struttura della sorgente fotovoltaica	61
3.4 Progettazione dello stadio BOOST	63
3.4.1 Convertitore BOOST in funzionamento continuo	64
3.4.2 Convertitore BOOST in funzionamento discontinuo	68
3.4.3 Modifica dello stadio d'ingresso del BOOST e dimensionamento	69

#### **Capitolo 4: Applicazione dell' algoritmo p&o per un controllo digitale tramite**

<b>dsp .....</b>	<b>75</b>
4.1 Il DSP	75
4.2 L' ADC TMS320F2810	78
4.3 Realizzazione e discretizzazione del controllo	82
4.4 Modulatore PWM digitale	87
4.5 Algoritmo Perturb & Observ	88

#### **Capitolo 5: Analisi di una tecnica di controllo basata sulla interpolazione lineare e**

<b>realizzazione .....</b>	<b>97</b>
5.1 Controllo della tensione in uscita del pannello tramite retta interpolatrice	98
5.2 Analisi del margine d' errore	101
5.3 Analisi dinamica del convertitore	105
5.4 Studio del modello ai piccoli segnali del BOOST in funzionamento CCM	111



5.5	Determinazione della funzione di trasferimento del controllo in CCM	115
5.6	Dimensionamento del circuito di controllo	122
5.7	Simulazione del circuito completo	130
<b>Capitolo 6: Realizzazione e misure .....</b>		<b>135</b>
6.1	Realizzazione della scheda di controllo	135
6.2	Misure effettuate	140
6.2.1	Misure con fattore di scala ridotto	144
6.2.2	Simulazione di una stringa con due pannelli fotovoltaici	148
6.2.3	Simulazione di una stringa con tre pannelli fotovoltaici	152
6.2.4	Simulazione di una stringa con cinque pannelli fotovoltaici	155
<b>Conclusioni.....</b>		<b>161</b>
<b>Bibliografia.....</b>		<b>163</b>







# Introduzione

L'energia solare è la fonte energetica primaria per eccellenza. Basti pensare che ogni anno il Sole irradia sulla Terra 19.000 miliardi di TEP (Tonnellate Equivalenti di Petrolio) mentre la domanda annua di energia è di circa 8 miliardi di TEP.

L'intero fabbisogno energetico italiano sarebbe teoricamente coperto destinando l'1,5% del territorio ai pannelli fotovoltaici, cioè non più di 4-5000 chilometri quadrati, opportunamente individuabili in aree abbandonate o già destinate ad usi industriali, civili o commerciali.

Uno dei principali motivi che dovrebbero incentivare gli investimenti nelle energie rinnovabili è rappresentato dagli obiettivi Europei “20-20-20”, che prevedono entro il 2020 la riduzione del 20% delle emissioni di gas serra rispetto ai livelli del 1990, l’aumento dell’efficienza energetica del 20%, e che il 20% di produzione di energia elettrica provenga da fonti rinnovabili. Questi obiettivi sono poi declinati in obiettivi nazionali, che per l’Italia si traducono nel raggiungere, da un livello del 5,2% nel 2005, un livello di produzione di energia da fonti rinnovabili del 17% entro il 2020.

Con l’ampliarsi della generazione distribuita da fonti rinnovabili, anche in ambito domestico, si fa spazio una rete di produzione aggiuntiva che ben si deve integrare con quella tradizionale, basata su un controllo centralizzato, flussi di potenze unidirezionali e reti passive ottenendo un sistema energetico non più centralizzato ma distribuito sul territorio, con flussi di potenze bidirezionali e reti attive.

La rete elettrica non è più solo quindi un canale per trasmettere e distribuire energia elettrica dalle grandi centrali ai clienti finali ma una rete “intelligente”, ovvero una “Smart Grid”, una rete comune in grado di fare interagire produttori e consumatori, di determinare in anticipo le richieste di consumo e di adattare con flessibilità la produzione e il consumo di energia elettrica. Una rete che si compone di tante piccole reti tra loro collegate in grado di comunicare scambiando informazioni sui flussi di energia, gestendo con migliore efficienza i picchi di richiesta, evitando interruzioni di elettricità e riducendo il carico ove necessario. Una similitudine può essere fatta con la rete di internet dove tutti gli utenti sono interconnessi tra di loro potendo ricevere e inviare informazioni uscendo così dallo schema di distribuzione “da uno a molti”.

Lo studio effettuato in questa tesi si sviluppa proprio con l’obiettivo di simulare l’interfacciamento con la rete elettrica di una serie di pannelli fotovoltaici per installazioni domestiche-residenziali.

L’analisi si è poi soffermata sullo sviluppo di una tecnica capace di permettere al generatore fotovoltaico di lavorare nel punto MPP in modo tale da mettere a disposizione delle varie utenze la massima potenza erogabile da questa sorgente.

# Capitolo 1

## Il pannello fotovoltaico

### 1.1 La radiazione solare

La radiazione solare è l'energia elettromagnetica che viene emessa grazie a continui processi di fusione dell'idrogeno contenuto nel sole. L'intensità e la distribuzione spettrale della radiazione solare che arriva sulla superficie terrestre dipendono dalla composizione dell'atmosfera. La concentrazione maggiore di tale radiazione si trova nell'intervallo di lunghezza d'onda compreso tra i 0.2 e i 2.5 micrometri.

I fisici hanno anche creato un modello di massa d'aria unitaria AM1 (Air Mass 1) intesa come spessore di atmosfera standard attraversato dai raggi solari in direzione perpendicolare alla superficie terrestre, misurato al livello del mare al fine di

determinare lo spettro e l'intensità di radiazione solare che colpisce la terra. L'AM1 è un modello basato sulla media della penetrazione del sole sulla crosta terrestre. Perciò tale modello subisce delle inevitabili variazioni a seconda del luogo a cui si vuole conoscere la radiazione solare.

Se si prendono in considerazione le nostre latitudini il modello a cui fare riferimento è l'AM1.5, da cui è possibile ricavare la seguente curva di irraggiamento spettrale del sole in funzione della lunghezza d'onda (vedi Figura 1.1.1).

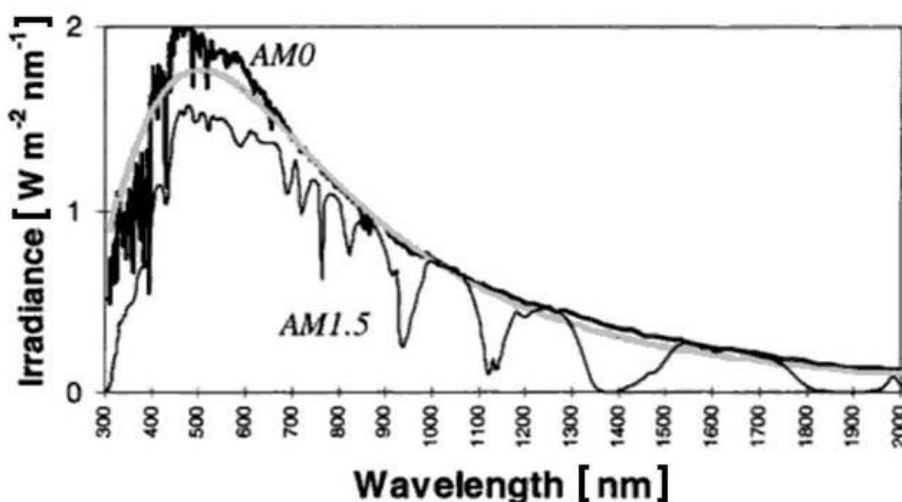


Figura 1.1.1 – Spettro solare extraterrestre (AM0) e terrestre (AM1.5)

Dalla curva si osserva che l'intensità massima dell'energia solare è compresa tra 0.5 e 0.55 micrometri.

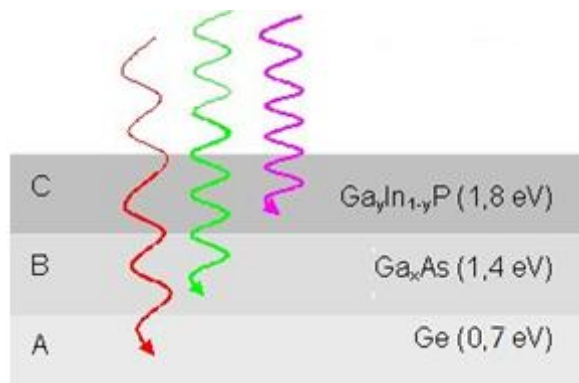
La zona d'assorbimento dell'irraggiamento solare utile per le celle fotovoltaiche di silicio cristallino comincia, tipicamente, a 0.35 micrometri fino a tutto l'infrarosso compreso. La cella solare non riesce a essere efficiente su tutto lo spettro solare, ma solo in una parte specifica (in funzione del materiale utilizzato e della struttura fisica dello stesso).

Una soluzione, non certo la più economica, è quella di utilizzare celle fotovoltaiche multigiunzione, costituite cioè da diversi materiali ciascuno dei quali interagisce con una porzione differente dello spettro, aumentando così il rendimento totale.

Un esempio è la cella costituita dagli elementi GaInP, GaAs e Ge che permette un'efficienza del 29%. L'idea è quella di depositare uno sull'altro diversi film sottili di



semiconduttori con gap di energia diversa, in modo che ciascuno possa assorbire *in modo ottimale* i fotoni di una certa lunghezza d'onda, evitando di sprecare l'energia in eccesso rispetto al valore del gap (Figura 1.1.2).



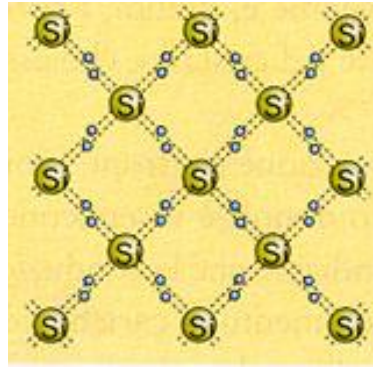
**Figura 1.1.2** – Cella fotovoltaico a multi giunzione

## 1.2 Principio di funzionamento della cella solare

Per comprendere il funzionamento della cella solare si devono innanzitutto comprendere alcune proprietà dei semiconduttori di cui è composta la cella fotovoltaica. Esistono due principali semiconduttori: il silicio (Si) e il germanio (Ge).

L'industria attuale utilizza il primo di questi due elementi per la fabbricazione di componenti elettronici, grazie alla sua abbondanza nella crosta terrestre e per l'ottimo grado di purezza che si riesce ad ottenere.

Il semiconduttore alle basse temperature si comporta come un isolante. Questo perché gli elettroni, vincolati dai legami covalenti con gli altri atomi (vedi Figura 1.2.1), si trovano tutti nello stato energetico che appartiene alla banda di valenza e non dispongono dell'energia sufficiente per passare alla banda di conduzione. Tale energia è data dall'Energy Gap che nel silicio vale 1.12eV a temperatura ambiente.



**Figura 1.2.1** – Reticolo cristallino del Silicio in cui si notano i legami covalenti che si instaurano tra i 4 elettroni di valenza di ciascun atomo

A temperature più elevate, o per assorbimento di fotoni (processo fotovoltaico), alcuni elettroni possono assorbire una quantità di energia tale da permettere il loro trasferimento dalla banda di valenza a quella di conduzione svincolandoli, quindi, dal legame che li trattiene all' atomo originario. In questo caso si dice che la carica supera la banda proibita ed è libera di migrare nel reticolo, facendo perdere al materiale parte della sua caratteristica isolante.

Ogni qual volta un elettrone passa alla banda di conduzione si crea una lacuna (carica positiva) in quella di valenza e finché la concentrazione delle due tipologie di cariche si equivale si può parlare di *materiale intrinseco*.

In elettronica il semiconduttore intrinseco è raramente applicato; generalmente lo si tratta con operazioni di drogaggio che consistono nell' introduzione all' interno del reticolo cristallino del silicio di altri componenti allo scopo di aumentarne i portatori liberi di carica e quindi conferendo al materiale caratteristiche fisiche ed elettriche specifiche.

Ad esempio, se all' interno del reticolo cristallino di silicio viene inserito un atomo che possiede 3 elettroni di valenza (es: boro), si ottiene la formazione di una lacuna nella banda di valenza; l' atomo in questione viene detto *accettore* e il semiconduttore diventa di tipo P. Allo stesso modo, se viene inserito un atomo con 5 elettroni di valenza (es: fosforo), si ottiene un elettrone in più e in questo caso l' atomo viene definito *donatore* mentre il semiconduttore diventa di tipo N.

Nella figura sottostante (Figura 1.2.2) viene riportato un esempio di reticolo intrinseco drogato sia con accettori che con donatori in cui è possibile notare l'elettrone e la lacuna eccedenti.

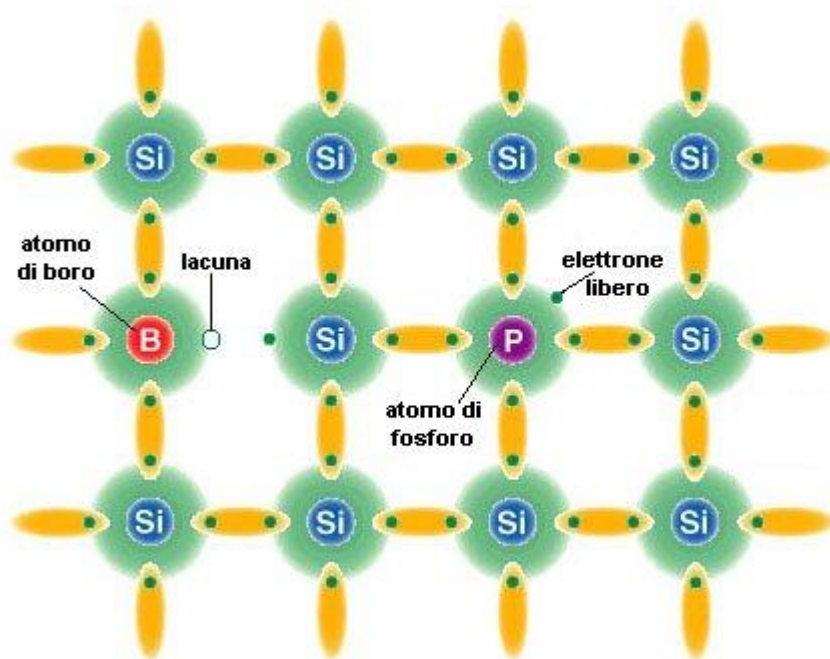


Figura 1.2.2 – Esempio di reticolo drogato con accettori e donatori

Una cella fotovoltaica non è altro che l'elemento più semplice a semiconduttore: il diodo. Il diodo è un elemento semiconduttore capace di permettere il passaggio di una corrente in un solo verso. Esso è costituito da un cristallo di tipo N e da un altro cristallo di tipo P. La congiunzione di questi cristalli provoca sulla superficie di contatto uno spostamento di cariche nella zona centrale: le cariche di segno opposto si attraggono, formando in quella zona un reticolo cristallino ionizzato chiamato *giunzione P-N*, come è possibile notare attraverso la Figura 1.2.3.

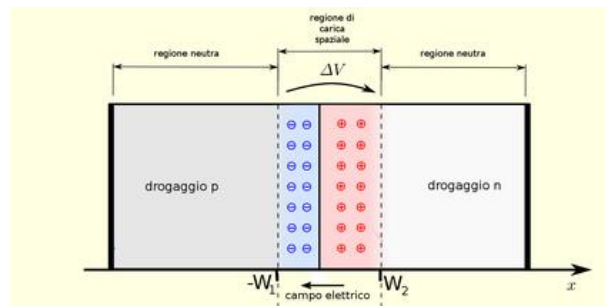


Figura 1.2.3 – Giunzione P-N

Il fenomeno continua finché il potenziale elettrico generato dallo spostamento delle cariche non diventa tale da controbilanciare il moto di diffusione. In condizioni di equilibrio si nota la formazione, vicino alla giunzione p-n, di una regione detta *zona di svuotamento* o *regione di carica spaziale*, in cui avviene lo scambio di cariche tra le due porzioni di cristallo differentemente drogate. Applicando un potenziale positivo in P e negativo in N (Figura 1.2.4 A), si ottiene la *polarizzazione diretta della giunzione*. Se il potenziale applicato è tale da annullare il potenziale elettrico interno, si osserva il passaggio di corrente elettrica.

Viceversa, invertendo la polarità del campo applicato (Figura 1.2.4 B) si ottiene la *polarizzazione inversa della giunzione* con conseguente allargamento della regione di svuotamento, che impedisce così il passaggio di cariche.

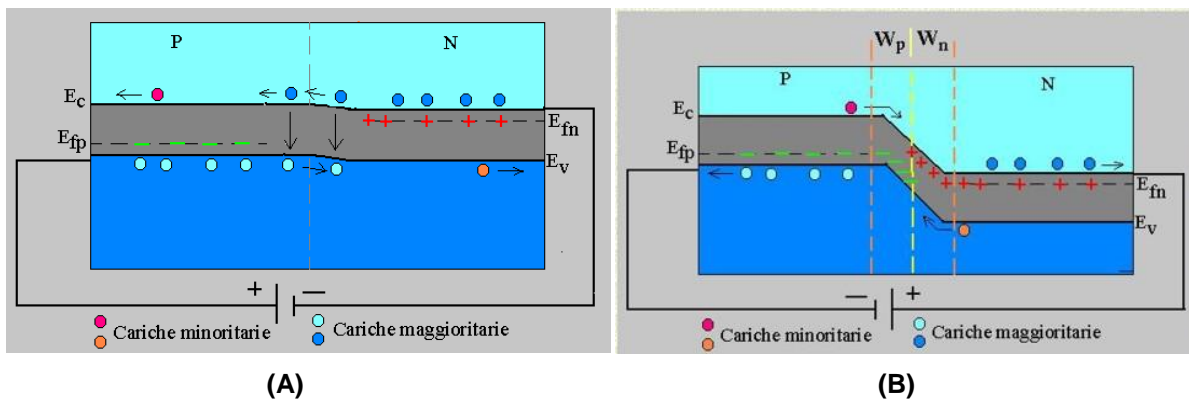


Figura 1.2.4 – Polarizzazione diretta ed inversa di una giunzione P-N

Ora che è stato chiarito com'è costituita una cella solare, è possibile comprendere il suo funzionamento.

Il fotone che colpisce la cella ha un'energia pari a:

$$E = h * \nu$$

dove  $h$  è la costante di Planck e  $\nu$  la frequenza.

Nota la relazione che lega frequenza e lunghezza d'onda è possibile definire l'energia del fotone in base alla lunghezza d'onda dello spettro solare considerata tramite la seguente relazione:

$$E = h * c / \lambda$$

con  $c$  definita come la velocità di propagazione della luce nel vuoto.

In una giornata soleggiata, circa  $4.4 \cdot 10^{17}$  fotoni incidono, ogni secondo, su un  $\text{cm}^2$  della superficie terrestre e solo quelli che hanno un'energia superiore al gap che separa la banda di valenza da quella di conduzione danno origine al processo fotovoltaico. Perciò è possibile individuare qual'è l'intervallo di radiazioni che possono dare un contributo alla generazione di corrente.

$$E \geq E_g$$

$$\lambda \leq h * c / E_g$$

da cui si ricava:

$$\lambda_{max} = 1107 \text{ nm}$$

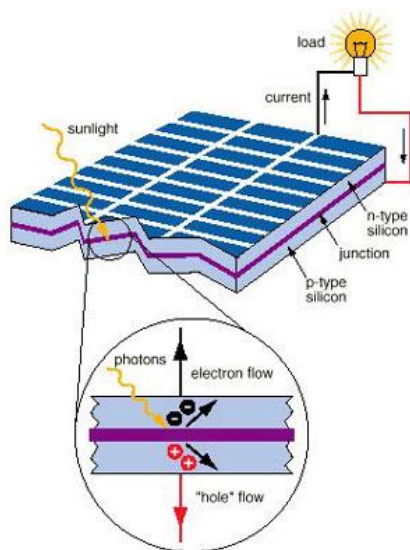
Quindi la parte di spettro avente lunghezza d'onda eccedente tale limite è ininfluenza nella conversione fotovoltaica e purtroppo contribuisce solo all'innalzamento della temperatura della cella stessa che, come si vedrà, influisce negativamente sul rendimento del pannello.

Quando un fotone con opportuna energia colpisce la cella, si può liberare un elettrone di valenza. Questo elettrone “vagherà” per il reticolo cristallino fino a che non si legherà di nuovo ad un altro atomo. Questo processo di riduzione è però da evitare, per permettere alle cariche liberate di raggiungere i terminali elettrici collegati a loro volta ai vari utilizzatori (Figura 1.2.5).

La caratteristica elettrica del diodo serve proprio a questo, in quanto facilita il passaggio della corrente in una sola direzione, non permettendo all’ elettrone di ritornare al suo atomo originario ma obbligandolo a percorrere una via differente. Difatti quest’ ultimo attraverserà la zona N, fino a raggiungere il contatto elettrico. Se all’ estremità dei cristalli P e N si collega, per mezzo di terminali, un carico, l’ elettrone sarà costretto a passare attraverso il carico, generando così energia elettrica per mezzo di un fotone.

Nella cella solare reale, i terminali sulla faccia del cristallo rivolta verso il sole vengono posti in maniera tale da ostacolare il meno possibile l’ entrata della luce all’ interno della cella. Infatti, nella zona posteriore si cerca di mettere uno strato riflettente, affinché i fasci di luce che sono riusciti ad attraversare incolumi il sottile strato di cella possano essere rimessi in circolazione e assorbiti.

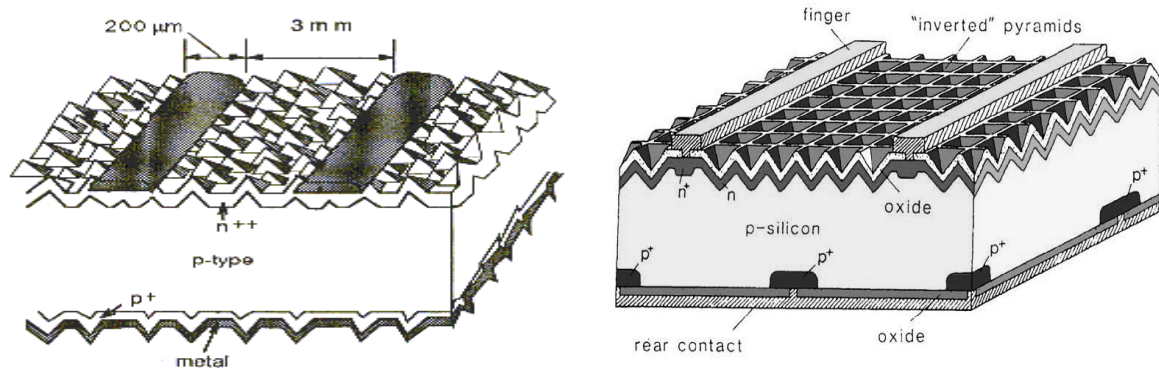
Il problema della riflessione può essere ulteriormente ridotto corrugando la superficie della cella con asperità a forma di tetraedri delle dimensioni che vanno da 1 a 5 micrometri.



**Figura 1.2.5 – Cella solare collegata ad un carico**

Questo processo, noto come *tessurizzazione*, serve a consentire che i raggi che entrano nella cella vi accedano con angoli diversi. Con questo espediente si permette al fotone di rimanere “intrappolato” per un tempo maggiore nel nucleo della cella, aumentando così la probabilità che venga assorbito.

Le tessurizzazioni possono essere realizzate a forma di piramidi o a V (vedi Figura 1.2.6).



**Figura 1.2.6** – Esempi di tessurizzazioni della superficie della cella

Anche la costruzione dell' involucro introduce ostacoli all' assorbimento della luce ed è per questo che la cella è inglobata tra strati di vetro e silicone che vengono resi il più trasparenti possibili.

### 1.3 Durata di vita e rendimento di una cella fotovoltaica

Una cella fotovoltaica vive circa 25-30 anni. Il suo invecchiamento è dovuto essenzialmente ai raggi ultravioletti che ne determinano un lento e progressivo deterioramento. In realtà, la struttura del silicio è tale da essere il componente meno influenzato da tale regressione della cella. Infatti, le parti in silicone e i contatti elettrici subiscono un invecchiamento più veloce del semiconduttore stesso. Tale invecchiamento comporta una minore trasparenza della struttura stessa ai raggi solari. Così, con il passare del tempo (il processo inizia circa dopo 10 – 15 anni di vita della cella), il rendimento della cella diminuisce fino ad esaurirsi a causa

dell' aumento della temperatura data dalla sua minore trasparenza e dalla diminuzione dell' energia solare che raggiunge il cuore della cella.

L' elemento più delicato della cella solare è il silicene. Colpito dai raggi ultravioletti del sole, esso può subire un deterioramento della struttura fisica, evidente all' occhio umano, tramite perdite e screpolature. Se il deterioramento del silicene diventa eccessivo, aria e umidità possono riuscire a penetrare all' interno della cella provocando l' ossidazione dei contatti e perciò la "morte" della cella stessa.

Come è già stato detto in precedenza, di tutta l'energia che investe la cella solare sotto forma di radiazione luminosa solo una parte viene convertita in energia elettrica disponibile ai suoi contatti. L' efficienza di conversione per celle commerciali al silicio è in genere compresa tra il 13% e il 17%, mentre realizzazioni speciali di laboratorio hanno raggiunto valori del 32.5%.

I motivi di tale bassa efficienza sono molteplici e possono essere raggruppati in quattro categorie:

- **riflessione:** non tutti i fotoni che incidono sulla cella penetrano al suo interno, dato che in parte vengono riflessi dalla superficie della cella e dalla struttura che la ingloba e in parte incidono sulla griglia metallica dei contatti;
- **fotoni troppo o poco energetici:** per rompere il legame tra elettrone e nucleo è necessaria una certa energia e non tutti i fotoni incidenti possiedono l' energia sufficiente a tale processo. D' altra parte alcuni fotoni troppo energetici, pur riuscendo a liberare un elettrone dal nucleo, dissipano l' eccesso della loro energia in calore non utilizzabile;
- **ricombinazione:** non tutti gli elettroni liberi vengono raccolti dal campo elettrico di giunzione e inviati al carico esterno, dato che nel percorso dal punto di generazione alla giunzione possono incontrare cariche di segno opposto e quindi ricombinarsi;



- **resistenze parassite:** le resistenze parassite sono inevitabili e provocano una dissipazione dell' energia in calore. Nel caso di celle al silicio policristallino, l' efficienza è ulteriormente diminuita a causa della resistenza che gli elettroni incontrano ai confini tra un grano e l' altro e, ancor più nel caso di celle al silicio amorfo, per la resistenza dovuta all' orientamento casuale dei singoli atomi.
- **lunghezza d' onda:** la cella fotovoltaica non è sensibile in ugual misura alle lunghezze d' onda. In più, non necessariamente un cella fotovoltaica è sensibile a tutto lo spettro AM1.5.

#### **1.4 Tipologie di celle fotovoltaiche**

La scelta della tipologia di pannello da installare si basa essenzialmente su due parametri, cioè il costo e l'efficienza.

Come si è già visto precedentemente, il rendimento di una cella fotovoltaica dipende da molti parametri e può variare da un 6% per le celle al silicio amorfo fino al 30% per i prototipi a multigiunzione. Naturalmente la scelta di un dispositivo a maggior efficienza comporta anche una maggior spesa e per questo è fondamentale individuare il giusto compromesso.

Al seguito si analizzeranno le caratteristiche delle celle fotovoltaiche maggiormente commercializzate.

##### **1.4.1 Cella fotovoltaica in silicio monocristallino e policristallino**

Il silicio monocristallino viene ottenuto mediante il metodo Czochralsky a partire da cristalli di silicio di elevata purezza che, una volta fusi, vengono fatti solidificare a contatto con un seme di cristallo: durante il raffreddamento, il silicio gradualmente si solidifica nella forma di un lingotto di monocristallo del diametro di 13 – 30 cm, con

una lunghezza che può raggiungere alcuni metri. Successivamente il lingotto viene tagliato in sezioni molto fini denominate wafer il cui spessore varia dai 250 ai 350  $\mu\text{m}$ . Queste celle, a cui viene data una forma esagonale per ottimizzare gli spazi, presentano efficienze dell'ordine del 16 – 17 %, appartengono alla fascia dei pannelli più costosi e, dato che vengono create da lingotti cilindrici, risulta difficile ricoprire superfici estese senza sprecare materiale o area disponibile.

In alternativa al silicio monocristallino, l'industria fotovoltaica utilizza anche il silicio policristallino, che ha costi di produzione più contenuti e nel quale i cristalli si presentano aggregati tra loro creando però forme e orientamenti differenti.

Il silicio policristallino si origina con il metodo Casting che consiste nella fusione e successiva ricristallizzazione del silicio di scarto dell'industria elettronica ("scraps" di silicio).

Da questa fusione si ottiene un "pane" che viene tagliato verticalmente in lingotti con forma di parallelepipedo. Durante la fase di solidificazione, i cristalli si dispongono in modo casuale ed è per questo che la superficie presenta i caratteristici riflessi cangianti (in Figura 1.4.2.1 è possibile vedere la differenza cromatica e strutturale delle due tipologie di celle). Un successivo taglio orizzontale porta alla creazione di fette aventi uno spessore simile a quello delle celle di monocristallo (230 $\mu$  - 350 $\mu\text{m}$ ). Per entrambe le tipologie di celle, perché il wafer diventi una vera e propria cella fotovoltaica, occorre:

- "pulirlo" mediante un attacco in soda ;
- introdurre nel materiale atomi di fosforo affinché si realizzi la "giunzione p-n" . Questo avviene facendo passare lentamente le fette all'interno di un forno, che "diffonde" nel materiale acido ortofosforico, contenente appunto gli atomi di fosforo desiderati ;
- dopo aver applicato un sottile strato di antiriflesso (biossido di titanio,  $\text{TiO}_2$ ), si realizzano, per serigrafia o elettrodeposizione, i contatti elettrici anteriori (una griglia metallica che raccoglierà le cariche elettriche) e posteriori (una superficie continua, sempre metallica) ;

- a questo punto la cella viene “testata” mediante una simulazione delle condizioni standard di insolazione (1000 W/mq a 25°C con spettro AM1,5), per poterla classificare e quindi raggruppare insieme a celle aventi analoghe caratteristiche elettriche. Questo passaggio è molto importante per evitare di realizzare dei moduli con celle molto diverse tra di loro, che porterebbero ad una drastica riduzione delle prestazioni del modulo fotovoltaico.

Le efficienze della tecnologia policristallina non distano molto da quelle del materiale monocristallino e si stabilizzano su valori del 15 – 16%. La connessione elettrica tra celle avviene anche in questo caso tramite contatti metallici, uno sulla faccia esposta e l'altro su quella opposta, ottenuti per evaporazione sottovuoto di metalli a bassissima resistenza elettrica ed effettuando successivi trattamenti termici al fine di assicurarne la necessaria aderenza alla superficie della cella.

Se i contatti posteriori possono ricoprire tutta la superficie della cella, quelli frontali che si depositano sulla faccia esposta al sole devono avere una configurazione tale da massimizzare la “raccolta” di elettroni liberi e di limitare quanto più possibile la copertura di area fotosensibile.

I moduli mono-policristallini rappresentano la tecnologia fotovoltaica più presente nel mercato. Questo per merito di una ricerca che nel corso dei decenni ha permesso di commercializzare un prodotto che garantisce un rendimento costante e tra i più elevati per più di vent' anni.



**Figura 1.4.2.1** – Pannello con silicio monocristallino e policristallino

### 1.4.1.1 Tecnica di produzione Czochralski

È il processo maggiormente utilizzato per produrre celle di silicio monocristallino destinate alle applicazioni più comuni.

Questo processo prevede la fusione dei cristalli di silicio, opportunamente orientati, ad una temperatura di 1420°C: una volta estratto dal bagno di fusione (all'interno di un crogiolo di grafite), il silicio viene sottoposto a raffreddamento controllato (al fine di ottenere la formazione di unico cristallo) ed assume una forma cilindrica. I cilindri così ottenuti hanno un diametro di 30 cm e sono lunghi diversi metri.

Prima di essere tagliati a fette sottili (wafer), con spessori pari a 0,3mm, i cilindri vengono ulteriormente sagomati al fine di ottenere delle celle di forma quadrata. A questo punto si passa al drogaggio dei wafer: viene dapprima realizzato lo strato  $p$  (drogaggio con boro), quindi lo strato  $n$  mediante la diffusione di atomi di fosforo ad una temperatura compresa tra 800-1000°C.

Dopo aver apposto i contatti sulla superficie del wafer, e fissato le connessioni elettriche, la cella viene trattata superficialmente con uno strato di anti-riflesso (ARC).

Il processo detto "float - zone" è invece un processo di lavorazione che consente di ottenere silicio con gradi di purezza superiore, e celle fotovoltaiche più efficienti (incremento del 1,2%). Tuttavia questo procedimento è costoso.

Il silicio, avvolto in una bobina, viene fuso dal basso verso l'alto mediante un campo ad alta frequenza. A partire dai nuclei di silicio posti all'estremità superiore della barra viene prodotto silicio monocristallino puro, attraverso un processo di raffreddamento. Le impurità, in questo caso, si separano depositandosi nel bagno di fusione.

### **1.4.1.2 Tecnica di produzione Casting**

La tecnica del casting è quella maggiormente utilizzata. Il silicio impuro è riscaldato fino alla temperatura di 1500°C, quindi, viene raffreddato fino ad una temperatura circa di 800°C. In questo modo vengono realizzati dei blocchi di silicio con dimensione di 40x40 cm e spessore di 30 cm. I blocchi vengono suddivisi in lingotti e successivamente in wafer. Anche in questo caso parte del silicio viene perso durante la fase di taglio. Al termine del processo di drogaggio vengono inseriti sulla superficie posteriore della cella i contatti. Le connessioni elettriche sono, quindi fissate sulla superficie anteriore, a sua volta trattata con un processo antiriflesso ARC.

### **1.4.2 Cella fotovoltaica in silicio amorfo**

E' la cella più economica, ma anche quella con il minor rendimento e, purtroppo, anche soggetta ad un maggior degrado del rendimento nel tempo.

Il silicio amorfo è caratterizzato dal modo disordinato in cui gli atomi o le molecole sono legati tra di loro. Con questa tecnologia non si può parlare di celle, in quanto si tratta di strati sottili di silicio amorfo applicati su superfici più grandi delle normali celle. Esistono in produzione vari tipi , tra cui ( a-Si ) silicio amorfo, già utilizzato per alimentare calcolatrici, orologi da polso e (a-Si +  $\mu$ -Si), ossia silicio amorfo + silicio cristallino.

Questo tipo di pannello fotovoltaico si presenta come una lastra di vetro grigio/bluastra di colore uniforme, lo spessore è di pochi millimetri e, solitamente è dotato di una cornice in alluminio per conferire maggiore robustezza e maneggiabilità al modulo stesso.

In pratica un vetro trasparente speciale viene rivestito su di un lato, con vari passaggi, di silicio allo stato amorfo e di vari altri prodotti, al fine di creare un ottimo livello di impermeabilità e di isolamento elettrico. Il lato trasparente è quello che si esporrà al sole, mentre sullo strato opaco sono fissati dei profili di alluminio per il

fissaggio al tetto. Dallo stesso lato partono i due fili che portano la corrente generata dal pannello solare all'impianto di trasformazione.

Il rendimento di questi pannelli fotovoltaici va dal 6 al 10 % circa, ma nei primi due mesi di vita il rendimento diminuisce di circa il 20 %, per poi rimanere stabile, con un degrado delle prestazioni che deve essere garantito e non deve superare il 20 % nei primi 20 anni di funzionamento.

In ogni caso la potenza di questi moduli si calcola proprio considerando immediatamente la perdita iniziale del 20 %. Quindi, durante i primi mesi di vita, la resa di un pannello venduto con potenza di 40 watt in realtà è di 48 watt, fino a stabilizzarsi effettivamente sui 40 W dopo i primi mesi di funzionamento.

Da un punto di vista del costo energetico il pannello fotovoltaico in silicio amorfo è il prodotto che si difende meglio, in quanto, necessitando di un quantitativo abbastanza basso di energia per essere prodotto, riesce a restituire in pochi anni l'energia che è stata usata per produrlo, e riesce a generarne fino a 10-12 volte di più nell'arco della sua vita. Questo è un dato molto importante da un punto di vista prettamente 'ecologico', in quanto spesso si rischia di utilizzare dei prodotti che hanno consumato più energia per venire fabbricati di quanta ne riescano a restituire. Il rovescio della medaglia è che, purtroppo, avendo un basso rendimento rispetto agli altri modelli di pannelli fotovoltaici, occorre installarne un numero abbastanza alto.

Un altro vantaggio molto importante dei moduli a silicio amorfo è legato al fatto che, durante le giornate nuvolose, ombreggiate, o nelle ore serali e mattutine, si ottengono dei rendimenti superiori anche dell'8-15% rispetto alle tecnologie mono e poli-cristalline, in quanto questa tecnologia riesce a sfruttare anche questi momenti particolari. Se ne deduce quindi che i pannelli solari a silicio amorfo sono particolarmente indicati per le zone dove spesso c'è la presenza di nuvole o ostacoli fisici che generano ombre.



**Figura 1.4.1.1** – Pannello con silicio Amorfo

### **1.4.3 Celle a film sottile**

Le celle a film sottile sono celle prodotte lavorando un materiale semiconduttore ad alta pressione e con tecnologie di vuoto, in modo da impiegare quantità molto esigue di tale materiale (spessori dell'ordine del micron). In generale, questo tipo di celle solari sono caratterizzate da bassi costi e dalla possibilità di realizzare - specie se è usato come semiconduttore il silicio - dei pannelli flessibili, adatti per ricoprire superfici curve. Alcune tipologie di celle a film sottile possono essere ricavate con differenti tipologie di semiconduttori come il telluro di cadmio, il solfuro di cadmio, l'arseniuro di gallio e il diseleniuro di indio rame (CIS).

#### **1.4.3.1 Celle CIS**

I moduli CIS studiati con una tecnologia differente rispetto ai normali moduli fotovoltaici in silicio, sono composti da pellicole di una lega compatta di rame, indio e diselenide.

I vantaggi di questa cella di seconda generazione sono vari, a partire dall'aspetto economico. Il minor costo di produzione di un pannello CIS è dovuto sia all'utilizzo di materiali meno costosi del Silicio, sia ad una tecnologia di produzione più

economica, e questo genera il vantaggio di un costo inferiore del prodotto finito. Il materiale viene depositato formando uno strato di pochi micron di materiale fotovoltaico contro i 250-350 $\mu\text{m}$  delle celle al silicio cristallino.

Si aggiunge poi una miglior resa all'illuminazione parziale.

In caso di irraggiamento solare ottimale il silicio cristallino è, tra i pannelli oggi in produzione industriale, il materiale con la maggior resa fotovoltaica specifica (cioè il materiale che produce il maggior numero di Watt x m<sup>2</sup>).

Quando però l'irraggiamento non è ottimale, ad esempio in caso di ombreggiamento parziale, un pannello in silicio cristallino ha un brusco calo di produzione, in quanto la minor efficienza di una cella si ripercuote su tutte le celle ad essa connesse. Il silicio amorfo in parte risolve quest'aspetto, ma ha un'efficienza molto più bassa del silicio cristallino e quindi richiede una superficie di pannelli molto più elevata.

Il materiale semiconduttore delle celle CIS è il diseleniuro di rame e indio. In alternativa si ha CIS anche con gallio (CIGS) e/o zolfo. Inizialmente, attraverso un processo catodico, la superficie posteriore del vetro che funge da substrato viene ricoperta da un sottile strato di molibdeno che svolge la funzione dei contatti.

Lo strato *p* viene prodotto in questa stessa fase attraverso un processo di vaporizzazione sottovuoto del rame, dell'indio e del selenio ad una temperatura di 500°C. I contatti frontali sono realizzati in ossido di zinco drogato con alluminio (ZnO:Al), trasparente alla radiazione solare.

I moduli fotovoltaici CIS di ultima generazione hanno un'efficienza che può arrivare al 12-13% e subiscono un minor calo di produttività in caso di ombreggiamento parziale: in ultima analisi si ottiene pertanto una maggior quantità di energia media prodotta, a parità di potenza.

Inoltre, grazie alla particolare configurazione del materiale, la tecnologia a film sottile consente di ottenere pannelli CIS flessibili. Con il passare del tempo, inoltre, il decremento di produzione di un modulo CIS è analogo a quello di un modulo cristallino, e cioè dopo 20 anni produce l'80% della potenza nominale.



Per quanto riguarda gli svantaggi di queste celle, un aspetto da valutare nella scelta di un modulo CIS è la maggior dimensione del pannello rispetto ad un modulo in silicio cristallino, a parità di potenza.

#### **1.4.4 Celle organiche**

Le celle fotovoltaiche organiche sono celle solari che utilizzano polimeri organici (cioè lunghe molecole basate sul carbonio) oppure piccole molecole organiche al posto dei semiconduttori inorganici, per l'assorbimento della luce ed il trasporto della carica. Questo permette di unire la caratteristica flessibilità delle molecole organiche con un substrato altrettanto flessibile quale la plastica, che ha bassi costi di produzione. Inoltre il coefficiente di assorbimento di luce delle molecole organiche risulta elevato, perciò una grande quantità di luce può essere assorbita con una piccola quantità di materiale. Ciò consente un abbattimento dei costi, senza però ottenere un aumento di efficienza.

Gli svantaggi delle celle organiche sono, in effetti, costituiti proprio dal basso rendimento (circa il 3-6%), ma anche dalla bassa stabilità (per quanto riguarda ossidazione, riduzione, ricristallizzazione e variazioni di temperatura, che possono degradare il dispositivo nel tempo) e dalla bassa robustezza rispetto alle celle inorganiche.

Le celle organiche possono essere realizzate in vari modi, ad esempio utilizzando una catena polimerica come donatore di elettroni e molecole di fullerene quali accettori di elettroni dal polimero illuminato dalla luce, che hanno il 3-5% di efficienza e durano solo un paio di anni, per cui sono adatte solo in applicazioni di nicchia. La più semplice architettura che può essere usata per una cella organica è la cosiddetta eterogiunzione planare, che è una sorta di sandwich le cui fette sono strati planari detti "di contatto" e la cui "imbottitura" è costituita da un film di polimero fisicamente "coniugato" - con una complessa geometria a livello molecolare - al film dell'accettore di elettroni, che in questo caso è il fullerene, mentre nelle celle ibride sono nanoparticelle di semiconduttore inorganico.

## 1.5 Caratteristiche elettriche della cella fotovoltaica

Come visto precedentemente, una cella fotovoltaica ha un comportamento del tutto simile a quella di un diodo.

L'efficienza della conversione fotovoltaica è legata alla radiazione incidente, alla temperatura, alla composizione chimica della stessa cella e alla resistività dei materiali utilizzati per i contatti.

E' perciò possibile creare un modello elettrico di tale cella che tiene conto di tutti questi parametri e consiste in un generatore di corrente posto in parallelo ad un diodo come mostrato in Figura 1.5.1

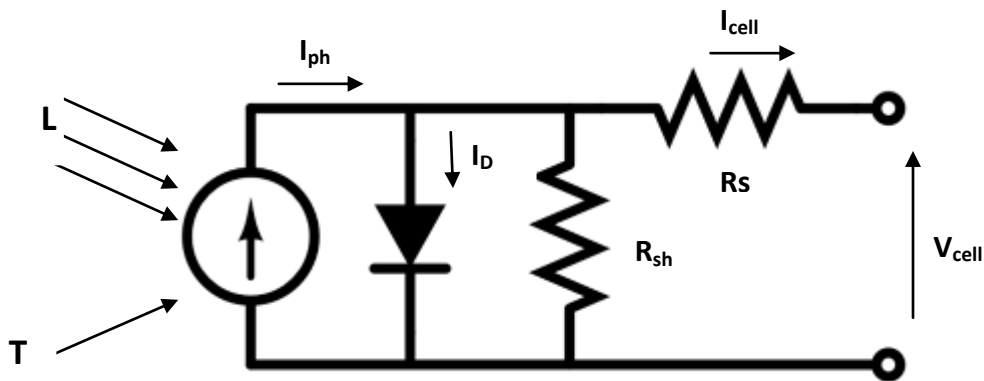


Figura 1.5.1 – Modello elettrico della cella fotovoltaica

La corrente foto generata  $I_{ph}$  è direttamente proporzionale alla radiazione solare  $L$  ed è legata con una relazione lineare anche alla temperatura  $T$  come definito dalla seguente equazione:

$$I_{ph} = I_{ph(T_{ref})} * (1 + K_0(T - T_{ref}))$$

dove

$$I_{ph(T_{ref})} = \frac{L}{L_{ref}} I_{sc(T_{ref})}$$

$$K_0 = \frac{I_{sc(T)} - I_{sc(T_{ref})}}{T - T_{ref}}$$

Con  $I_{sc}$  corrente di corto circuito della cella.

La corrente che attraversa il diodo si ricava dalla seguente:

$$I_D = I_0 \left[ \exp \left( \frac{V_{cell} + I_{cell} R_s}{V_T} \right) - 1 \right]$$

con:  $V_{cell}$  e  $I_{cell}$  intese come tensione e corrente in uscita dalla singola cella;

$I_0$  è la corrente di saturazione del diodo;

$V_T$  è la tensione termica;

$R_s$  è la resistenza serie sempre della cella

La corrente di shunt che attraversa l' omonima resistenza varrà:

$$I_{sh} = \frac{V_{cell} + I_{cell} R_s}{R_{sh}}$$

Applicando i principi di Kirchoff si ottiene che:

$$I_{cell} = I_{ph} - I_D - I_{sh} = I_{ph} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{V_{cell} + I_{cell} R_s}{V_T} \right) - 1 \right] - \frac{V_{cell} + I_{cell} R_s}{R_{sh}}$$

Supponendo di avere collegato tra loro  $N_s$  celle in serie e  $N_p$  celle in parallelo, si ottiene che tensione e corrente estraibili dal pannello sono così legate:

$$V_{pan} = N_s V_{cell}$$

$$I_{pan} = N_p I_{cell}$$

Trascurando il contributo dato dalla resistenza di shunt, si può concludere che:

$$I_{pan} = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left[ \exp \left( \frac{V_{pan} + I_{pan} (N_s / N_p) R_s}{N_s V_T} \right) - 1 \right]$$

Tale relazione permette di ricavare la potenza estraibile dal pannello, potenza che vale:

$$P_{pan} = (N_s N_p) I_{cell} V_{cell}$$

Quest' ultima equazione può essere estesa ad ogni campo di pannelli fotovoltaici che consiste in più moduli collegati in serie o in parallelo tra loro.

Analizzando le equazioni ricavate si possono fare alcune considerazioni. Innanzi tutto è plausibile attendersi, come già spiegato nei paragrafi precedenti, che minore è la luminosità minore è la quantità di fotoni che va ad incidere la cella e quindi minore sarà l' intensità della corrente  $I_{ph}$  e  $I_{cell}$ .

La sua variazione invece non comporta grande alterazione della tensione a vuoto, come si può notare in Figura 1.5.2

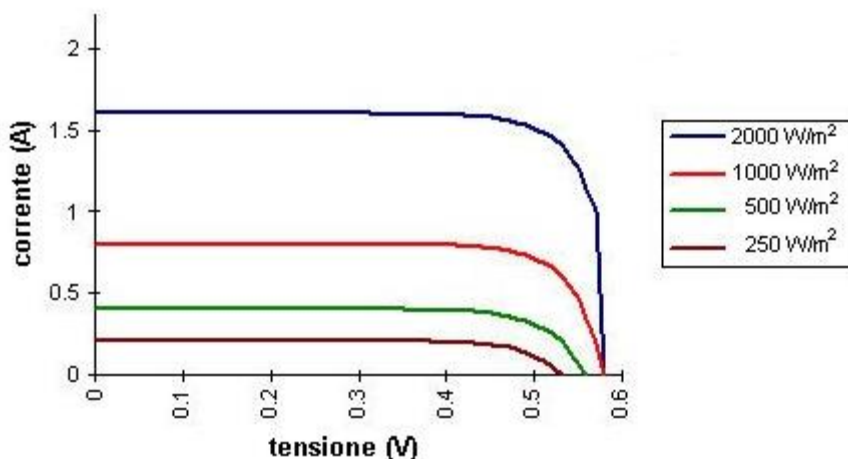


Figura 1.5.2 – Variazione della corrente al variare della luminosità

Per ciò che riguarda la temperatura, una sua variazione non va ad influenzare particolarmente il flusso di corrente ma bensì la tensione a vuoto. Un aumento di temperatura, infatti, comporta un aumento della resistività del materiale e quindi, per la legge di ohm, un calo della tensione (Figura 1.5.3).

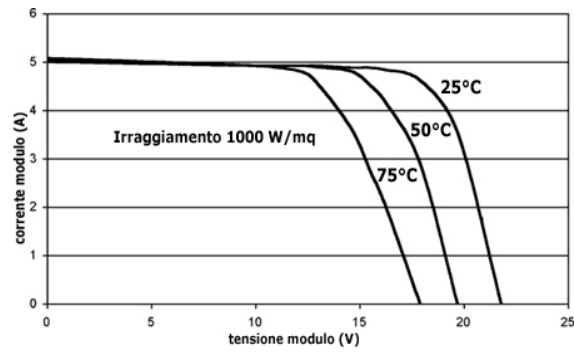


Figura 1.5.3 - Variazione della tensione al variare della temperatura



# Capitolo 2

## Principali tecniche di controllo dell' MPP

### 2.1 Maximum Power Point Tracker

L' individuazione del punto di massima potenza (MPP) è un processo fondamentale per estrarre dal pannello fotovoltaico la massima potenza possibile.

In Figura 2.1.1 è riportata la caratteristica potenza – tensione di un modulo fotovoltaico al variare della luminosità. Il punto di massima potenza corrisponde alla coppia tensione-corrente tale per cui è massimo il prodotto  $V \times I$ , dove  $V$  è il valore della tensione ai morsetti del modulo e  $I$  è la corrente che circola nel circuito ottenuto chiudendo il modulo su un opportuno carico.

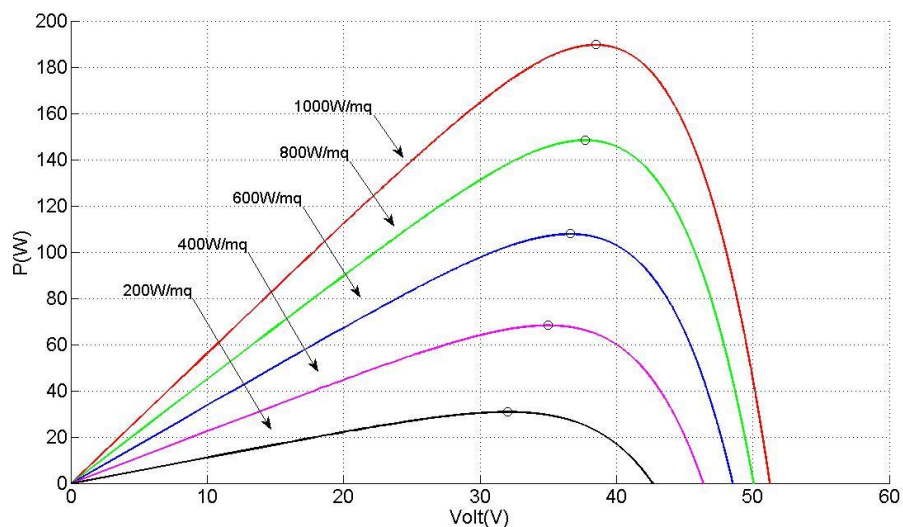


Figura 2.1.1 – Caratteristica P-V del pannello fotovoltaico al variare della luminosità

Sempre con riferimento alla figura precedente, il prodotto  $V \cdot I$  è rappresentato per i cinque valori dell'irraggiamento solare di cui sopra.

Ad esempio, per  $1000\text{W}/\text{m}^2$ , il punto di massima potenza corrisponde ad un valore di tensione pari a circa  $V_{\text{MPP}} = 38\text{V}$  e corrente di circa  $I_{\text{MPP}} = P_{\text{MPP}} / V_{\text{MPP}} = 5\text{A}$ .

Si osserva che per ogni curva esiste uno ed un solo punto, individuato da un cerchio, nel quale è massimizzato il trasferimento di potenza verso un ipotetico carico alimentato dal modulo fotovoltaico

Chiaramente, se si riesce a massimizzare la potenza erogata dall'impianto, si riesce a sfruttare quest' ultimo al meglio, sia che questo sia connesso alla rete, sia stand-alone. Dagli anni 70 e 80 sono state sviluppate ed implementate molteplici tecniche di ricerca dell' MPPT, che si differenziano per la complessità, per i sensori richiesti, per la velocità di convergenza, per i costi, per l' efficienza e la complessità hardware. Nel seguito si presentano alcuni dei più utilizzati algoritmi MPPT nelle tecnologie moderne.



## 2.2 Perturb and Observe

L' algoritmo chiamato "P&O" è una tecnica basata sul controllo di variazione della potenza estratta ogni qual volta che viene perturbata la tensione o la corrente in uscita dal pannello.

Osservando la Figura 2.2.1 è possibile notare che incrementando (decrementando) la tensione, incrementa (decrementa) anche la potenza quando si sta operando in una zona di lavoro che precede il punto MPP. Quando invece si supera MPP, un incremento (decremento) della tensione corrisponde ad un calo (aumento) della potenza.

L' algoritmo, quindi, è strutturato in maniera tale da perturbare la tensione o anche la corrente in uscita del pannello di un determinato valore, eseguire il prodotto  $V \times I$  all' istante k-esimo e confrontarlo con il prodotto  $V \times I$  dell' istante k-1 esimo.

Quindi, se a seguito di una perturbazione si ottiene un incremento della potenza, ciò significa che la perturbazione successiva dovrà avvenire nel medesimo verso e se invece la medesima perturbazione comporta un calo della potenza, la variazione dovrà essere invertita di segno.

Tale algoritmo è riassunto nella Tabella 2.2.1

Perturbazione	Variazione di potenza	Prossima perturbazione
Positiva	Positiva	Positiva
Positiva	Negativa	Negativa
Negativa	Positiva	Negativa
Negativa	Negativa	Positiva

Tabella 2.2.1 – Tabella di verità dell' algoritmo P&O

Il processo si ripete periodicamente finché viene raggiunto l' MPP. Una volta raggiunto, il sistema oscilla in maniera continua attorno a tale punto, con un'

ampiezza della variazione che dipende in maniera proporzionale all' ampiezza della perturbazione che si applica alla variabile d' ingresso (tensione o corrente del pannello). Perciò tanto più piccola è la perturbazione, minore sarà l' oscillazione a regime della potenza estratta dal modulo ma, allo stesso modo, ciò comporterà un tempo maggiore per il raggiungimento del MPP.

L' algoritmo P&O soffre tuttora di un calo di efficienza in presenza di veloci cambiamenti delle condizioni atmosferiche come illustrato in Figura 2.2.2.

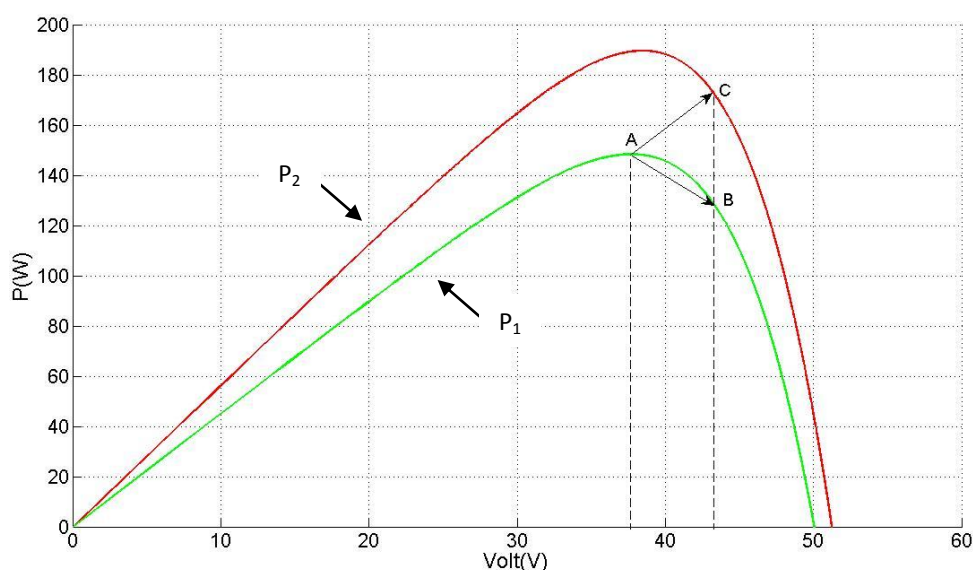
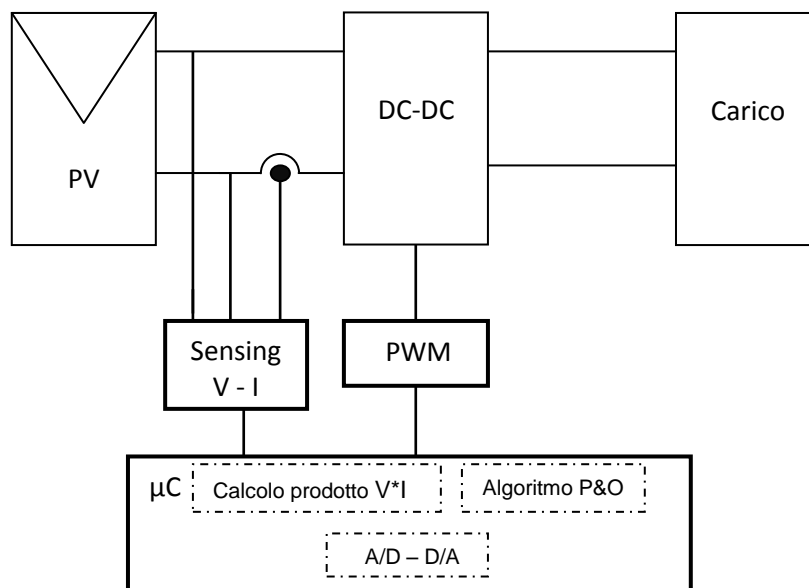


Figura 2.2.2 – Criticità dell' algoritmo P&O

Supponendo di aver raggiunto l' MPP nel punto A, se le condizioni atmosferiche si mantengono costanti, la successiva variazione  $\Delta V$  sposterà il punto di lavoro in B causando un calo della potenza estratta e una conseguente inversione di segno della successiva perturbazione. Ma se si presentasse una variazione di luminosità nell' intervallo di campionamento e di esecuzione dell' algoritmo e la curva di riferimento passasse da P<sub>1</sub> a P<sub>2</sub>, il punto operativo, con la medesima variazione, si sposterebbe anziché in B in C con un conseguente aumento di potenza. La successiva perturbazione manterrà quindi il segno positivo portando ad una maggiore divergenza del punto operativo rispetto al MPP.

Per l' implementazione di un' algoritmo di questo tipo sono necessari due sensori, uno per la rilevazione della tensione e uno per quella della corrente misurata in uscita dal pannello, e un microcontrollore che implementi tutto il codice di controllo. Il microcontrollore, dopo una riduzione con un opportuno fattore di scala e una conversione in valori digitali della tensione e della corrente prelevate mediante gli opportuni sensori, esegue il prodotto di queste ultime e lo confronta con il valore ottenuto nel campionamento precedente. Da tale confronto individua se la perturbazione ha comportato un aumento o meno della potenza estratta e di conseguenza imposta la perturbazione adeguata alla variabile di controllo. Tramite un regolatore, implementato sempre digitalmente, si confrontano la variabile perturbata e quella prelevata direttamente dal sistema e la modulante così generata va a comandare il blocco PWM. In Figura 2.2.3 e' riportato lo schema di una possibile realizzazione di tale controllo.



**Figura 2.2.3** – Implementazione algoritmo Perturb & Observe

### 2.3 Conduttanza incrementale

L' algoritmo per l' MPPT strutturato con il metodo della conduttanza incrementale si basa sull' analisi della variazione di corrente estratta dal pannello ha al variare della tensione. Partendo sempre dalla caratteristica potenza-tensione di Figura 2.1.1, la pendenza della curva è zero al MPP, positiva a sinistra del MPP e negativa per tensioni maggiori della  $V_{mpp}$ .

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} = 0, & \text{per } V = V_{mpp} \\ \frac{dP}{dV} > 0, & \text{per } V < V_{mpp} \\ \frac{dP}{dV} < 0, & \text{per } V > V_{mpp} \end{cases}$$

Esprimendo la potenza come rapporto di tensione e corrente si ottiene:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + \frac{V(dI)}{dV} \cong I + \frac{V\Delta I}{\Delta V}$$

Il sistema precedente si può perciò riscrivere nel modo seguente:

$$\begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, & \text{per } V = V_{mpp} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, & \text{per } V < V_{mpp} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, & \text{per } V > V_{mpp} \end{cases}$$

L' MPP può così essere tracciato confrontando il valore della conduttanza istantanea rilevata in ingresso ( $\frac{I}{V}$ ) con quella incrementale ( $\frac{\Delta I}{\Delta V}$ ) come mostrato nel flowchart in Figura 2.3.1 ( $V_{ref}$  è il riferimento di tensione sul quale i moduli fotovoltaici sono forzati a lavorare). Al MPP,  $V_{ref}$  equivale alla  $V_{mpp}$ .

Una volta raggiunto MPP, il sistema si mantiene in questo punto di lavoro (non ci sono oscillazioni) finché non viene rilevata una variazione  $\Delta I$  dovuta ad un cambiamento delle condizioni atmosferiche.

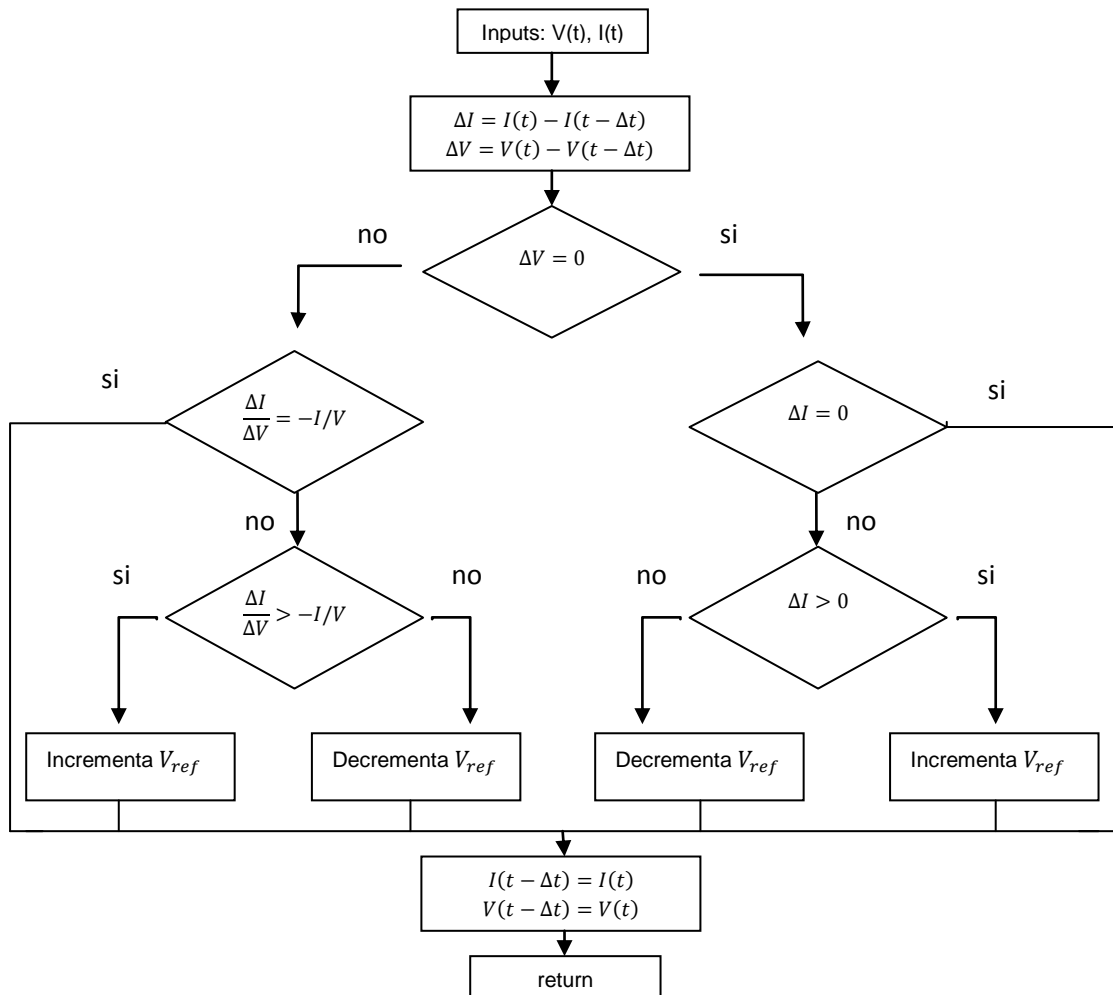


Figura 2.3.1 - Flow Chart dell' algoritmo "Conducenza incrementale"

Come per il P&O, la dimensione dell' incremento determina automaticamente quanto velocemente verrà raggiunto il MPP. Tuttavia un sistema troppo veloce comporta che il sistema non lavora nel punto di massima efficienza ma in un intorno di esso. Per quanto riguarda l' anello di controllo, la differenza tra conducenza istantanea e conducenza incrementale genererà un segnale di errore che vale zero nell' MPP. Un semplice regolatore proporzionale integrale è quindi sufficiente per permettere l' annullamento di tale segnale.

Anche per l' implementazione di questo metodo sono necessari due sensori e un DSP.

## 2.4 Fractional Open-Circuit Voltage e Fractional Short-Circuit Current

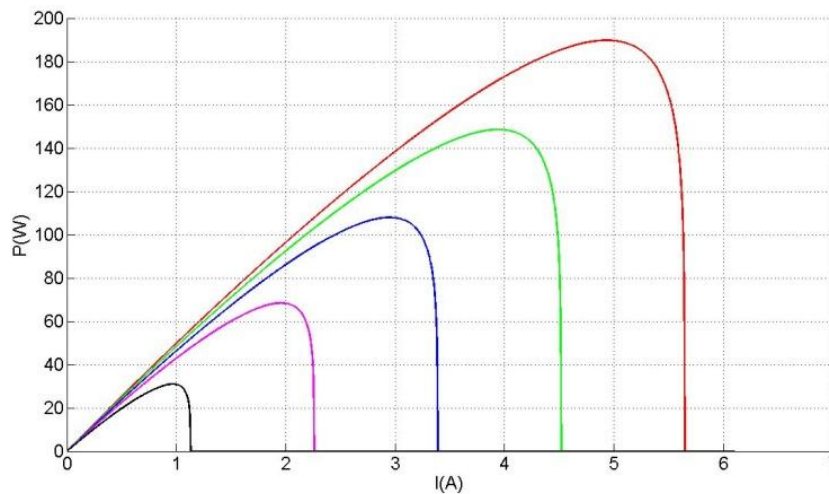
Dalla relazione potenza - tensione di un modulo fotovoltaico si può notare che al variare della luminosità e della temperatura, è possibile esprimere il punto di massima potenza attraverso un fattore di proporzionalità che lo lega alla tensione a vuoto del modulo come mostrato nella seguente.

$$V_{mpp} \approx k_1 V_{oc} \quad (2)$$

Il parametro  $k_1$ , che dipende dalla tipologia di pannello che si utilizza, tipicamente oscilla all' interno di un range di valori compresi tra 0.71 e 0.78. Una volta impostato, la  $V_{mpp}$  può essere ricavata utilizzando la (2) dopo aver rilevato, attraverso un circuito di sensing che scollega il convertitore a valle del pannello, la tensione  $V_{oc}$  a vuoto del sistema fotovoltaico.

Questo comporta alcuni svantaggi, tra i quali una perdita di potenza durante la fase di sensing. Per evitare questo, si possono utilizzare delle celle pilota dalle quali rilevare la tensione  $V_{oc}$  senza improvvisi distacchi del carico.

Per quanto riguarda la ricerca dell' MPP utilizzando la corrente di corto circuito del pannello come variabile indipendente, si veda Figura 2.4.1



**Figura 2.4.1** – Caratteristica P-I di un modulo fotovoltaico al variare delle luminosit 

Da tale figura si nota infatti che, nonostante il variare della luminosit , il punto di massima potenza si assesta ad un valore che varia tra il 78% e il 92% della rispettiva corrente di corto circuito. Questo permette di individuare la corrente  $I_{mpp}$  tramite la (3)

$$I_{mpp} \approx k_2 I_{sc} \quad (3)$$

dove il parametro  $k_2$  si imposta, sempre in base al tipo di pannello utilizzato, tra 0.78 e 0.92.

La misura di  $I_{sc}$    un' operazione abbastanza problematica e viene effettuata aggiungendo un interruttore e un sensore di corrente a valle e in parallelo al pannello. Attraverso l' uso di un microcontrollore   poi possibile condizionare il valore del coefficiente  $k_2$  alle varie condizioni ambientali. In questo caso l' interruttore di sensing viene utilizzato anche come resistenza variabile, in modo tale da percorrere tutta la curva di potenza del pannello individuando cos  il punto di massima potenza. Campionando la  $I_{mpp}$    quindi possibile ricavare il valore di  $k_2$  nella particolare situazione operativa del pannello. Con tale valore si ricava il riferimento di corrente e mediante un regolatore PI quello di tensione per la successiva modulazione PWM.

Va ricordato, però, che queste tecniche non permettono mai al pannello di lavorare nel punto di massima efficienza proprio per l' approssimazione, a volte molto superiore a quella di altri algoritmi, con cui si cerca di raggiungere tale punto.

## 2.5 Ripple Correlation Control

Questo algoritmo basa il suo funzionamento su un' ondulazione (ripple) continua del punto di lavoro del convertitore attorno al suo valore medio. Questa ondulazione può essere introdotta esternamente (ed equivale alla perturbazione vista negli algoritmi precedenti) o generata dal convertitore montato a valle del modulo fotovoltaico, sfruttando il ripple generato dall' interruttore stesso.

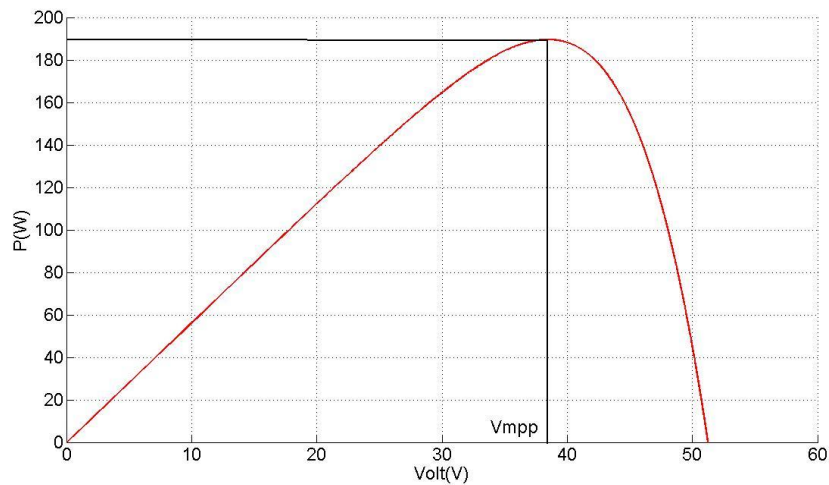
Per l' analisi di questa tecnica si fa riferimento al sistema utilizzato nel paragrafo 2.3 per la presentazione dell' algoritmo della conduttanza incrementale.

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} = 0, & \text{per } V = V_{mpp} \\ \frac{dP}{dV} > 0, & \text{per } V < V_{mpp} \\ \frac{dP}{dV} < 0, & \text{per } V > V_{mpp} \end{cases}$$

Data la difficoltà di implementazione di un circuito che calcoli il termine  $\frac{dP}{dV}$  è necessario, come fatto nel paragrafo precedente, ricavare delle variazioni che si possano riferire al tempo e che possano essere elaborate da un circuito analogico di controllo. Si osservi la curva in Figura 2.5.1 che rappresenta la caratteristica P-V in determinate condizioni ambientali.

Si immagini che il punto di lavoro oscilli lungo tale curva con fluttuazioni molto piccole. Per  $V < V_{mpp}$ ,  $\frac{dP}{dV}$  è positiva, quindi il ripple di tensione e potenza sono in fase tra loro. Ciò significa che il prodotto tra la variazione di tensione e della potenza rispetto al tempo è positivo. Per  $V > V_{mpp}$ , invece, si può dire che la variazione di tensione è in contro fase rispetto a quella di potenza.





**Figura 2.5.1** – Esempio della caratteristica potenza- tensione

Riassumendo:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} \frac{dV}{dt} = 0, & \text{per } V = V_{mpp} \\ \frac{dP}{dt} \frac{dV}{dt} > 0, & \text{per } V < V_{mpp} \\ \frac{dP}{dt} \frac{dV}{dt} < 0, & \text{per } V > V_{mpp} \end{cases}$$

Queste relazioni sono alla base dell' algoritmo RCC. Una funzione che implementi questo algoritmo è la seguente:

$$D = -k \int \frac{dP}{dt} \frac{dV}{dt} dt$$

Tale funzione genererà poi il riferimento del segnale PWM per il convertitore.

Questo ulteriore algoritmo di controllo può sia essere implementato tramite DSP, come altri algoritmi visti precedentemente, che in forma completamente analogico.

La sua velocità di convergenza è limitata solo dalla frequenza della perturbazione introdotta e inoltre non si richiede alcuna parametrizzazione del pannello.

L' algoritmo che funziona quindi virtualmente per ogni tipologia e dimensione del modulo fotovoltaico.



# Capitolo 3

## Il modulo di conversione dc/dc

### 3.1 Architettura degli impianti fotovoltaici connessi alla rete (grid connected)

Gli impianti fotovoltaici connessi alla rete elettrica permettono al sistema di sfruttare la rete come un accumulatore che riceve energia nei momenti in cui i moduli ne producono più di quanto l'utenza necessita e come un generatore quando l'utenza richiede più energia di quanta l'impianto fotovoltaico in quel momento è in grado di produrne (es. durante le ore notturne).

Gli impianti fotovoltaici connessi alla rete fanno parte di una categoria più estesa denominata "*impianti di generazione distribuita*" e sono i più idonei per una diffusione in larga scala della tecnologia fotovoltaica, trovando facile applicazione su

edifici esistenti e di nuova realizzazione. Questo sta portando allo sviluppo delle cosiddette *micro grid*, cioè delle piccole reti elettriche autonome per intervalli di tempo medio-lunghi in cui la fonte energetica, posta in prossimità delle utenze finali e non più a grandi distanze da esse come avviene oggi per le centrali convenzionali, mette a disposizione la potenza in eccesso per quei carichi, connessi naturalmente alla rete, che ne richiede in quantità maggiore.

Il principio di funzionamento è paragonabile a quello di internet, soltanto che lo scambio di dati, in questo caso, viene sostituito con uno scambio di energia tra utenze munite di pannelli fotovoltaici o altri dispositivi capaci di erogare energia rinnovabile.

Per quanto riguarda la tecnologia fotovoltaica, per interfacciarsi alla rete sono disponibili diverse configurazioni dei moduli, come rappresentato in Figura 3.1.1, che si distinguono in base alla tipologia di convertitore applicato.

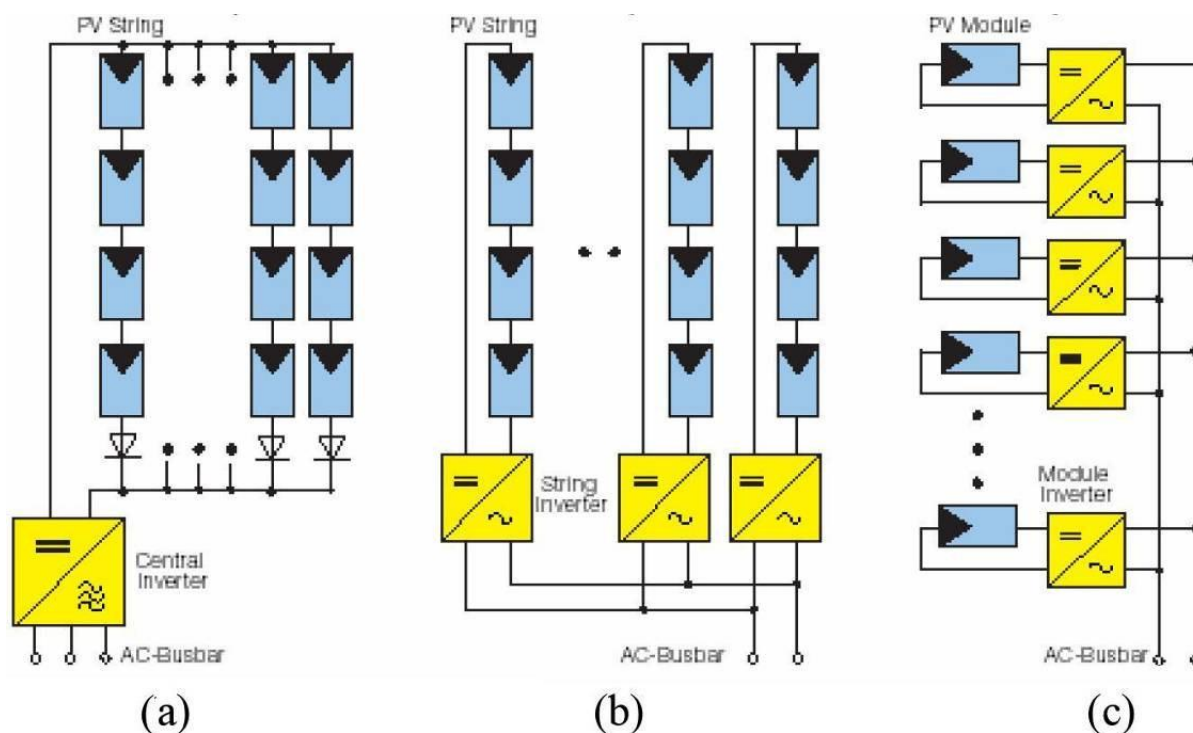


Figura 3.1.1 – Configurazione a: (a) Inverter centrale, (b)Stringa di inverter, (c) Inverter integrato

### 3.1.1 Configurazione ad Inverter Centrale (Central Inverter)

Questa configurazione è generalmente impiegata per potenze maggiori ai 10 kW ed è caratterizzata da un basso costo “specifico” rapportato alla potenza processabile. In tale topologia è utilizzato un unico convertitore collegato al generatore fotovoltaico costituito da un certo numero di stringhe connesse in parallelo per ottenere la potenza richiesta. Ciascuna stringa è formata da un certo numero di moduli fotovoltaici connessi in serie per raggiungere una tensione di stringa generalmente variabile dai 200 ai 600 V (il limite superiore è imposto dalle normative). Le stringhe sono quindi collegate attraverso un diodo ad un bus principale facente capo all'inverter.

Questo tipo di realizzazione presenta alcune limitazioni quali:

- Abbassamento del rendimento del generatore fotovoltaico dovuto all'MPPT centralizzato (interno all'inverter) che non estrae la massima potenza da ogni stringa ma agisce per estrarre la massima potenza dal bus centrale. Quindi non è in grado di adattarsi alle inevitabili disomogeneità o alle parziali ombreggiature delle varie stringhe;
- La presenza di un unico convertitore di elevata potenza può limitare l'affidabilità dell'impianto, infatti nell'eventualità di un guasto al convertitore tutto l'impianto fotovoltaico è reso inutilizzabile, quindi, soprattutto per impianti di alta potenza la mancata produzione può arrecare anche un ingente danno economico.

Per ovviare ai precedenti inconvenienti, grazie anche allo sviluppo tecnologico con conseguente abbassamento dei costi, vi è ora la tendenza ad utilizzare le configurazioni ad “Inverter di Stringa” o ad “Inverter Integrato”, che forniscono una maggiore modularità e versatilità al sistema.

### 3.1.2 Configurazione a Stringa di Inverter (String Inverter)

In questa tipologia il generatore è suddiviso in un parallelo di stringhe, ciascuna delle quali assegnata ad un proprio inverter dedicato (*“String Inverter”*).

In questi impianti ciascun inverter implementa l'*MPPT* su ogni singola stringa, per cui la resa energetica dei generatori PV è massimizzata in quanto anche nell'eventualità di ombreggiature parziali di alcuni pannelli, l'inverter si adatta alle caratteristiche della stringa riuscendo ad estrarne comunque la massima potenza ed aumentando quindi il rendimento totale. Inoltre, grazie alla presenza di più inverter indipendenti, è incrementata anche l'affidabilità generale del sistema. Infatti un'eventuale guasto di un singolo inverter pregiudica la produzione energetica di una sola stringa, mantenendo invariata quella di tutte le altre.

Un'ulteriore evoluzione di questa struttura sempre più spesso adottata negli impianti di media potenza (1 - 40 kW) è l'inverter multistringa *“Multistring Inverter”* di cui si riporta uno schema in Figura 3.1.2.1

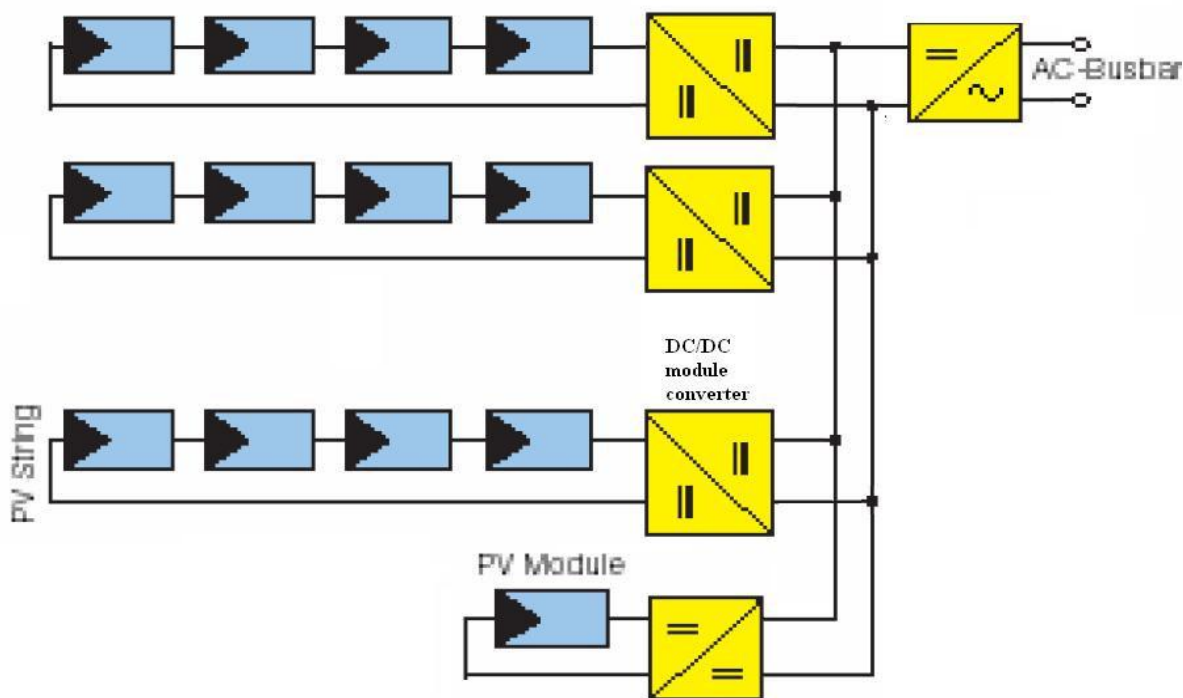


Figura 3.1.2.1 – Configurazione Multistringa

Esso, grazie alla presenza su ogni singola stringa di un convertitore *DC/DC* indipendente in grado di implementare *MPPT*, permette la connessione di più stringhe ad uno stesso bus in continua ("*DC Link*") facente capo ad un unico inverter *DC/AC*. Questa soluzione con un buon rapporto Costo/Efficienza, combina i vantaggi delle due tipologie precedenti, permettendo inoltre un'efficace modularità ed una facile integrazione di stringhe fotovoltaiche di differente tecnologia e/o di diversa orientazione geografica (sud, nord, est, ovest). Grazie all'abbassamento dei costi e all'aumento delle caratteristiche (aumento del rendimento) dell'elettronica di potenza, la tipologia "*Multi String Inverter*" si è affermata come configurazione standard degli impianti fotovoltaici connessi alla rete

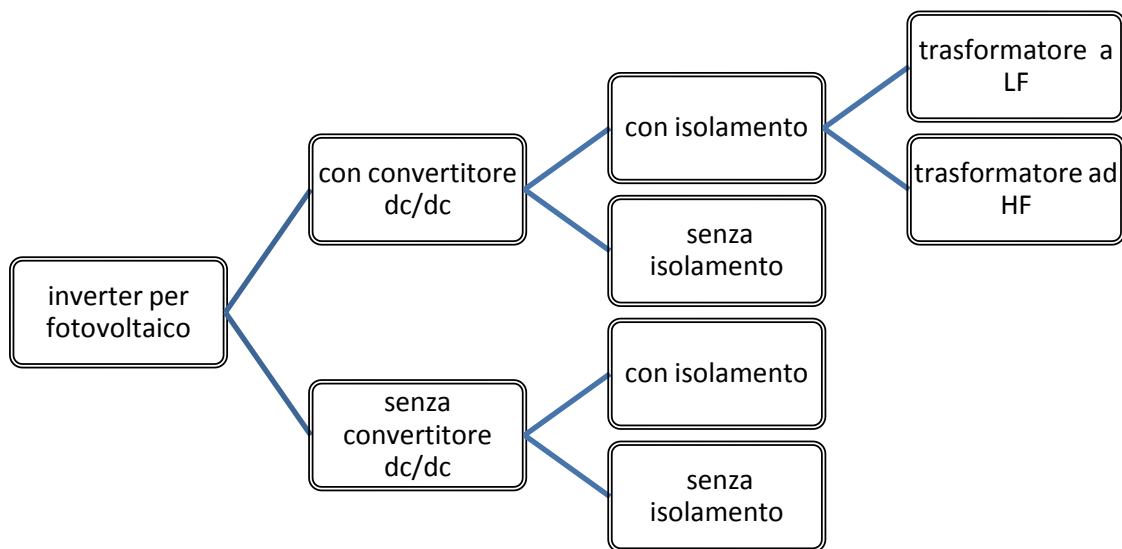
### **3.1.3 Configurazione ad Inverter integrato**

Nella configurazione ad inverter integrato, utilizzata comunemente per basse potenze (max. *500-700 W*), si predilige l'adattamento energetico di ogni modulo. Un inverter è montato nel retro o nelle vicinanze di ogni singolo modulo e provvede direttamente alla connessione del modulo alla rete elettrica.

L'impiego di questa configurazione elimina completamente i problemi di disadattamento dei moduli, che rimane invece in minima parte sempre presente nelle precedenti due configurazioni essendo le stringhe generalmente composte da più pannelli (moduli) connessi in serie.

## **3.2 Il convertitore**

Negli ultimi anni la struttura del convertitore di potenza per applicazioni fotovoltaiche si è uniformato verso alcune specifiche strutture. Di seguito verranno illustrate le topologie più diffuse (Figura 3.2.1).



**Figura 3.2.1** – Categorie di convertitori

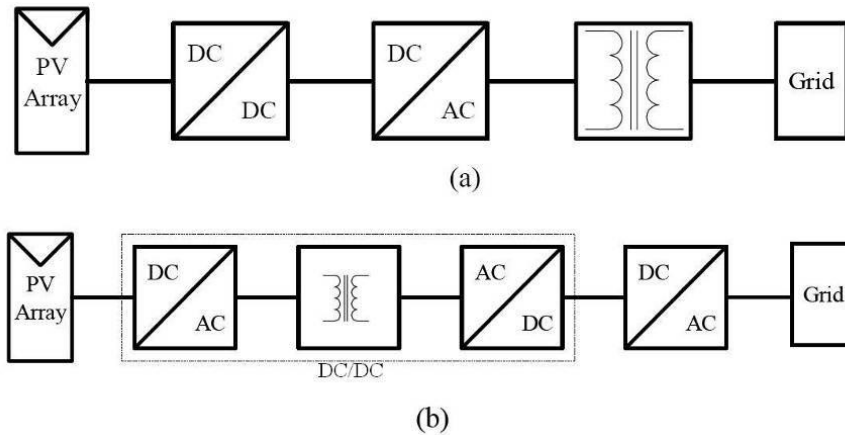
Dal diagramma di Figura 3.2.1 si notano essenzialmente due categorie principali distinte dalla presenza o meno del convertitore DC/DC. Il motivo di questa differenza è prima di tutto legata alla configurazione della stringa fotovoltaica: ad esempio se si hanno molti pannelli in serie (elevata tensione di stringa) e si necessita di basse tensioni in uscita, si può omettere l' utilizzo del convertitore innalzatore di tensione, facendo quindi uso del solo convertitore *DC/AC* a singolo stadio, ottenendo un significativo aumento dell'efficienza.

Il problema dell'isolamento galvanico è generalmente legato alle norme di sicurezza elettrica in vigore nel paese in cui l'impianto dovrà operare

Successivamente sono riportati alcuni esempi di configurazioni di un inverter per applicazioni di tipo multistringa che implementi un convertitore DC/DC



### 3.2.1 Inverter con convertitore DC/DC e isolamento

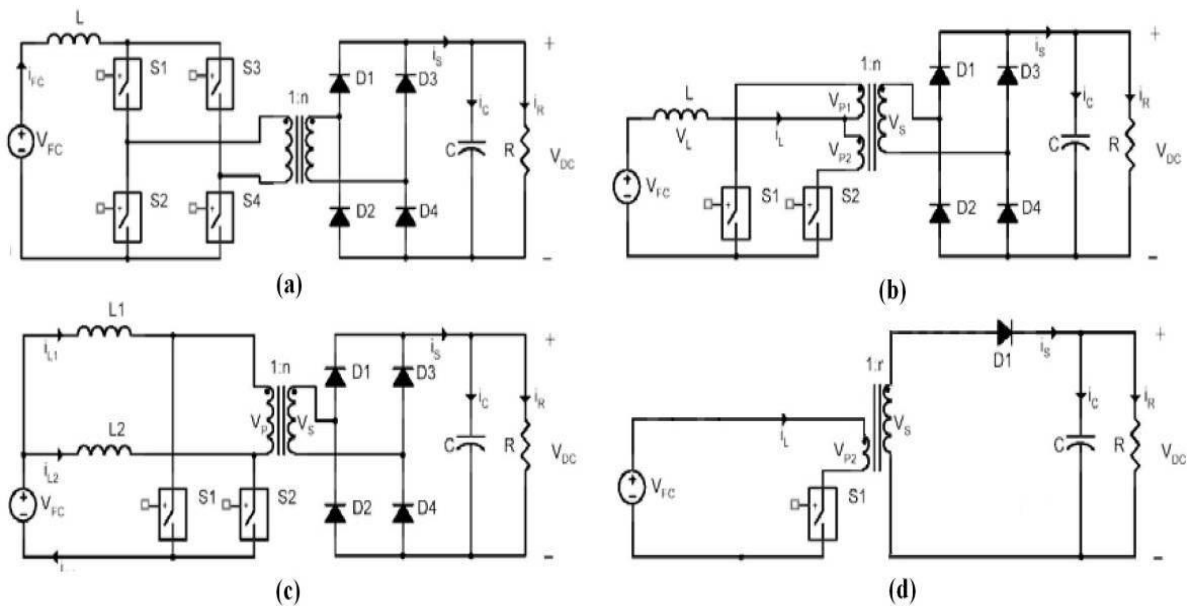


**Figura 3.2.1.1** – Inverter con convertitore dc/dc: con trasformatore LF(a); con trasformatore HF (b)

L'isolamento è tipicamente implementato per mezzo di un trasformatore che può essere inserito dal lato della rete elettrica “low frequency” (*LF*) (*Figura 3.2.1.1(a)*), o sul lato in alta frequenza (*HF*) solitamente facente parte del convertitore *DC/DC* (*Figura 3.2.1.1(b)*). La soluzione ad alta frequenza è la più utilizzata, dà luogo ad un trasformatore più compatto di minor peso e ingombro, la cui realizzazione richiede però maggior attenzione per riuscire a ridurre efficacemente le perdite dovute alle frequenze di commutazione.

Le configurazioni più usate per l'utilizzo del trasformatore HF sono:

- Full-Bridge isolated converter (*Figura 3.2.1.2 (a)*);
- Single inductor push-pull converter (SIC) (*Figura 3.2.1.2 (b)*);
- Double inductor converter (DCI) (*Figura 3.2.1.2 (c)*);
- Flyback ma solo per applicazioni di bassa potenza (*Figura 3.2.1.2 (d)*);



**Figura 3.2.1.2** – Topologie di convertitori dc/dc con isolamento: Full-Bridge (a); Single inductor push-pull converter (b); Double inductor converter (c); Flyback (d)

Al fine di rendere il trasformatore più compatto possibile, il range delle frequenze di commutazione, utilizzate per impianti di media potenza, va dai  $20$  ai  $200\text{kHz}$ . Il limite inferiore è scelto in modo tale che eventuali vibrazioni meccaniche degli avvolgimenti soggetti al campo magnetico prodotto dalla frequenza di commutazione non siano udibili dall'orecchio umano (che percepisce suoni nella banda di frequenza  $20\text{Hz} - 20\text{kHz}$ ), il limite superiore di frequenza è imposto nel tentativo di contenere le perdite energetiche interne del trasformatore e quelle dovute alle commutazioni degli interruttori. Con l'evoluzione tecnologica dei semiconduttori di potenza e delle ferriti utilizzate nei nuclei magnetici e nel tentativo di ricercare soluzioni sempre più compatte ed efficienti, tale limite superiore di frequenza è comunque destinato ad aumentare.

Il convertitore full-bridge è solitamente utilizzato per livelli di potenza maggiori di  $700\text{W}$  e in presenza di tensioni di ingresso relativamente elevate, tali da rendere trascurabili le cadute di tensione dovute ai due interruttori che risultano in serie al trasformatore ad ogni istante di conduzione.

Lo svantaggio principale di tale tipologia, se confrontata con la tipologia push-pull, è la necessità di un maggior numero di interruttori che, oltre a dar luogo ad un

sensibile aumento delle perdite, rende anche più complicata la struttura della circuiteria di comando.

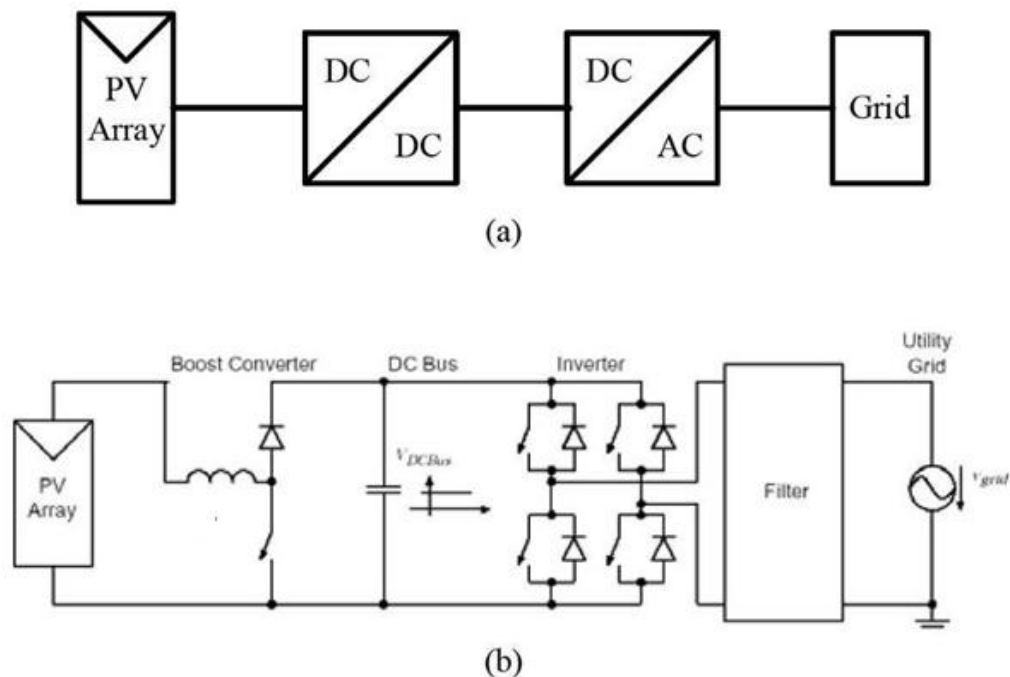
Nel convertitore Push-Pull a singolo induttore (*S/C*) il trasformatore e l'induttanza di Boost contribuiscono entrambi alla funzione di innalzamento di tensione. Ad una maggior efficienza del sistema si contrappone la maggiore caduta di tensione ai capi di un singolo interruttore, rendendo quindi la configurazione idonea al funzionamento con basse tensioni di ingresso.

Per ovviare agli inconvenienti delle precedenti due tipologie si può utilizzare il convertitore a doppio induttore (*DCI*) dove l'induttore di Boost della configurazione precedente è stato diviso in due induttori. Questa tipologia è assimilabile a due convertitori Boost interconnessi, ciò riduce il ripple della corrente di ingresso; la costruzione del trasformatore è semplificata non richiedendo la presenza della presa centrale e l'unico inconveniente rimane quello di dover inserire due induttori.

### **3.2.2 Inverter con convertitore DC/DC senza isolamento**

Nei paesi, ad esempio l'Italia, in cui non è necessario garantire l'isolamento galvanico tra pannelli fotovoltaici e rete elettrica pubblica, il convertitore *DC/DC* può essere ridotto ad un semplice convertitore Boost (*Figura 3.2.2.1(a)*).

Questo convertitore è composto da un basso numero di componenti e offre quindi una soluzione economica e di elevato rendimento che è quasi sempre utilizzata negli impianti multistringa, in quanto ciascun convertitore deve processare una potenza modesta.



**Figura 3.2.2.1** - Inverter PV con convertitore DC/DC senza isolamento: struttura generale (a); esempio comune con convertitore Boost e full-bridge inverter (b)

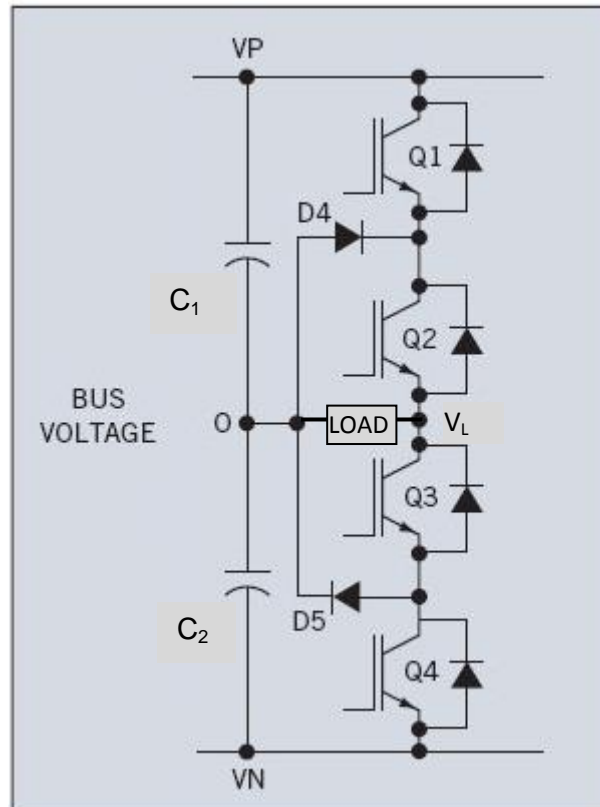
Una topologia di inverter che viene spesso utilizzata quando inserito in un bus in continua alimentato da più fonti energetiche come nel caso della configurazione multistringa, è quella del 3 – level NPC, il cui schema è riportato in figura 3.2.2.2.

Il vantaggio di questa tipologia di inverter consiste nella possibilità di ottenere un segnale d’ uscita a gradini di ampiezza desiderata e proporzionale al numero di interruttori utilizzati.

Se infatti Q1 e Q2 sono gli unici interruttori a condurre, la tensione applicata al carico sarà  $V_{L0}$  che corrisponde alla caduta di potenziale che si ha su  $C_1$ .

Se invece conducono solamente Q3 e Q4, ai capi del carico si applicherà una tensione pari a  $V_{N0}$ , cioè uguale  $-V_{C2}$ . In entrambi questi casi i diodi di clamping D4 e D5 risultano essere interdetti.

Il loro stato di conduzione cambia per differenti configurazioni degli interruttori. Se Q2 e Q4 ad esempio conducono, sul ramo superiore la corrente percorre il diodo D4 e si richiude sul carico, cortocircuitandolo ( $V_{L0} = 0$ ) e un risultato simile lo si ottiene per Q1 e Q3 in conduzione.



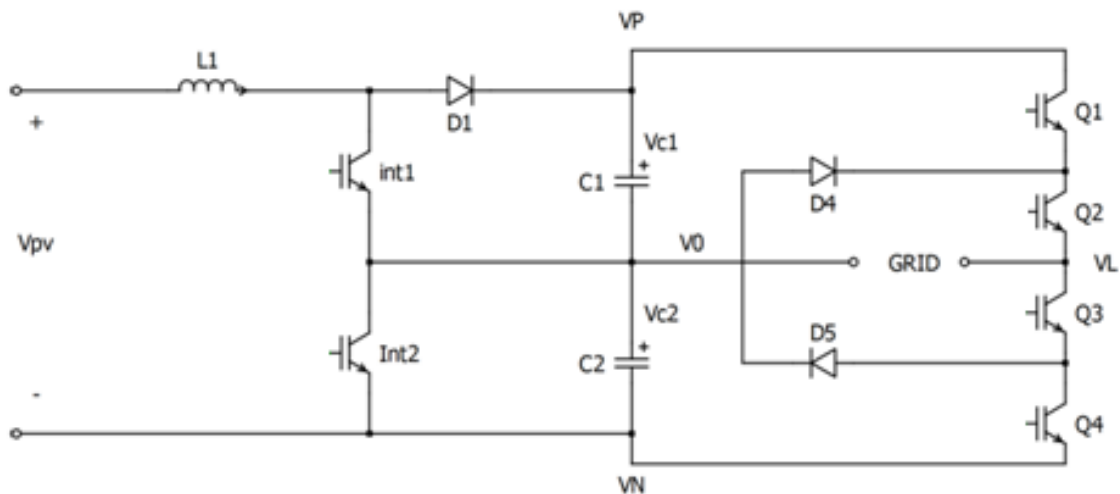
**Figura 3.2.2.2** – Schema di un convertitore 3-level NPC

Questa particolare configurazione permette quindi di ridurre le tensioni applicate ai capi dei singoli componenti attivi, pari cioè a metà della tensione del DC link.

La differenza sostanziale rispetto ad un convertitore a due livelli è la presenza dei diodi D4 e D5, clamping diodes, che permettono di ottenere un uscita riferita al punto V0. Tra questo punto e VL viene infatti applicato un opportuno circuito di filtraggio che verrà poi interfacciato alla rete.

Per quanto riguarda gli interruttori è fondamentale porre attenzione nell' evitare il cortocircuito del bus in continua tenendo in considerazioni i giusti tempi morti.

Il circuito di potenza da considerare e che verrà utilizzato anche per lo sviluppo della tesi è del tipo riportato in Figura 3.2.2.3, dove i due interruttori del boost verranno comandati simultaneamente dal medesimo segnale.



**Figura 3.2.2.3** – Circuito di potenza per applicazioni multistringa con inverter NPC

Per avere un' idea della tensione che deve essere mantenuta ai capi del DC-Link si deve considerare le caratteristiche della linea di trasmissione a cui si aggancia il convertitore in uscita.

La società italiana che si occupa della generazione dell' energia elettrica garantisce un'immissione in rete di una tensione di valore efficace pari a 230V con oscillazioni del  $\pm 10\%$  rispetto al valore efficace, si possono presumere valori di picco pari a:

$$V_{max} = 230 * \sqrt{2} + 230 * 0.1 = 348V$$

Trascurando le perdite che si potrebbero avere negli interruttori e sapendo che all' uscita dell' inverter si ha una tensione pari a metà della tensione che si ha sul DC-link, si può impostare come limite massimo di tensione in uscita dal boost la seguente:

$$V_{max-DClink} = (V_{c1} + V_{c2}) = 2 \cdot V_{max} \approx 700 V$$

### 3.3 Struttura della sorgente fotovoltaica

Si passa ora ad un' analisi della sorgente fotovoltaica utilizzata per il progetto.

Il modulo utilizzato è il modello SENYO HIP-2010NHE1 le cui caratteristiche per una radiazione incidente di  $1000\text{W/m}^2$  sono elencate in Tabella 3.3.1

Caratteristiche elettriche		
Potenza massima (Pmax)	[W]	210
Tensione all' MPP	[V]	41.3
Corrente all' MPP	[A]	5.09
Tensione a vuoto	[V]	50.9
Corrente di corto circuito	[A]	5.57
Potenza minima garantita	[W]	199.5
Tolleranza all' uscita	[%]	+10/-5
Numero celle/modulo		72
Massima tensione supportata	[V]	760

Tabella 3.3.1 - Caratteristiche del modulo SENYO HIP-2010NHE1

In questo lavoro di tesi si considera l' utilizzo di un impianto solare per applicazioni domestiche, capace di generare la potenza di 3 kW con i pannelli citati. Risulterà quindi necessario, viste le caratteristiche riportate in tabella, utilizzare 15 -16 moduli. Si potrebbe pensare di posizionarli in serie in un'unica stringa ottenendo però una tensione a vuoto ( $16 \cdot 50.9 = 814.4\text{ V}$ ) che tenderebbe ad eccedere il valore massimo consentito da tali moduli (760V)

Per una corretta progettazione, si procede allora individuando il caso di funzionamento più critico, sapendo che normalmente i pannelli possono operare da

-40° a +90 °C con un massimo di umidità fino al 90%. In tali condizioni ambientali un singolo modulo può variare la propria tensione a vuoto dai 59.5V per le basse temperature ai 42.5V per quelle alte. In una singola stringa perciò sarebbe consono non oltrepassare gli undici moduli ottenendo così una tensione massima a vuoto ( $11 \cdot 59.5 = 654.5 V$ ), più bassa dei 760V. A questo punto, utilizzando quindi una configurazione a due stringhe collegate in parallelo il più possibile simmetriche, sarà sufficiente l'uso di 8-9 pannelli per ciascuna delle due stringhe, rispettando ampiamente le condizioni di sicurezza imposte dal costruttore (tensione a vuoto massima =  $9 \cdot 59.5 = 535.5 V$ ).

Le configurazioni serie e parallelo hanno i propri svantaggi. Se nella prima si possono avere delle forti riduzioni della potenza erogata a causa dell'oscuramento parziale di un modulo, nella seconda invece l'elevata corrente comporterebbe un aumento delle dimensioni dei cablaggi e una difficoltà maggiore nel dimensionamento degli elementi capacitivi e induttivi.

Per limitare gli effetti dell'ombreggiamento, tutti i moduli dispongono di diodi di bypass e di blocco, come mostrato in Figura 3.3.2: i primi vengono utilizzati per fornire una seconda via di ricircolo nel caso in cui la cella in questione venga oscurata, fungendo così da "collo di bottiglia" per il normale flusso di corrente. In questo modo si evita il surriscaldamento e l'eventuale danneggiamento della cella.

Lo scopo dei diodi di blocco, invece, è di impedire, se si verifica che la potenza erogata dalle singole stringhe non sia bilanciata, che le differenze di tensione tra le stesse possano provocare dei ricircoli di corrente verso quelle a tensione minore (correnti inverse).

Normalmente i diodi di blocco sono posti nei quadri di parallelo stringhe (utilizzati appunto per raccogliere il contributo elettrico delle varie stringhe), alloggiati su un circuito stampato oppure sono collegati a delle morsettiere di appoggio su adeguati dissipatori.



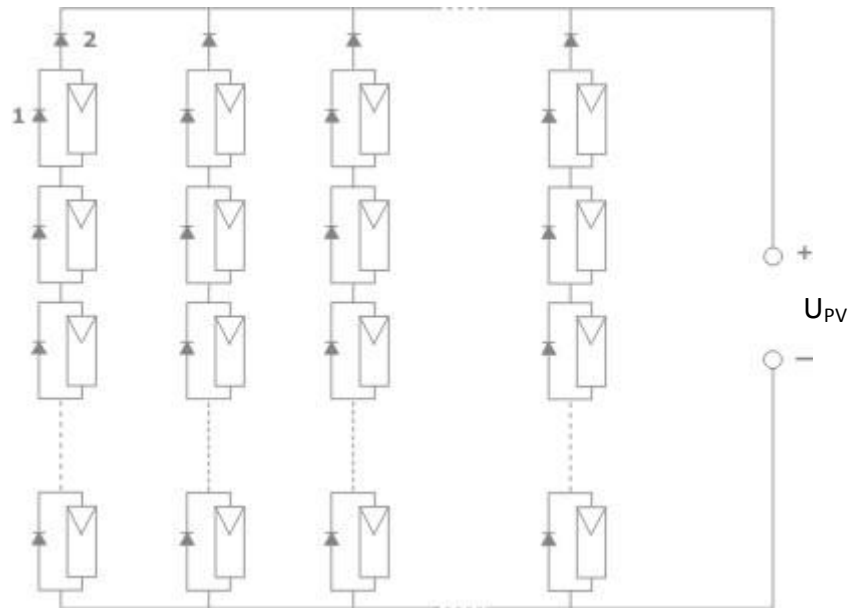


Figura 3.3.2 – diodi di bypass(1) e di blocco(2) in un impianto fotovoltaico

### 3.4 Progettazione dello stadio BOOST

Nel seguente paragrafo verrà presentata la progettazione del convertitore Boost che andrà ad inserirsi a valle di una delle due stringhe dei moduli fotovoltaici.

Il “convertitore in salita” converte la tensione continua in ingresso  $U_i$  in una tensione di uscita  $U_o$  positiva di valore superiore a quella d’ingresso. Il suo schema è riportato in Figura 3.4.1

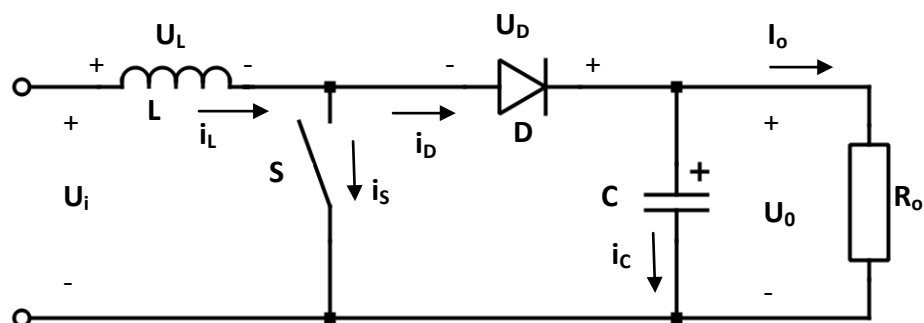


Figura 3.4.1 – Schema del convertitore Boost

### 3.4.1 Convertitore BOOST in funzionamento continuo

Un corretto dimensionamento porta ad avere una tensione di uscita ben filtrata, dove la componente residua alla frequenza di commutazione risulta piccola rispetto alla componente continua. Per questa prima analisi si prenderanno in considerazione le caratteristiche ideali del convertitore, ossia:

- $U_i$  e  $U_0$  costanti
- L e C ideali ( ESR = 0, ESL= 0)
- Interruttore e diodo ideali
- Funzionamento a regime

#### a) Intervallo di chiusura di S ( $t_{on}$ ) (Powering phase)

Nell' istante  $t = 0$  l' interruttore viene acceso causando l' interdizione del diodo D. Ai capi dell' induttanza in tale fase si rileva una tensione pari alla tensione di ingresso e di conseguenza la corrente  $i_L$  cresce linearmente partendo da un valore iniziale  $i_{Lmin}$ .

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u_L(\tau) d\tau = I_{Lmin} + \frac{U_i}{L} \cdot t$$

L' ampiezza dell' ondulazione di corrente durante tale fase risulta:

$$\Delta I_{Lon} = \frac{U_i}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_i}{f_s \cdot L} \cdot \delta$$

La corrente  $i_S$  sullo switch è la medesima che percorre l' induttanza mentre il condensatore carico ad una tensione  $U_0$ , eroga una corrente sul carico  $R_0$ .

#### b) Intervallo di apertura di S ( $t_{off}$ ) (Freewheeling phase)

All' apertura dell' interruttore la corrente  $i_L$  forza il diodo D in conduzione. In questo modo la sorgente e l' induttanza forniscono energia al condensatore di uscita e al carico. Poichè la caduta di tensione sull' induttanza è pari a  $U_i - U_0$ , la corrente  $i_L$  cala linearmente ( $U_0 > U_i$ ) partendo dal valore iniziale  $I_{Lmax}$  raggiunto al termine della

fase precedente. Tale andamento è espresso dalle relazioni seguenti dove l'origine dei tempi è stata considerata nell'istante in cui l'interruttore si spegne.

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u_L(\tau) d\tau = I_{Lmax} - \frac{U_0 - U_i}{L} \cdot t$$

L'ampiezza dell'ondulazione di corrente durante tale fase risulta:

$$\Delta I_{Lon} = \frac{U_0 - U_i}{L} \cdot t_{off}$$

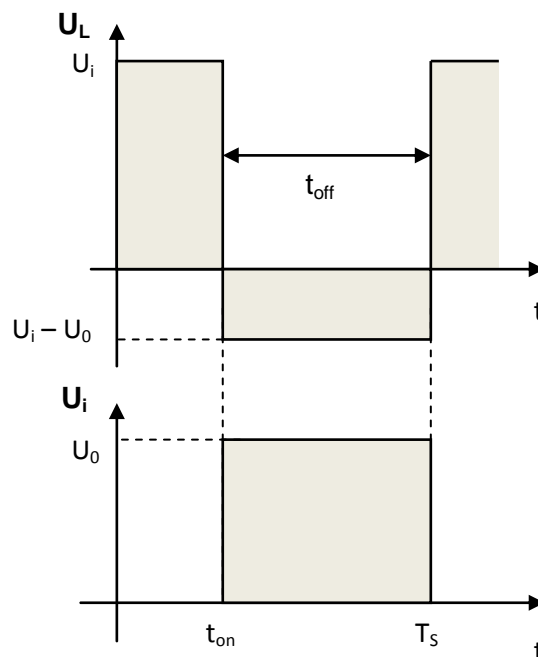
Da queste relazioni e sapendo che le condizioni a regime impongono che l'ondulazione di corrente durante l'intervallo di chiusura di S sia uguale a quella durante l'intervallo di apertura per far sì che la tensione media ai capi dell'induttore sia nulla, si ottiene che:

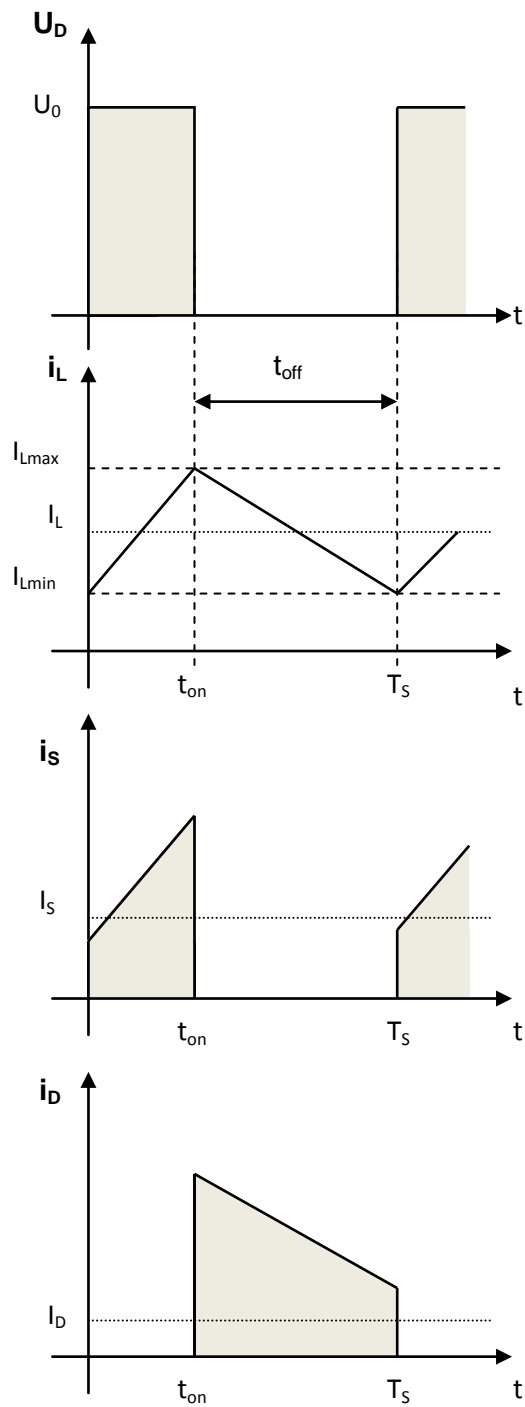
$$\Delta I_{Lon} = \Delta I_{Loff} = \Delta I = \frac{U_i}{L} t_{on} = \frac{U_0 - U_i}{L} \cdot t_{off}$$

Dato che  $t_{off} = T_s - t_{on}$ , si ricava la relazione statica tra tensione di ingresso e quella d'uscita, ossia:

$$M = \frac{U_0}{U_i} = \frac{1}{1 - \delta}$$

In Figura 3.4.1.1 sono riportate le forme d'onda del convertitore in funzionamento CCM.





**Figura 3.4.1.1** – Vari andamenti di tensione e correnti del convertitore boost

La corrente media nell' interruttore, che coincide con la corrente media d' ingresso si ricava dall' andamento di  $i_s$  e vale:

$$I_S = \frac{I_{Lmin} + I_{Lmax}}{2 \cdot T_S} \cdot t_{on} = I_L \cdot \delta$$

La corrente media nel diodo risulta data dalla seguente:

$$I_D = \frac{I_{Lmin} + I_{Lmax}}{2 \cdot T_S} \cdot t_{off} = I_L \cdot (1 - \delta)$$

Essendo a regime, la corrente media nel condensatore di uscita è pari a zero. Di conseguenza, la corrente media nel diodo di uscita coincide con la corrente  $I_o$  che percorre il carico. Questo è in accordo con il seguente bilancio di potenza del convertitore:

$$P_i = P_o \Rightarrow U_i \cdot I_i = U_o \cdot I_o \Rightarrow U_i \cdot I_L = U_o \cdot I_D$$

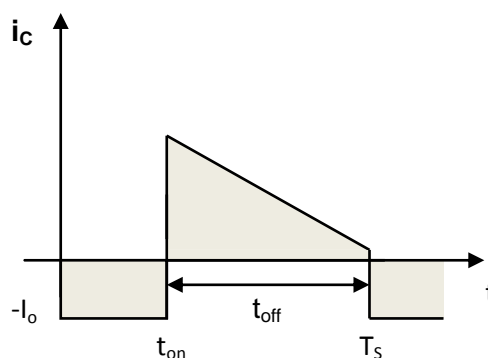
Da cui si ricava:

$$\frac{I_L}{I_D} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 - \delta}$$

Si procede ora alla stima dell'ondulazione di tensione ai capi del condensatore di uscita. La corrente nel condensatore C risulta uguale alla differenza tra la corrente nel diodo e la corrente di uscita che percorre il carico.

$$i_c = i_D - I_o = i_D - I_D$$

L'andamento della corrente  $i_c$  è riportato in Figura 3.4.1.2



**Figura 3.4.1.2** – Andamento della corrente sul condensatore in uscita

L'ondulazione di tensione si ricava dalla seguente espressione:

$$|\Delta U_o| = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} i_c \cdot dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_0 \cdot dt = \frac{I_0 \cdot t_{on}}{C} = \frac{I_0 \cdot \delta}{f_s \cdot C}$$

### 3.4.2 Convertitore BOOST in funzionamento discontinuo

Al diminuire della corrente di carico diminuisce anche la corrente media dell'induttanza d'ingresso secondo il bilancio di potenze visto precedentemente. Questo porta ad una situazione in cui, durante l'intervallo di spegnimento dell'interruttore, la corrente nell'induttanza si annulla, causando perciò l'interdizione del diodo D: questa fase viene identificata come funzionamento discontinuo e la condizione limite si ha quando:

$$I_{Lmin} = \frac{\Delta I_L}{2}$$

Le forme d'onda di tensione e corrente nell'induttanza in questa modalità di funzionamento sono riportate in Figura 3.4.2.1

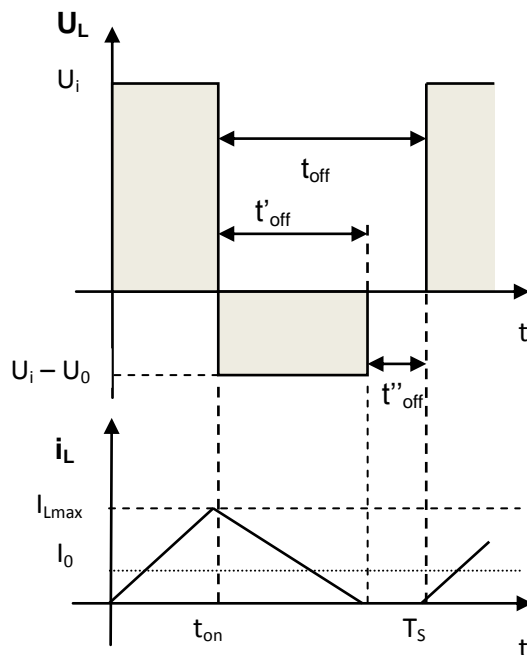


Figura 3.4.2.1 – Forme d'onda di tensione e corrente nell'induttore in funzionamento discontinuo

Osservando l' andamento della tensione ai capi dell' induttore, è possibile scrivere:

$$U_i \cdot t_{on} = (U_o - U_i) \cdot t'_{off}$$

Questa equazione non permette di calcolare il rapporto di conversione a causa della presenza dell' ulteriore incognita rappresentata dall' intervallo  $t'_{off}$ . Si utilizza perciò la relazione  $I_D = I_0$  che si ottiene dalle condizioni a regime:

$$I_0 = I_D = I_{Lmax} \cdot \frac{t'_{off}}{2 \cdot T_S}$$

$$I_{Lmax} = \frac{U_i}{L} \cdot t_{on}$$

Da queste ultime tre equazioni si può ricavare la seguente espressione relativa al rapporto di conversione in funzionamento discontinuo:

$$M = \frac{U_0}{U_i} = 1 + \delta^2 \frac{U_i}{2f_s L I_0}$$

Confrontando l'andamento della tensione  $u_L$  in funzionamento continuo e discontinuo, possiamo osservare come, a parità di duty-cycle, il rapporto di conversione in funzionamento DCM risulti maggiore di quello in funzionamento CCM. Questo perché:

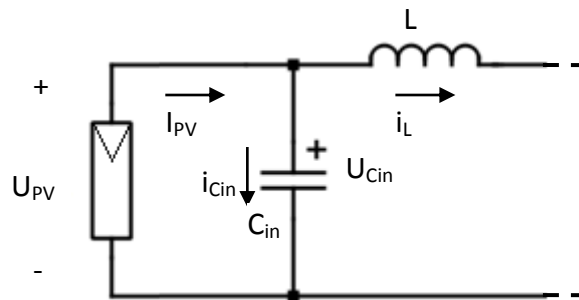
$$U_i \cdot t_{on} = (U_{0CCM} - U_i) \cdot t_{off} = (U_{0DCM} - U_i) \cdot t'_{off}$$

Essendo  $t'_{off} < t_{off}$  dovrà essere  $U_{0DCM} > U_{0CCM}$ .

### 3.4.3 Modifica dello stadio d' ingresso del BOOST e dimensionamento

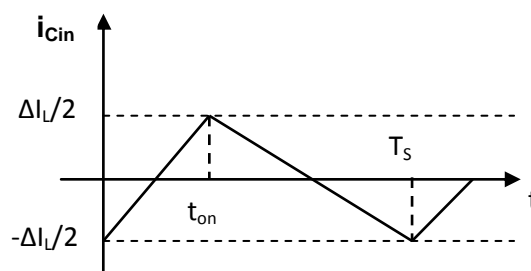
L' utilizzo di un convertitore per applicazioni fotovoltaiche richiede che il suo funzionamento non vada a perturbare le caratteristiche elettriche dei vari moduli. In particolare, dovendosi sfruttare la sorgente fotovoltaica nel punto di massima potenza, è fondamentale che la corrente  $I_{PV}$  erogata venga condizionata il meno possibile da fattori esterni, come ad esempio, il ripple di corrente dell' induttore. Se

tale ondulazione dovesse propagarsi all'interno dei moduli, la corrente  $I_{PV}$  conterrebbe anche una componente alternata e il MPP non verrebbe mai raggiunto. E' per questo motivo che tra moduli fotovoltaici e convertitore viene inserito un condensatore capace di assorbire il ripple di corrente proveniente dall'induttore, come mostrato in Figura 3.4.3.1.



**Figura 3.4.3.1** – Modifica al convertitore con l'inserimento del condensatore  $C_{in}$  in ingresso

A regime il condensatore  $C_{in}$  assorbe una corrente pari alla differenza tra  $I_{PV}$  e  $i_L$  e poiché costituisce un blocco per la componente continua, si può concludere che il valore medio della corrente in uscita dai pannelli corrisponde al valore medio della corrente che percorre l'induttore. La  $\Delta I_L$  sarà invece assorbito dal condensatore  $C_{in}$ , come mostrato in Figura 3.4.3.2.



**Figura 3.4.3.2** – Corrente assorbita dal condensatore  $C_{in}$

A questo punto si ricava l'ondulazione di tensione ai capi di tale componente:

$$|\Delta U_{Cin}| = \frac{1}{C_{in}} \int_0^t i_{Cin} dt = \frac{1}{C_{in}} \left( \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \left( \frac{t_{on}}{2} + \frac{t_{off}}{2} \right) \cdot \frac{1}{2} \right) = \frac{\Delta I_L \cdot T_S}{8 \cdot C_{in}}$$



Dopo un' analisi teorica sul dimensionamento del convertitore, si passa ora alla sua progettazione reale considerando le specifiche richieste.

Ricordando la struttura multistringa che si vuole implementare, verranno utilizzate due stringhe di pannelli, ciascuna delle quali utilizzerà il proprio convertitore Boost, la cui topologia è riportata in figura 3.4.3.3

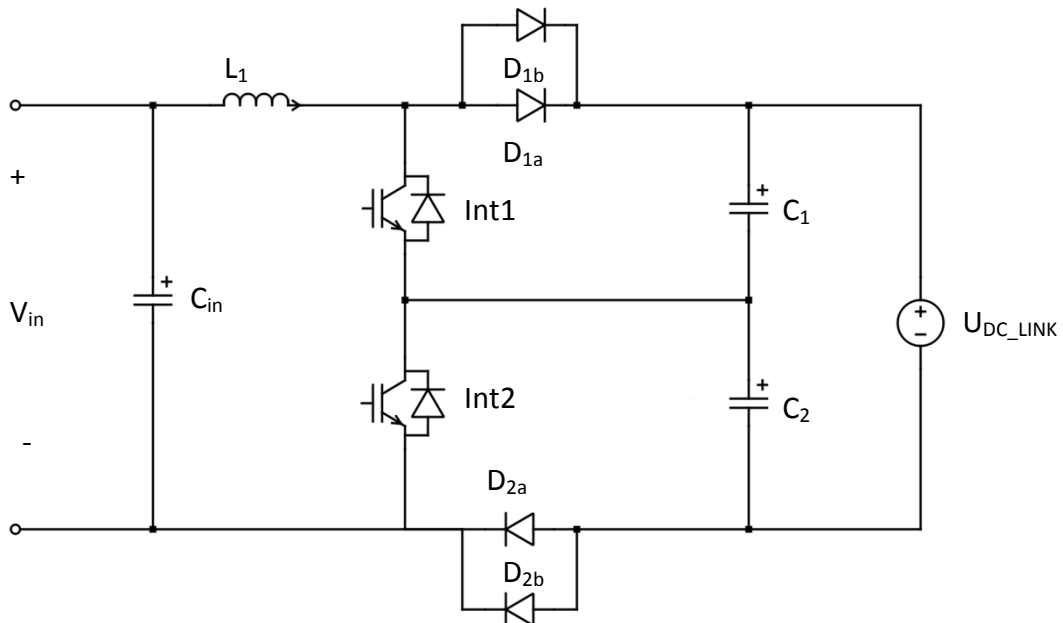


Figura 3.4.3.3 – Convertitore Boost utilizzato

Il generatore  $U_{DC\_LINK}$  costituisce la tensione sul bus che, come calcolato precedentemente, deve essere mantenuta ad un valore di circa 700V dallo stadio inverter successivo. Tuttavia, avendo a disposizione un carico attivo (Chroma DC Electronic Load Model 63202 2kW) capace di imporre una tensione di 500V, il dimensionamento del convertitore si riporta ad una tensione di 450V.

Altri parametri da considerare sono:

- Frequenza di switching:  $f_{SW} = 30\text{kHz}$  ;
- Ripple massimo sulla tensione d' ingresso:  $\Delta V_{in\_max} = 1\text{V}$  ;
- Duty cycle minimo:  $\delta = 0.03$  ;
- Potenza massima d' uscita:  $P_{out} = 2\text{kW}$  ;

Come è possibile notare dalla Figura 3.4.3.3, sono stati utilizzati dei diodi (gli FF1N30HS60DD -  $V_{th} \cong 0.75 V$  -  $R_{D-on} \cong 20 m\Omega$ ) in parallelo per permettere un'abbassamento della resistenza equivalente in conduzione.

La caduta di tensione massima attesa in conduzione è pari a :

$$V_{D-on} = V_{th} + I_{L-MAX} \cdot R_{D-on} = V_{th} + \frac{P_{out}}{U_{DC-LINK}} \cdot \frac{R_{D-on}}{2} \cong 0.8 V$$

Quindi la massima tensione ammissibile in ingresso a regime, supponendo il funzionamento CCM, deriva da:

$$V_{in\_max} = (U_{DC-LINK} + 2 \cdot V_{D-on}) \cdot (1 - \delta_{min}) = 438 V$$

Il passaggio successivo è di individuare i valori di L e di  $C_{in}$  in base all'analisi precedente.

Supponiamo che alla frequenza di switching l'impedenza della componente capacitiva del condensatore d'ingresso sia molto inferiore rispetto alla sua componente resistiva:  $Z_{Cin} \cong ESR$ .

Si fissa una ESR a 300mΩ. Questa permette di avere un'idea del ripple di corrente dell'induttore e del condensatore:

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{\Delta V_{in\_max}}{Z_{Cin}} = \frac{1}{0.2} = 3.3A$$

Data la tipologia del progetto, si cerca di ricavare la relazione tra il ripple massimo di corrente e la tensione d'uscita del bus.

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{in}}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_{DC-LINK} \cdot (1 - \delta)}{L} t_{on} = \frac{U_{DC-LINK} \cdot (1 - \delta) \cdot \delta}{L \cdot f_s}$$

Visto che tale ondulazione assume il suo valore massimo per  $\delta = 0.5$ , si ottiene:

$$L = \frac{U_{DC-LINK} \cdot (1 - \delta) \cdot \delta}{\Delta I_{Lmax} \cdot f_s} = 1136 \mu H$$

Avendo a disposizione un' induttanza da  $1300 \mu H$ , si utilizzerà questa riducendo così il ripple di corrente a:

$$\Delta I_{Lmax} = 2,88 A$$

e di conseguenza varierà anche il ripple di tensione all' ingresso:

$$\Delta V_{in\_max} = Z_{cin} \cdot \Delta I_{Lmax} = 0.86 V$$

Si procede quindi con il calcolo del condensatore come fatto nello studio del convertitore ideale:

$$C_{in} = \frac{\Delta I_{Lmax}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_{in-max}} = 13.9 \mu F$$

Per far sì che a regime il ripple dovuto alla reattanza capacitiva sia ben inferiore a quello dovuto all' ESR, è necessario diminuire la reattanza capacitiva e quindi aumentare il valore del condensatore di un fattore dieci, ottenendo:

$$C_{in} = 139 \mu F$$

L' ESR considerata può provocare errori in circuiti che risultano corretti in fase di progettazione ed è spesso la causa di insuccesso dei circuiti con condensatori.

Per caricare il materiale dielettrico la corrente ha bisogno di scorrere attraverso i conduttori elettrici, attraverso le armature, attraverso i metalli stessi e anche attraverso il materiale dielettrico.

Le perdite dielettriche possono essere viste come l'attrito dei poli che si allineano e, di conseguenza potrebbero apparire come un aumento di ESR misurati come aumenti di frequenza.

A mano a mano che lo spessore del dielettrico aumenta, aumenta anche l'ESR.

Risulta quindi utile risolvere questo problema utilizzando dei condensatori che presentano ESR molto basse pur rispettando le caratteristiche del progetto.

In questo modo si fissa il ripple massimo di tensione all' ingresso pari a 1V come imposto all' inizio e si ricava:

$$C_{in} = \frac{\Delta I_{Lmax}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_{in-max}} = 12 \mu F$$

Ad esempio, basandosi sui dispositivi messi a disposizione dall' Arcotronics, si potrebbe utilizzare un condensatore da  $30 \mu F - 600V - ESR = 2m\Omega$ .

In questo modo si otterrebbe un' ondulazione di tensione pari a:

$$\Delta V_{in-max} = \frac{\Delta I_{Lmax}}{8 \cdot f_s \cdot C_{in}} = 0.4 V$$

Riassumendo, le caratteristiche del convertitore Boost sono riportate in Tabella 3.4.3.4.

Parametro		Valore
Tensione $U_{DC\_LINK}$	[V]	450
Tensione massima in ingresso	[V]	438
Massimo ripple di corrente	[A]	2.88
Massimo ripple di tensione in ingresso	[V]	0.8
Valore induttanza	[ $\mu H$ ]	1300
Valore condensatore	[ $\mu F$ ]-[ $V_{max}$ ]-[ESR(m $\Omega$ )]	30 – 600 - 2
Diodi FF1N30HS60DD		
IGBT go-V23990-P623-F14-PM		

**Tabella 3.4.3.4** – Caratteristiche e valori dei componenti utilizzati nel convertitore BOOST

# Capitolo 4

## Applicazione dell' algoritmo p&o per un controllo digitale tramite dsp

### 4.1II DSP

Un microcontrollore è un processore ottimizzato per lo svolgimento di compiti di controllo, temporizzazione e supervisione di apparati o dispositivi. E' caratterizzato dalla disponibilità "on chip" di memoria (ROM, EEPROM, Flash.. ) e di numerose periferiche, che svolgono diverse funzioni (I/O, conversione A/D, timer, contatori, PWM, ...). Inoltre presenta di norma una ridotta complessità di uso e basso costo.

I microcontrollori permettono la realizzazione su vasta scala e a costi contenuti di funzioni di controllo nei prodotti più diversi in ambito civile e industriale. La riduzione

dei costi deriva dalla flessibilità, economicità, e diversificazione dei mC. Esistono unità da 4 a 32 bit, disponibili in differenti packages e con un corredo di periferiche dedicato per ciascuna delle applicazioni più tipiche.

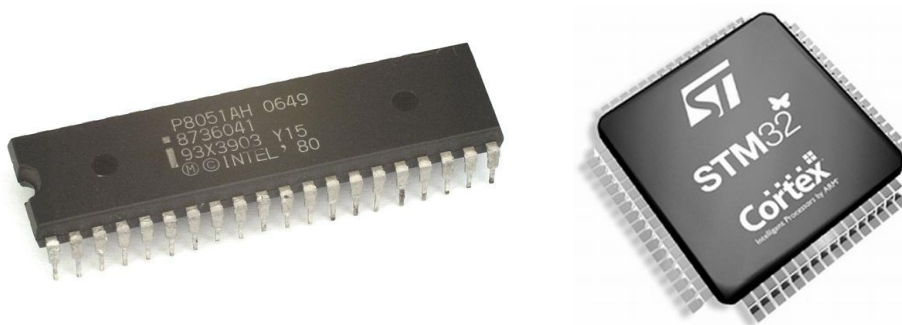
Tra le periferiche più comuni è possibile contraddistinguere:

- Memorie esterne(ROM, EEPROM, FLASH);
- Modulatori PWM;
- Convertitori A/D;
- Timer e contatori;
- Porte di comunicazione (seriali, I<sub>2</sub>C, bus di campo)

Il loro utilizzo è esteso a tutti i settori dove si fa uso dell' elettronica, quindi è possibile trovarli nell' ambito della telefonia, degli elettrodomestici, nelle applicazioni industriali, nella domotica, nell' automotive, in alcune strumentazioni di misura, negli azionamenti elettrici,nell' elaborazione di segnali audio ecc..

**Inoltre il microcontrollore è un dispositivo “embedded”**, cioè adatto per applicazioni specifiche di controllo digitale

A differenza dei microprocessori, quindi, il microcontrollore è progettato per avere la massima autosufficienza funzionale e per ottimizzare il rapporto tra il costo e le prestazioni in uno specifico settore di utilizzo.



**Figura 4.1.1 – Esempi di microcontrollori**

I Digital Signal Processors (DSP) sono una tipologia di microcontrollori ottimizzati per lo svolgimento efficiente di funzioni di elaborazione numerica del segnale in real-time.

Si distinguono per potenza di calcolo, costo relativamente basso rispetto ai processori ed per le numerose caratteristiche operative, tipo:

- Le operazioni di moltiplicazione e somma richiesta in molti algoritmi (es:  $A = (B * C) + E$ ) in un DSP viene effettuata in un solo ciclo di clock. Tale operazione, identificata con l' acronimo MAC, è utile in quei codici che prevedono il calcolo di prodotti fra vettori, come accade nei filtri digitali e per le trasformate di Fourier. Il moltiplicatore e accumulatore vengono integrati nella stessa unità aritmetica, chiamata *datapath*.
- I DSP possono compiere più accessi in memoria nello stesso ciclo di istruzione. Questo permette al processore di caricare contemporaneamente un' istruzione e i suoi operandi, oppure di salvare in memoria il risultato dell' operazione precedente. Questo perché sono presenti due bus indirizzi e due bus dati. In questo modo si ha un aumento del throughput, cioè del tasso di emissione di dati in uscita rispetto al flusso di dati in ingresso.
- Per le istruzioni che si ripetono nel tempo, anziché aggiornare un contatore o eseguire un salto di istruzione all' inizio del loop, i DSP risolvono il problema con hardware dedicati. Alcune di queste strutture permettono di ripetere per un numero fissato di volte una singola istruzione, altre ripetono un blocco di istruzioni un certo numero di volte (Single e Multi-INstruction Hardware Loops).
- Molti DSP incorporano una o più interfacce seriali o parallele ed inoltre utilizzano il direct memory access (DMA) che permette ad alcune periferiche di accedere direttamente alla memoria di sistema per scambiarsi dati, oppure leggere o scrivere, senza chiamare in causa il processore, per ogni byte trasferito, tramite il meccanismo usuale dell'interrupt e la successiva richiesta di operazione, ma generando un singolo interrupt per blocco trasferito. Il DMA, tramite il rispettivo elemento hardware, ha quindi il compito di gestire i dati passanti nel BUS permettendo a periferiche che lavorano a velocità

diverse di comunicare senza assoggettare il processore a un enorme carico di interrupt che ne interromperebbero continuamente il rispettivo ciclo di elaborazione.

Spesso le interfacce sono collegate direttamente ai convertitori A/D e D/A.

## 4.2 L' ADC TMS320F2810

Nel DSP tms320f2810 è presente un convertitore analogico digitale a 12 bit con integrato un circuito di sample-and-hold. Le caratteristiche del modulo ADC sono:

- Convertitore a 12 bit con circuito di S-H;
- Ingressi analogici: da 0.0V a 3.0 V
 

Valore digitale = 0	se l' ingresso $\leq 0$
Valore digitale = $4096 \cdot \frac{\text{Input analogico} - \text{ADCL0}}{3}$	se $0V < \text{ingresso} < 3V$
Valore digitale = 4095	se l' ingresso $\geq 3V$
- Periodo di campionamento elevato: 80ns alla frequenza di clock di 25 MHz;
- 16 canali d' ingresso multiplexati, configurabili come due moduli separati da 8 ingressi.
- 16 registri indirizzabili individualmente per conservare il risultato della conversione;

In Figura 4.2.1 viene riportato lo schema del blocco ADC appena descritto e nella Tabella 4.2.2 la lista di tutti i registri che permettono la configurazione, il controllo ed il monitoraggio del convertitore ADC.



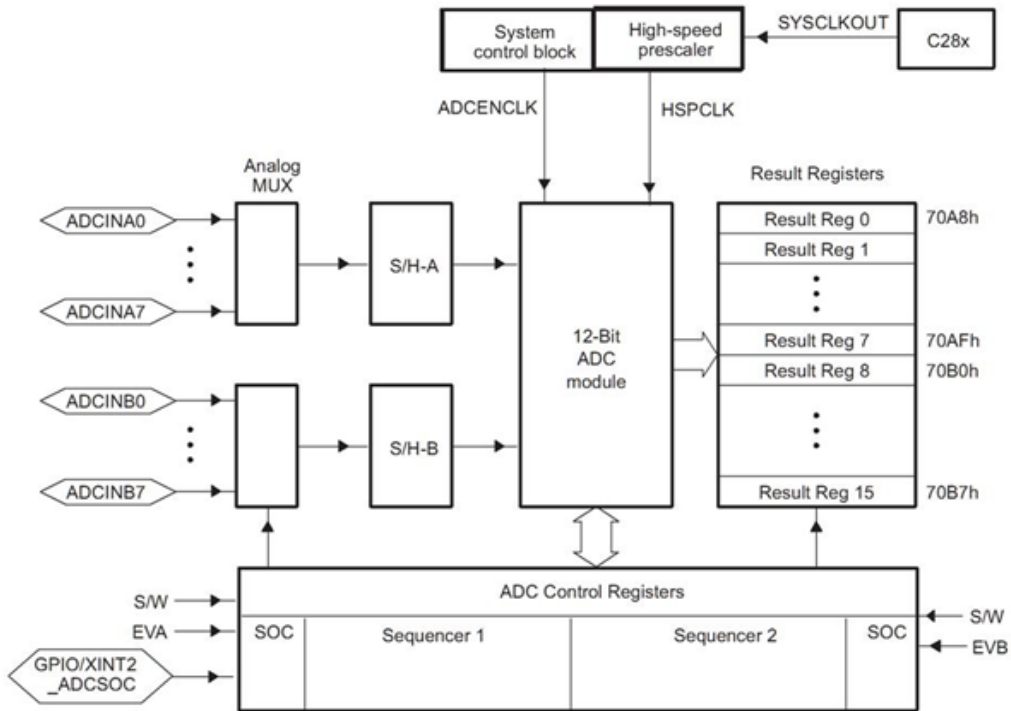


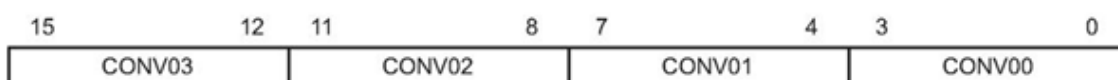
Figura 4.2.1 – ADC del dsp tms320f2810

NAME	ADDRESS RANGE	SIZE (x16) <sup>†</sup>	DESCRIPTION
ADCTRL1	0x0000-7100	1	ADC Control Register 1
ADCTRL2	0x0000-7101	1	ADC Control Register 2
ADCMAXCONV	0x0000-7102	1	ADC Maximum Conversion Channels Register
ADCCHSELSEQ1	0x0000-7103	1	ADC Channel Select Sequencing Control Register 1
ADCCHSELSEQ2	0x0000-7104	1	ADC Channel Select Sequencing Control Register 2
ADCCHSELSEQ3	0x0000-7105	1	ADC Channel Select Sequencing Control Register 3
ADCCHSELSEQ4	0x0000-7106	1	ADC Channel Select Sequencing Control Register 4
ADCSEQSR	0x0000-7107	1	ADC Auto-Sequence Status Register
ADCRESULT0	0x0000-7108	1	ADC Conversion Result Buffer Register 0
ADCRESULT1	0x0000-7109	1	ADC Conversion Result Buffer Register 1
ADCRESULT2	0x0000-710A	1	ADC Conversion Result Buffer Register 2
ADCRESULT3	0x0000-710B	1	ADC Conversion Result Buffer Register 3
ADCRESULT4	0x0000-710C	1	ADC Conversion Result Buffer Register 4
ADCRESULT5	0x0000-710D	1	ADC Conversion Result Buffer Register 5
ADCRESULT6	0x0000-710E	1	ADC Conversion Result Buffer Register 6
ADCRESULT7	0x0000-710F	1	ADC Conversion Result Buffer Register 7
ADCRESULT8	0x0000-7110	1	ADC Conversion Result Buffer Register 8
ADCRESULT9	0x0000-7111	1	ADC Conversion Result Buffer Register 9
ADCRESULT10	0x0000-7112	1	ADC Conversion Result Buffer Register 10
ADCRESULT11	0x0000-7113	1	ADC Conversion Result Buffer Register 11
ADCRESULT12	0x0000-7114	1	ADC Conversion Result Buffer Register 12
ADCRESULT13	0x0000-7115	1	ADC Conversion Result Buffer Register 13
ADCRESULT14	0x0000-7116	1	ADC Conversion Result Buffer Register 14
ADCRESULT15	0x0000-7117	1	ADC Conversion Result Buffer Register 15
ADCTRL3	0x0000-7118	1	ADC Control Register 3
ADCST	0x0000-7119	1	ADC Status Register
reserved	0x0000-711A 0x0000-711F	6	

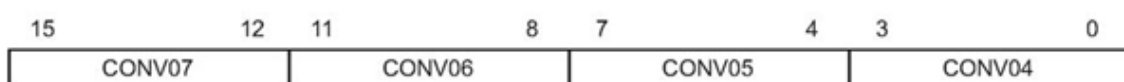
Tabella 4.2.2 – Registri utilizzati dal convertitore ADC del DSP tms320f2810

I registri necessari per il controllo del convertitore analogico sono racchiusi in due “sequencer” (SEQ1 e SEQ2) che contengono i registri ADCCHSELSEQ $n$ , con  $n = 1,2,3,4$ . Sono registri (a 16 bit) che gestiscono quattro ingressi ciascuno secondo la configurazione riportata in Figura 4.2.3

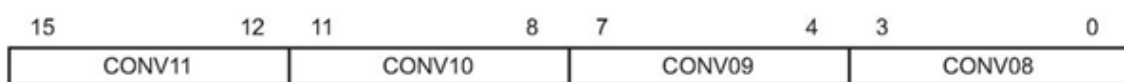
(ADCCHSELSEQ1)



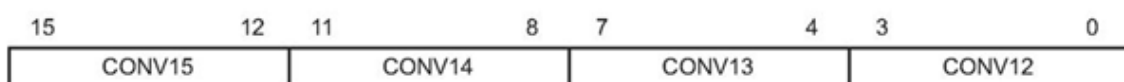
(ADCCHSELSEQ2)



(ADCCHSELSEQ3)



(ADCCHSELSEQ4)



CONVnn Value	ADC Input Channel Selected
0000	ADCINA0
0001	ADCINA1
0010	ADCINA2
0011	ADCINA3
0100	ADCINA4
0101	ADCINA5
0110	ADCINA6
0111	ADCINA7
1000	ADCINB0
1001	ADCINB1
1010	ADCINB2
1011	ADCINB3
1100	ADCINB4
1101	ADCINB5
1110	ADCINB6
1111	ADCINB7

**Tabella 4.2.3** – Configurazione e settaggio dei registri ADCCHSELSEQ

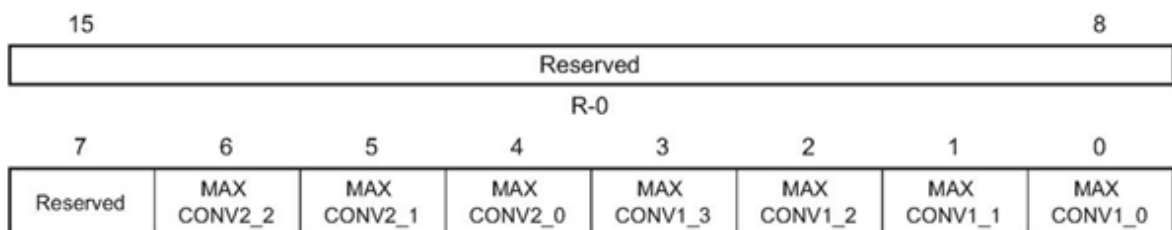
Esistono due modalità di campionamento e conversione che si differenziano per l' uso separato o meno dei due moduli ADCINA e ADCINB.

Impostando la modalità *sequential sampling mode* tutti i 4 bit definiti dal parametro CONVnn definiscono l' ingresso da selezionare. L' MSB seleziona quale dei due moduli d' ingresso utilizzare (MSB=0 abilita il modulo ADCINA; MSB=1 abilita il modulo ADCINB) mentre i rimanenti tre bit selezionano quale degli 8 ingressi campionare.

Con la modalità *simultaneous sampling mode* l' MSB viene scartato e i tre LSB indicano l' ingresso del modulo A e del modulo B da campionare. In questo caso verrà prima convertito il segnale proveniente dal lato A e successivamente quello proveniente dal lato B.

Il risultato della conversione viene memorizzato nel corrente registro ADCRESULTn, con n pari per i dati provenienti dal S-H-A e dispari per quelli campionati da S-H-B.

Il registro ADCMAXCONV contiene la quantità di conversioni che si devono eseguire in una determinata sequenza. E' configurato come riportato in Figura 4.2.4



**Figura 4.2.4** - Registro ADCMAXCONV

I bit CONV1\_2-0 servono ad imporre il numero massimo di conversioni imponibili per il modulo ADCINA, i bit CONV2\_2-0 per il modulo ADCINB ed i bit CONV1\_3-0 vengono utilizzati nel caso si volesse utilizzare la modalità "simultaneous".

Quando viene rilevato il comando di avvio dal blocco SOC, il contenuto del registro in questione viene copiato nei bit SEQ CNTR3-0 del registro ADCSEQSR e ad ogni campionamento il contenuto di quest' ultimo registro decrementa di un' unità fino a raggiungere il valore 0. Nel caso in cui si volessero eseguire 4 campionamenti nel modulo A, al registro ADCMAXCONV verrà caricato il seguente valore:

$$\text{ADCMAXCONV} = 0x0004$$

Per quanto riguarda i registri ADCTRL1-2-3 e ADCST questi sono utilizzati per svariate funzioni e più avanti si spiegheranno solo quelle strettamente necessarie per l' implementazione dell' algoritmo.

### 4.3 Realizzazione e discretizzazione del controllo

In questo capitolo viene analizzata una tipologia di controllo MPPT che utilizza l' algoritmo P&O da implementare nel convertitore BOOST progettato nel capitolo precedente.

Tale algoritmo, come spiegato nel capitolo 2, riesce ad inseguire il punto di massima potenza dal pannello fotovoltaico perturbando le variabili d' ingresso (corrente o tensione) e verificando, istante per istante, se la potenza estratta è maggiore o minore dell' istante precedente. Questo tipo di controllo può essere effettuato perturbando o la tensione o la corrente rilevate ai capi del generatore fotovoltaico ed è per questo che si implementeranno due anelli di controllo, come schematizzato in Figura 4.3.1

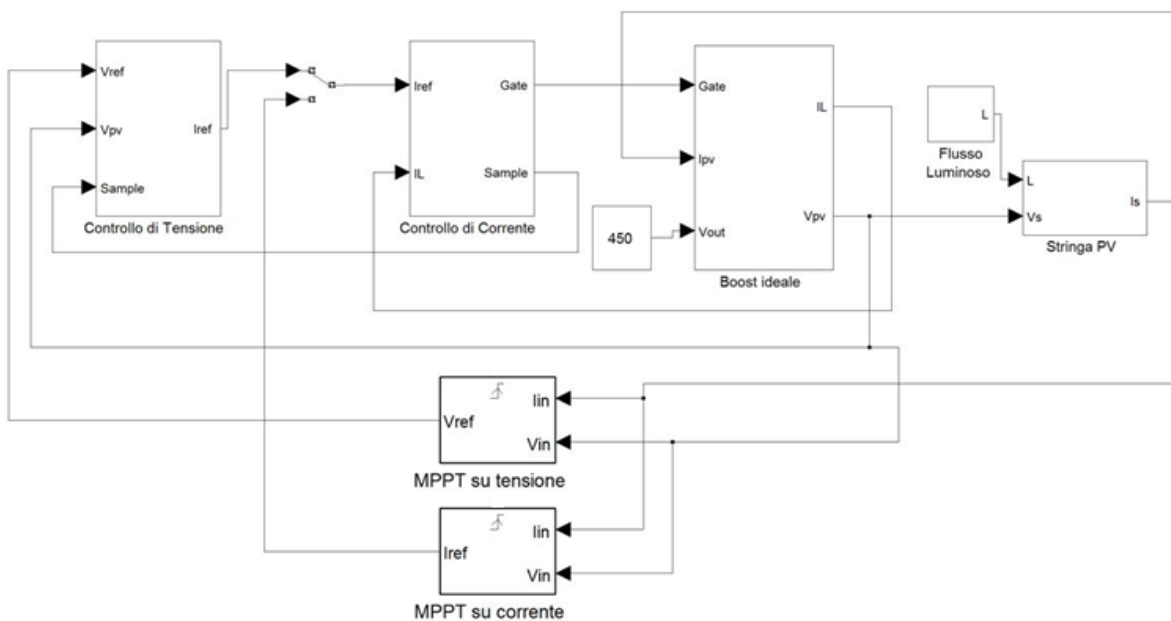


Figura 4.3.1 - Esempio dei due anelli di controllo da progettare

Nell' anello più interno, quello di corrente, L' MPP viene rilevato perturbando ogni volta la corrente  $I_{PV}$  che funge da riferimento per la corrente che percorre l' induttore del convertitore.

Sempre all' interno del controllo di corrente viene effettuata una modulazione PWM che andrà a generare il comando per gli interruttori del convertitore.

Nel caso in cui l' algoritmo basi il suo funzionamento su una perturbazione della tensione, si utilizza l' anello più esterno e si fa uso di un regolatore di tensione che genera un riferimento di corrente per la corrente dell' induttanza del BOOST.

Naturalmente mai le due tipologie di algoritmo possono essere attivate assieme.

Senza analizzare nello specifico lo studio di come vengono ricavati i coefficienti specifici del regolatore (lo si vedrà meglio nel capitolo successivo), si considerano i parametri del controllo PI ottenuti imponendo un margine di fase di  $40^\circ$  e una frequenza di taglio pari ad un decimo della frequenza di commutazione (30 kHz).

Si ottengono :

$$K_{I,I} = 2231$$

$$K_{P,I} = 0.526$$

Poiché questo regolatore dovrà essere discretizzato, si farà uso del metodo di Tustin per passare dal dominio di Laplace a quello nel dominio Z. Tale metodo utilizza la seguente trasformazione:

$$G(z) = G(s) \Big|_{s=\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}}$$

Quindi data la f.d.t analogica del regolatore PI:

$$G_{RI}(s) = K_{P,I} + \frac{K_{I,I}}{s}$$

si ottiene:

$$G_{RI}(z) = \frac{\left(K_{P,I} + \frac{K_{I,I}T_{sw}}{2}\right) - z^{-1} \left(K_{P,I} - \frac{K_{I,I}T_{sw}}{2}\right)}{1 - z^{-1}}$$

Fissando:

- $M(z)$  la trasformata Z della modulante  $m(kT_{sw})$  in uscita dal regolatore
- $E(z)$  la trasformata Z dell' errore  $e(kT_{sw})$  ( $e(kT_{sw}) = (I_{ref} - I_L(kT_{sw}))$ ) in ingresso al regolatore

si può scrivere:

$$M(z) = G_{RI}(z) \cdot E(z)$$

$$M(z) \cdot (1 - z^{-1}) = \left( \left( K_{P_I} + \frac{K_{I_I} T_{sw}}{2} \right) - z^{-1} \left( K_{P_I} - \frac{K_{I_I} T_{sw}}{2} \right) \right) \cdot E(z)$$

e passando nel dominio a tempo discreto si ottiene:

$$m(kT_{sw}) = \left( K_{P_I} + \frac{K_{I_I} T_{sw}}{2} \right) \cdot e(kT_{sw}) - \left( K_{P_I} - \frac{K_{I_I} T_{sw}}{2} \right) \cdot e((k-1)T_{sw})$$

$$+ m((k-1)T_{sw})$$

Questa sarà la riga di comando da inserire nel codice di comando ed eseguita per ogni periodo di commutazione a seguito del campionamento della corrente sull' induttanza.

Dato che il DSP utilizzato è a virgola fissa, può lavorare solo su numeri interi perciò sarà necessario utilizzare una particolare costante moltiplicativa.

$$\left( K_{P_I} + \frac{K_{I_I} T_{sw}}{2} \right) = 0.563$$

$$\left( K_{P_I} - \frac{K_{I_I} T_{sw}}{2} \right) = 0.488$$

Moltiplicando questi coefficienti per  $10^4$  in modo da poter considerare 4 cifre significative, otteniamo:

$$\left( K_{P_I} + \frac{K_{I_I} T_{sw}}{2} \right)_{molt} = 5630$$

$$\left(K_{P_I} - \frac{K_{I_I} T_{sw}}{2}\right)_{molt} = 4880$$

Naturalmente, per non apportare alcun tipo di variazione al circuito di controllo, si porrà:

$$m(kT_{sw}) = \frac{(5630e(kT_{sw}) - 4880 \cdot e((k-1)T_{sw}))}{10000} + m((k-1)T_{sw})$$

Lo stesso procedimento si applica per quanto riguarda l' anello di controllo di tensione, in cui si necessita la progettazione di un' ulteriore regolatore PI che possa generare un riferimento di corrente.

Anche in questo caso si tralascerà la serie di calcoli effettuati per tale progettazione e, fissando una frequenza di taglio pari a un centesimo della frequenza di commutazione, si ottengono

$$K_{I_V} = 1566$$

$$K_{P_V} = 1.956$$

Applicando anche in questo caso la trasformazione di Tustin, si ottiene:

$$G_{RV}(z) = \frac{\left(K_{P_V} + \frac{K_{I_V} T_{sw}}{2}\right) - z^{-1} \left(K_{P_V} - \frac{K_{I_V} T_{sw}}{2}\right)}{1 - z^{-1}}$$

Fissando:

- $I_{REF}(z)$  la trasformata Z del riferimento di corrente discretizzato  $i_{REF}(kT_{sw})$
- $E(z)$  la trasformata Z dell' errore  $e(kT_{sw})$  ( $e(kT_{sw}) = (V_{PV}(kT_{sw}) - V_{ref})$ ) in ingresso al regolatore

si può scrivere:

$$I_{REF}(z) = G_{RV}(z) \cdot E(z)$$

$$I_{REF}(z) \cdot (1 - z^{-1}) = \left( \left( K_{P_V} + \frac{K_{I_V} T_{sw}}{2} \right) - z^{-1} \left( K_{P_V} - \frac{K_{I_V} T_{sw}}{2} \right) \right) \cdot E(z)$$

Passando ora dal dominio della trasformata Z a quello a tempo discreto si ottiene:

$$i_{REF}(kT_{sw}) = \left( K_{P\_V} + \frac{K_{I\_V}T_{sw}}{2} \right) \cdot e(kT_{sw}) - \left( K_{P\_V} - \frac{K_{I\_V}T_{sw}}{2} \right) \cdot e((k-1)T_{sw}) + i_{REF}((k-1)T_{sw})$$

dove:

$$K_{P\_V} + \frac{K_{I\_V}T_{sw}}{2} = 1.982$$

$$K_{P\_V} - \frac{K_{I\_V}T_{sw}}{2} = 1.93$$

Come fatto precedentemente, si individua un fattore moltiplicativo pari a  $10^3$  che permetta di lavorare con valori interi. Si ottiene quindi:

$$\left( K_{P\_V} + \frac{K_{I\_V}T_{sw}}{2} \right)_{molt} = 1982$$

$$\left( K_{P\_V} - \frac{K_{I\_V}T_{sw}}{2} \right)_{molt} = 1930$$

$$i_{REF}(kT_{sw}) = \frac{1982 \cdot e(kT_{sw}) - 1930 \cdot e((k-1)T_{sw})}{1000} + i_{REF}((k-1)T_{sw})$$



#### 4.4 Modulatore PWM digitale

Il principio di funzionamento di una modulazione analogica può essere applicato anche per un processo di modulazione digitale, nel quale il comparatore analogico è sostituito da un comparatore digitale e la portante triangolare viene realizzata attraverso un contatore binario.

In Figura 4.4.1 è riportato lo schema di funzionamento di un controllo PWM presente in un DSP

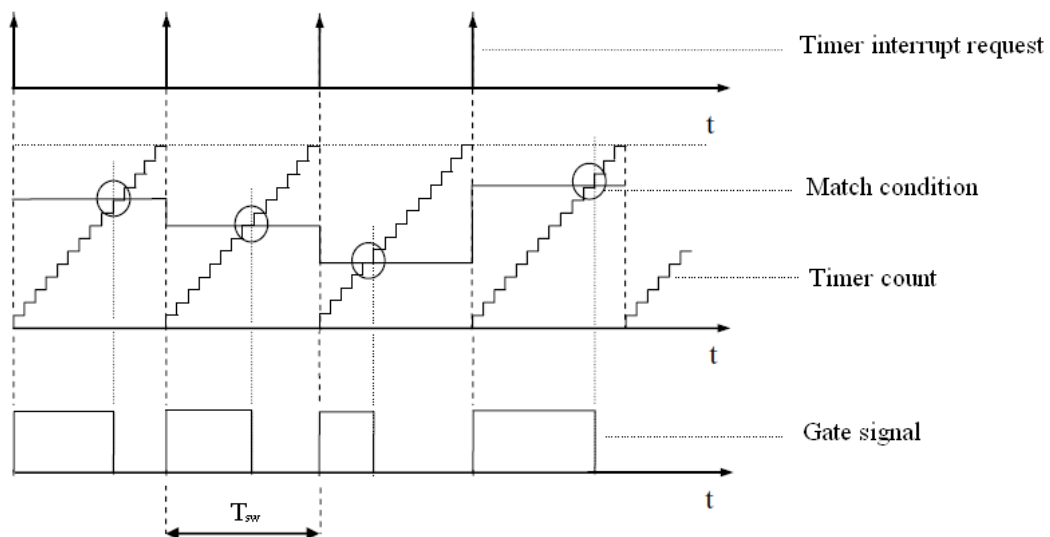


Figura 4.4.1 – Modello equivalente della PWM digitale

Il principio di funzionamento è il seguente: il clock interno al microprocessore sincronizza tutte le operazioni del processore e un contatore viene incrementato ad ogni impulso di clock. Imponendo un valore massimo a tale contatore, si impone anche il periodo di commutazione. Ad esempio avendo un DSP con un clock interno che ha una frequenza di 150 MHz e dovendolo utilizzare un convertitore a 30 kHz, è necessario impostare il limite di tale contatore a:

$$A_{cont} = \frac{T_{sw}}{T_{ck}} = \frac{F_{ck}}{F_{sw}} = 5000$$

Ogni qual volta il contatore giunge a 5000, viene generato un interrupt (nel caso in esame si attiverà l' interrupt CMP6INT caratteristico del registro EVB che gestisce l' interrupt generati per il modulo B) che determina l' inizio di ogni periodo di commutazione. In corrispondenza di questo interrupt avvengono tre operazioni principali:

1. Commutazione dello stato di conduzione degli interruttori
2. Azzeramento del contatore
3. All' interno del periodo di commutazione vengono acquisite le variabili del sistema che saranno elaborate per definire il valore del duty-cycle necessario da applicare per il periodo successivo.

Ad ogni periodo di clock viene calcolato il valore del segnale modulante. Questo viene quindi inviato al comparatore digitale, il quale lo confronta con il valore attuale del contatore.

Ogni qual volta il valore del contatore è uguale al valore della modulante (la quale assumerà valori compresi tra 0 e  $A_{cont}$ ), si presenta la cosiddetta "match condition" e il comparatore genera un interrupt al microprocessore e allo stesso tempo viene settato il segnale di comando degli interruttori per lo spegnimento.

#### 4.5 Algoritmo Perturb & Observ

Si analizza un possibile codice che implementi l' algoritmo P&O. Come detto nel paragrafo precedente, ogni qual volta il contatore raggiunge il valore 5000, si genera un' interrupt che attiva l' analisi e l' elaborazione delle variabili d' ingresso.

```
long iL=0, iL_ref=0

/* Gestione interrupt CMP6INT. Campionamento corrente boost. Calcolo
retroazione corrente boost. */
interrupt void CMP6INT(void)
{
    ADCTRL2 |=0x2000;
```

```
while (ADCST & 0x0004);
```

Con questa prima riga di codice si abilita il bit SOC SEQ1 del registro ADCTRL2 che permette di abilitare la conversione delle variabili in ingresso presenti all' ingresso del modulo ADCINA. Nel mentre il registro ADCST indica che il "sequencer1" è fase di elaborazione

```
imis=(ADCRESULT0>>4);
if(imis<0) imis=0;
i_panel=imis;
```

Alla variabile imis si associa il valore digitale di corrente erogata dal pannello, prelevandolo dal registro ADCRESULT0 dopo aver trascurato i primi 4 bit LSB, non contenenti alcuna informazione utile

```
ADCTRL2 |=0x0020;
while (ADCST & 0x0008);
an8=(ADCRESULT8>>4);
if(an8<0) an8=0;
an9=(ADCRESULT9>>4);
if(an9<0) an9=0;
an10=(ADCRESULT10>>4);
if(an10<0) an10=0;
iL=an8;
v_dc=an9;
v_panel=an10;
```

Lo stesso procedimento si attua per il modulo ADCINB. Si abilita il SEQ2 tramite il registro ADCTRL2 e si indica che è in fase di elaborazione mentre si memorizzano i dati convertiti corrispondenti alla corrente dell' induttore (iL), alla tensione del dc-link (v\_dc) e alla tensione ai capi del generatore fotovoltaico (v\_panel)

```
if(iL_ref==0)
{
    vP_ref=v_panel;
}
```

Si esegue una rilevazione della tensione a vuoto del pannello per avere un valore di riferimento iniziale

```
if(start==0&&precarica==0)
{
```

```

    if(k<1000)
        k++;
    else
    {
        k=0;
        iL_ref+=20;
    }

    if(duty_b>=duty_b_max)
    {
        start=2;
        vP_ref=v_panel;
    }
}

if(start==2)
    if(k_pausa<25000)
        k_pausa++;
    else
        start=3;

if(start==3)
{
    if(k<500)
        k++;
    else
    {
        k=0;
        vP_ref+=10;
    }
    if(duty_b<=duty_b_min)
    {
        start=1;
        vP_ref=v_panel;
    }
}
}

```

La variabile Start viene posta 1 per avviare il calcolo dell' algoritmo MPPT, a 2 per imporre una pausa finché il convertitore non compie una commutazione e a 3 per iniziare lo screening di tensione

```

mppt_v=1;
mppt_i=0;

```

A questo punto bisogna decidere che tipologia di algoritmo applicare, cioè se si vuole raggiungere l' MPP attraverso una perturbazione della corrente (mppt\_i=1) o della tensione (mppt\_v=1). Le due variabili NON possono essere messe a uno contemporaneamente come detto nei paragrafi precedenti.

```

if (start==1)
{
    if (mppt_v==1&&mppt_i==0)
        mppt_lim=1000;

    if (mppt_v==0&&mppt_i==1)
        mppt_lim=500;

    if (timer_mppt<mppt_lim)
    {
        timer_mppt++;
        v_sum+=v_panel;
        i_sum+=i_panel;
    }
}

```

Ponendo a 1 la variabile START si avvia il calcolo dell' algoritmo MPPT attraverso una temporizzazione pari a timer\_mppt volte il tempo di campionamento. Una volta trascorso il tempo di attesa si procede con la seguente porzione di codice.

```

else
{
    timer_mppt=0;

    if (mppt_v==1 && mppt_i==0)
    {
        p_in=i_panel*v_panel;
        deltaP=0;
        deltaV=50;

        if (p_in - p_in_prec > deltaP)
        {
            if (v_panel < v_panel_prec)
                vP_ref-=deltaV;
            else
                vP_ref+=deltaV;

            v_panel_prec=v_panel;
            p_in_prec=p_in;
        }
        else
        if (p_in - p_in_prec < -deltaP)
        {
            if (v_panel > v_panel_prec)
                vP_ref-=deltaV;
            else
                vP_ref+=deltaV;

            v_panel_prec=v_panel;
            p_in_prec=p_in;
        }
    }
}

```

Se si sta eseguendo una perturbazione di tensione si impone un variazione  $\Delta V$  pari a 50 che corrisponde a circa 5 V. I calcoli che poi si effettuano sono i medesimi visti già nel capitolo due e vanno a definire se la tensione di riferimento dovrà subire un incremento o un decremento.

```

if(duty_b==duty_b_min)
{
    vP_ref=vP_ref-2*deltaV;
    v_panel_prec=v_panel;
    p_in_prec=p_in;
}
}

```

Se si dovesse verificare che il duty-cycle utilizzato sia pari al valore minimo consentito, pari cioè al 3% del periodo di commutazione, allora si dovrà aumentare il rapporto di conversione abbassando quindi ulteriormente la tensione di riferimento

```

if(mppt_i==1 && mppt_v==0)
{
    p_in=i_panel*v_panel;
    deltaP=0;
    deltaI=11;

    if(p_in - p_in_prec > deltaP)
    {
        if(i_panel < i_panel_prec)
            iL_ref-=deltaI;
        else
            iL_ref+=deltaI;

        i_panel_prec=i_panel;
        p_in_prec=p_in;
    }
    else
    if(p_in - p_in_prec < -deltaP)
    {
        if(i_panel > i_panel_prec)
            iL_ref-=deltaI;
        else
            iL_ref+=deltaI;

        i_panel_prec=i_panel;
        p_in_prec=p_in;
    }

    if(duty_b==duty_b_max)

```

```

        {
            iL_ref=iL_ref-deltaI;
            i_panel_prec=i_panel;
            p_in_prec=p_in;
        }
    }
}

```

Lo stesso procedimento si esegue nel caso l' algoritmo lavori con il solo controllo di corrente e quindi con una perturbazione di tale variabile d' ingresso. Successivamente si andrà a definire il regolatore discretizzato visto precedentemente.

```

if(start!=0&&mppt_i==0)
{
    err_vP_prec=err_vP;
    err_vP=an10-vP_ref;

    delta_iL=1982*err_vP - 1930*err_vP_prec;

    if(iL_ref100000==0)
    iL_ref100000=iL_ref*1000;

    iL_ref100000=iL_ref100000+delta_iL;

    iL_ref=iL_ref100000/1000;

    if(iL_ref<0)
        iL_ref=0;
}

```

Se si sta eseguendo un controllo di tensione, il modello discretizzato del regolatore è il seguente

$$i_{REF}(kT_{sw}) = \frac{1982 \cdot e(kT_{sw}) - 1930 \cdot e((k-1)T_{sw})}{1000} + i_{REF}((k-1)T_{sw})$$

La variabile iL\_ref così creata fungerà da riferimento di corrente per il regolatore PI successivo. Se si lavora solo con il controllo di corrente allora il codice riprenderà da questo punto

```

err_iL_prec=err_iL;
err_iL=iL_ref-iL;

```

```

delta_duty_b=(5630*err_iL - 4880*err_iL_prec);
if(delta_duty_b > 9000000)
    delta_duty_b = 9000000;
if(delta_duty_b < -9000000)
    delta_duty_b = -9000000;

```

La variazione del duty-cycle viene limitata ad un massimo del 15% del periodo di campionamento e viene riscalata del fattore moltiplicativo utilizzato per tale regolatore, cioè:

$$\text{delta\_duty\_b} = 6000 \cdot \frac{15}{100} \cdot 10^4 = 9000000$$

```

if(pre carica==1)
{
    duty_b=duty_b_min;

    if(k_pre<50000)
        k_pre++;
    else
    {
        pre carica=0;
        k_pre=0;
    }
}
else
{
    duty_b10000=duty_b10000+delta_duty_b;
    duty_b=duty_b10000/10000;
}

if(duty_b<duty_b_min&& duty_b!=0)
    duty_b=0;

if(duty_b>duty_b_max)
    duty_b=duty_b_max;

```

Si effettua quindi un aggiornamento del duty cycle che viene mantenuto dentro i limiti imposti pari al 3% (duty\_b\_min) e al 75% (duty\_b\_max)

```

if(duty_b>0 && duty_b<duty_b_min) duty_b=duty_b_min;
if(duty_b>duty_b_max) duty_b=duty_b_max;

CMPR6=duty_b/2;
T3CMPR=(duty_b/2);

```



Il duty-cycle dimezzato sta ad indicare che il campionamento viene effettuato a metà del periodo  $t_{on}$  in modo da prelevare il valore medio della corrente sull' induttore del convertitore.



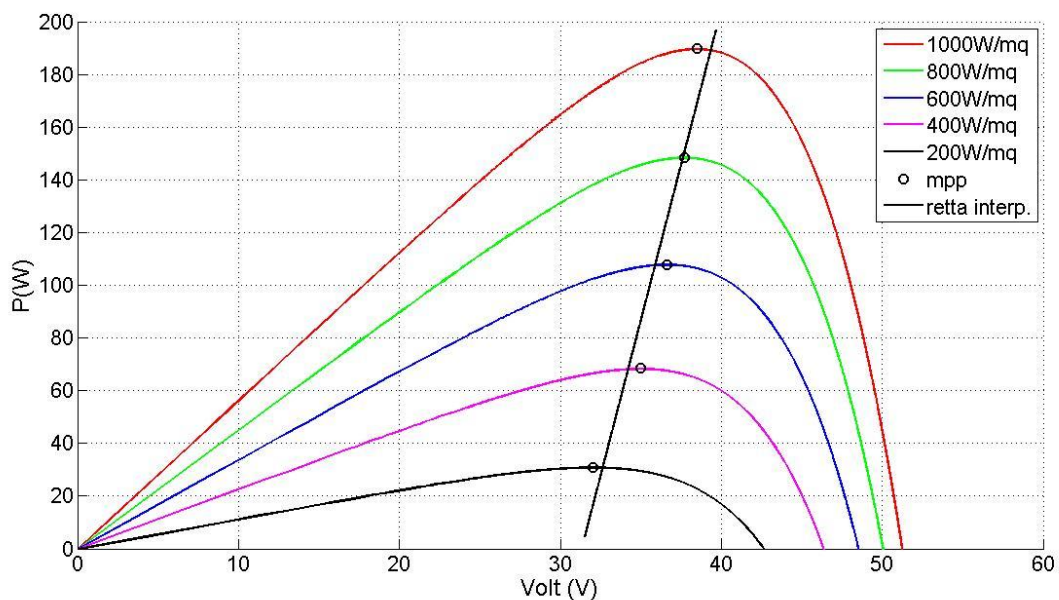
# Capitolo 5

## **Analisi e realizzazione di una tecnica di controllo basata sulla interpolazione lineare**

Oltre ai vari algoritmi presentati nel capitolo 2 e utilizzati per l' MPPT, si analizza in questo capitolo un' ulteriore tecnica di controllo della potenza estratta dal pannello. All' inizio lo studio di tale tecnica sarà effettuato su singolo modulo per poi essere implementata nel sistema complessivo che simulerà un' impianto fotovoltaico per uso domestico come quello descritto nel capitolo 3.

### 5.1 Controllo della tensione in uscita del pannello tramite retta interpolatrice

La tecnica di controllo basata sulla interpolazione lineare si basa sul fatto che tutti i punti MPP che caratterizzano un pannello fotovoltaico, al variare dell' insolazione, si possono "inseguire" attraverso una retta. In Figura 5.1.1 è ad esempio riportata la caratteristica potenza-tensione di un modulo Senyo al variare della radiazione incidente. Si può notare che i vari punti rappresentanti i vari MPP sono collegati, salvo qualche incertezza che poi si analizzerà, da un segmento rettilineo.



**Figura 5.1.1** – Retta interpolatrice degli MPP del modulo Senyo

Obiettivo del controllo è quello di sfruttare la caratteristica di questa retta per fornire un riferimento di corrente che permetta al convertitore di lavorare il più vicino possibile al punto di massima potenza.

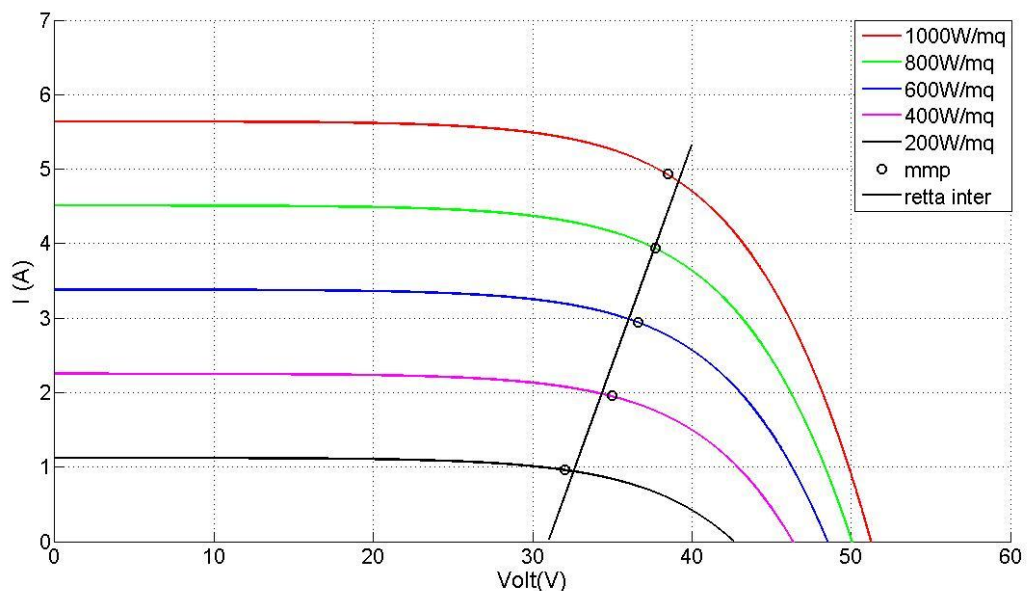
Considerando la caratteristica I-V del singolo pannello Senyo rappresentato in Figura 5.1.2, riferendosi al circuito innalzatore di tensione progettato nel capitolo 3, si preleva il valore di tensione ai capi di  $C_{in}$  mediante un sensing su tale condensatore.

Tale tensione costituisce la variabile indipendente della retta:

$$I_{ref} = m \cdot V_{PV} + q$$

dove per  $m$  si considera il coefficiente relativo alla pendenza della retta e per  $q$  l'intercetta all'origine. Tale retta fornisce un riferimento di corrente che viene confrontato con la corrente erogata dal pannello, che equivale al valor medio della corrente che percorre l'induttore. Poiché quest'ultima è imposta dal pannello e dalle condizioni atmosferiche, questa retta permetterà di imporre una tensione ai capi del condensatore molto vicina a quella corrispondente all' MPP.

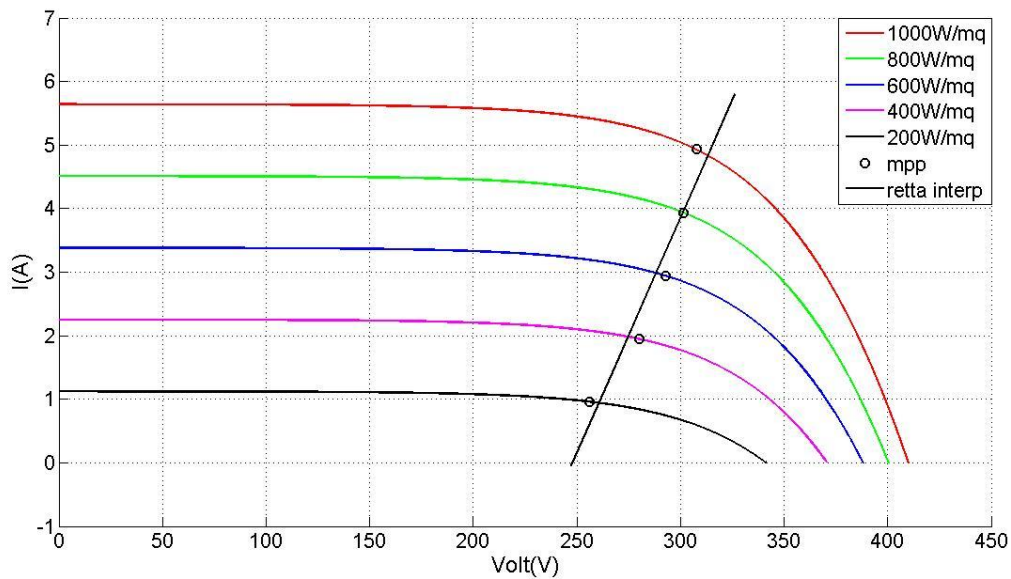
Il motivo per cui si prende come riferimento la corrente che percorre l' induttanza e non quella di uscita è perché essa ha un valore medio pari a quello erogato direttamente dalla sorgente fotovoltaica.



**Figura 5.1.2** – Caratteristica I-V di un modulo Senyo

Si passa ora all' analisi di questo algoritmo (per comodità identificato con l' acronimo LIMPP - Linear Interpolation of Maximum Power Point) considerando una stringa di 8 pannelli alla temperatura di riferimento di 25°C e individuando i coefficienti caratteristici della retta interpolatrice (vedi Figura 5.1.3).

Sfruttando l' ambiente MATLAB per simulare la caratteristica corrente-tensione di tale stringa è possibile raccogliere i vari punti MPP mostrati nella Tabella 5.1.4



**Figura 5.1.3** – Caratteristica I-V di una stringa di 8 pannelli

<i>Radiazione incidente</i>	<i>1000W/mq</i>	<i>800W/mq</i>	<i>600W/mq</i>	<i>400W/mq</i>	<i>200W/mq</i>
$V_{MPP}$ [V]	307.83	301.62	292.94	279.92	256.25
$I_{MPP}$ [A]	4.93	3.94	2.94	1.95	0.96

**Tabella 5.1.4** – Coordinate dei punti MPP al variare della radiazione incidente

Il codice implementato per il tracciamento della retta è il seguente ed è stato pensato considerando il principio di regressione lineare adottato in statistica:

```

Sxx=sum(Vmppt.^2);           //Sxx contiene la somma dei quadrati
                             //dei vari Vmmp raccolti in tabella
Sxy=sum(Vmppt.*Imppt);
Sx=sum(Vmppt);
Sy=sum(Imppt);
p=length(Vmppt);
D=Sx^2-p*Sxx;               //D è la varianza
m=(Sx*Sy-p*Sxy)/D;
q=(Sx*Sxy-Sxx*Sy)/D;       //Il numeratore di q rappresenta la
                             //covarianza dei valori Vmpp e Impp
    
```

```
%calcolo dei punti per il plot della retta di regressione lineare
x=linspace(min(Vmppt-9),max(Vmppt+18.5),5);
y=m*x1+q;
```

La retta  $y = mx + q$  così creata ha i seguenti coefficienti:

coefficiente angolare:  $m = 0.0738$

intercetta:  $q = -18.295$

## 5.2 Analisi del margine d' errore

L' approssimazione dell' LIMPP comporta lo svantaggio di non individuare perfettamente il punto di massima potenza ma questo diventa un fattore poco critico se l' errore introdotto risulterà essere trascurabile.

Per verificare questo, nella tabella 5.2.1 vengono riportate le coordinate dei punti di intersezione tra la retta interpolatrice e la caratteristica I-V della stringa.

<i>Radiazione incidente</i>	<i>1000W/mq</i>	<i>800W/mq</i>	<i>600W/mq</i>	<i>400W/mq</i>	<i>200W/mq</i>
$V_{interp}$ [V]	313.4	301.2	288.6	274.9	260.8
$I_{interp}$ [A]	4.83	3.94	2.98	1.98	0.95

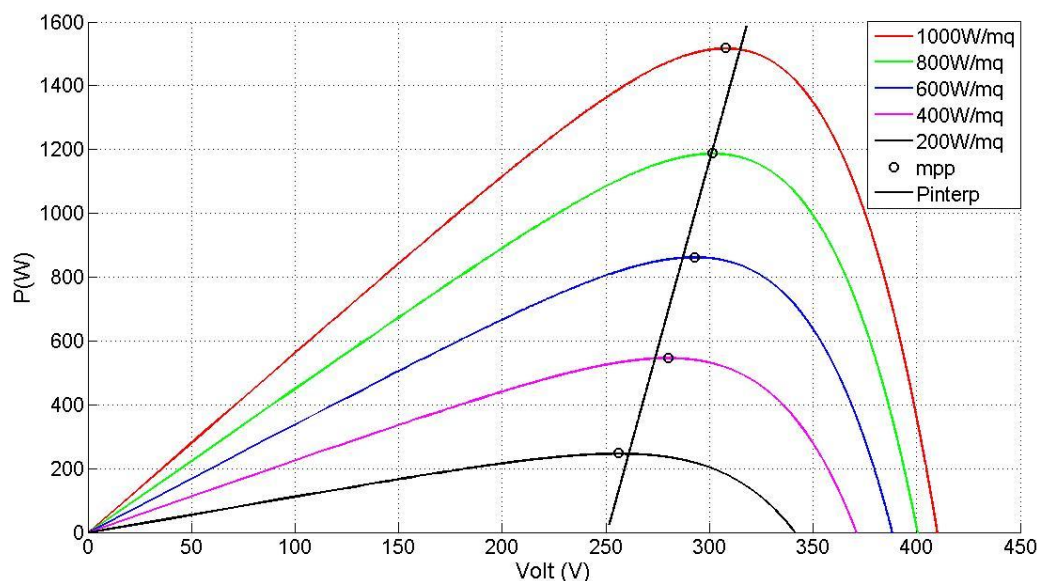
**Tabella 5.2.1** - Coordinate dei punti interpolati al variare della radiazione incidente

Calcolando la potenza che si estrae dal generatore fotovoltaico con questi valori e confrontandola con quella che invece si ottiene lavorando in maniera precisa sui punti MPP è possibile individuare l' errore che si ha con questo algoritmo. I dati sono raccolti nella Tabella 5.2.2 e come si vede l' errore è irrisorio.

<i>Radiazione incidente</i>	1000W/mq	800W/mq	600W/mq	400W/mq	200W/mq
$P_{MPP} (V_{MPP} \cdot I_{MPP})[W]$	1517.61	1188.37	863.25	547.2	247,65
$P_{interp} (V_{interp} \cdot I_{interp})[W]$	1514.28	1188.04	861.92	546.2	247.24
Errore (%)	<1	<1	<1	<1	<1

**Tabella 5.2.2** – Precisione dell' algoritmo implementato

L' entità dell' errore che si commette con questa tecnica usando come fonte energetica una stringa di 8 pannelli fotovoltaici, si può vedere anche in Figura 5.2.3 dove la retta interpolatrice va ad intersecare dei punti di lavoro che si discostano di una quantità minima dal punto di massima potenza



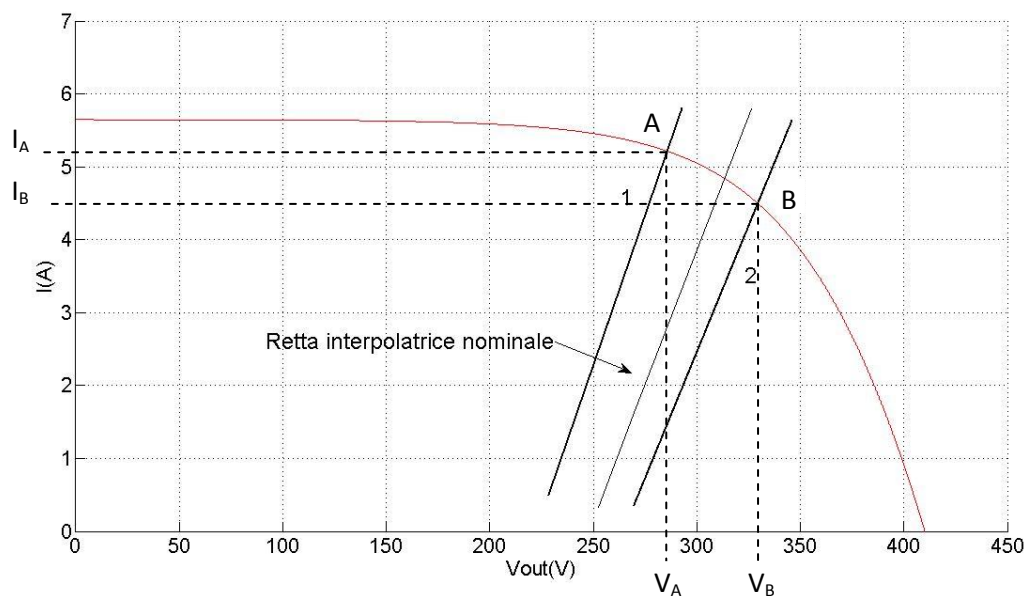
**Figura 5.2.3** – Caratteristica P-V di una stringa

Un' altra tipologia d' errore che influenzare la precisione dell' algoritmo consiste nell' incertezza dei valori dei coefficienti della retta.

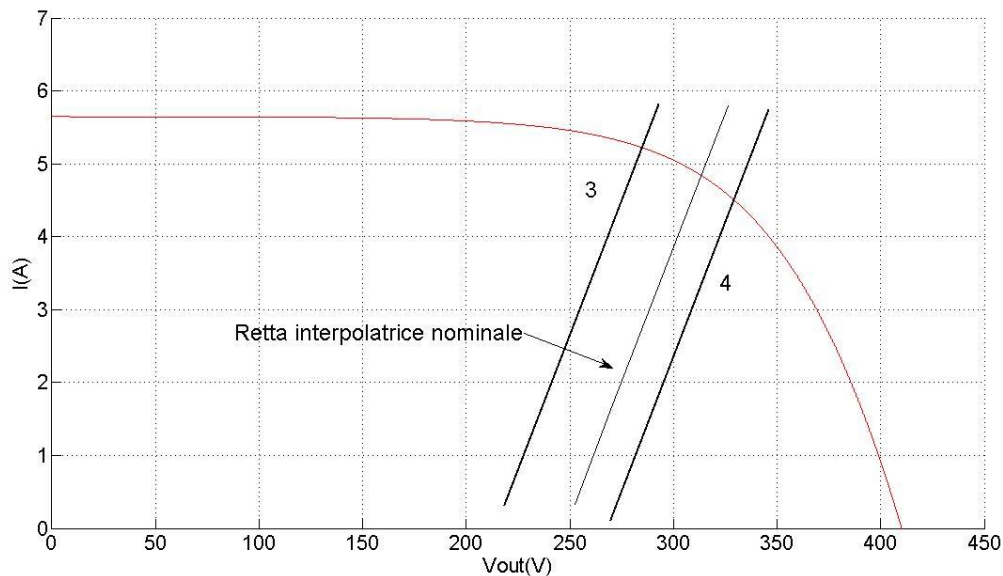
Dovendo infatti implementare questa tipologia di controllo attraverso un circuito analogico, è importante considerare di quanto possano variare il coefficiente angolare e l' ordinata all' origine per assicurare comunque una buona precisione dell' algoritmo. Vista la complessità delle equazioni che descrivono le caratteristiche



del pannello fotovoltaico, si effettua questa analisi per via grafica, imponendo di accettare una variazione massima di potenza pari al 2% rispetto al valore nominale. Si prenda in considerazione la sola radiazione di  $1000W/mq$ , sapendo che poi gli scostamenti saranno minimi per gli altri casi. Considerando quindi la tolleranza imposta, si permette di poter aver un calo di potenza fino a  $1484W$ . Nella caratteristica P-V si individuano due punti (uno prima e uno dopo l'MPP) a tale livello a cui corrispondono due differenti valori di corrente erogata dalla stringa. In Figura 5.2.4 vengono riportate le rette interpolatrici che intercettano tali valori, rette a cui si è fatto variare la pendenza (a) e poi il valore dell'intercetta all'origine (b) rispetto alla retta nominale.



(a)



(b)

Figura 5.2.4 – (a) Rette ottenute variando la pendenza; (b) Rette ottenute variando l' intercetta

I punti entro i quali si ha un calo non superiore al 2% della potenza nominale sono dati da:

$$\begin{aligned} V_A &= 284.7 \text{ V} & I_A &= 5.21 \text{ A} \\ V_B &= 329 \text{ V} & I_B &= 4.51 \text{ A} \end{aligned}$$

Le equazioni delle rette ottenute sono:

$$\text{retta nominale: } I_{interp} = 0.0738 \cdot V_{pv} - 18.295$$

$$\text{retta con pendenza variabile: } \begin{cases} I_{interp} = 0.0823 \cdot V_{pv} - 18.295 & \text{punto A} \\ I_{interp} = 0.0692 \cdot V_{pv} - 18.295 & \text{punto B} \end{cases}$$

$$\text{retta con intercetta variabile: } \begin{cases} I_{interp} = 0.0738 \cdot V_{pv} - 15.794 & \text{punto A} \\ I_{interp} = 0.0738 \cdot V_{pv} - 19.78 & \text{punto B} \end{cases}$$

Questo permette di ottenere il seguente risultato: ammettendo un calo di potenza fino al 2% è possibile avere un errore per quanto riguarda il coefficiente angolare pari a  $\Delta m = \pm 8.8\%$  mentre l' intercetta all' origine può assumere uno scostamento rispetto al suo valore nominale pari a  $\Delta q = \pm 11\%$ .

Ciò sta ad indicare una buona flessibilità nella determinazione della retta, il che permetterebbe allo stesso sistema di controllo di essere utilizzato anche con differenti tipologie di pannelli fotovoltaici.

Naturalmente l' utilizzo di questa tecnica attraverso l' implementazione di una funzione di grado maggiore permetterebbe di ridurre maggiormente l' errore tra l' MPP effettivo e il punto individuato dalla retta, a discapito però di un circuito di controllo più complesso.

### 5.3 Analisi dinamica del convertitore

Lo studio eseguito fino ad ora permette di strutturare, tramite il pacchetto PLEX di MATLAB, il circuito di controllo riportato, assieme al circuito di potenza, in Figura 5.3.1. Lo schema è costituito da diversi blocchi, tra cui un modello ideale del BOOST progettato nel capitolo 3 e della stringa di otto pannelli.

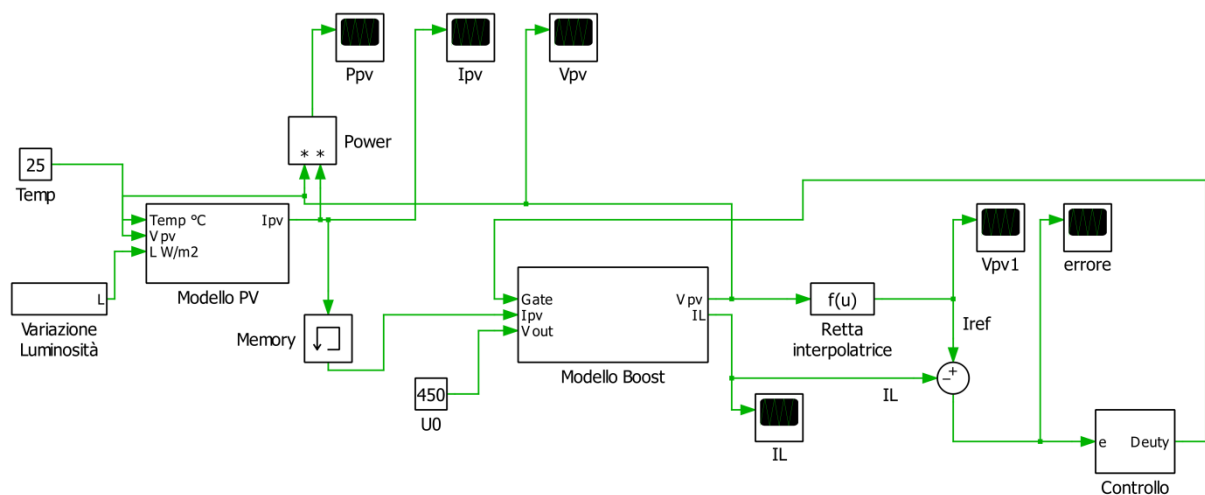


Figura 5.3.1 – Modello PLEX del sistema impiegato

Per quanto riguarda il BOOST (vedi Figura 5.3.2) sono presenti i tre ingressi (il comando dei gate, la corrente erogata dalla stringa e la tensione del bus DC fissata a 450V) e le due uscite (tensione ai capi del condensatore in ingresso al BOOST,

corrente dell' induttore) che rappresentano le due grandezze che dovranno essere utilizzate nella sezione di controllo.

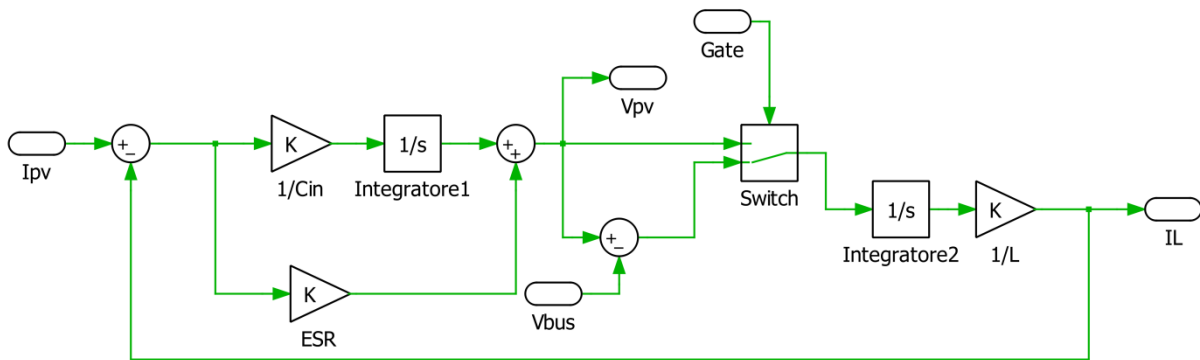


Figura 5.3.2 – Modello PLEX del BOOST

I parametri impostati sono quelli visti nel capitolo 3:

- $C_{in} = 30\mu F$
- $ESR = 2m\Omega$
- $L = 1300\mu H$

Il modello della stringa di pannelli (Figura 5.3.3) contiene tre variabili d' ingresso (radiazione incidente, temperatura e tensione ai capi della stringa) e una d' uscita (la corrente erogata).

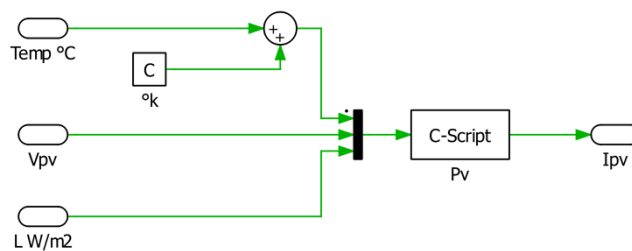


Figura 5.3.3 – Modello PLEX della stringa

Per la sua implementazione è stato utilizzato il seguente codice C:

```
int NM=8;           // numero moduli in serie
int n=72;          // numero celle per modulo
```

```

const double ISCR = 5.57; // corrente di corto circuito a 25°C e 1000W/mq
const double q = 1.6e-19; // carica dell'elettrone
const double KB = 1.38e-23; // costante di Boltzmann
const double Eg = 1.12; // energy gap del silicio a temperatura Trif
const double A = 2.5; // fattore di idealità
const double KT = 0.0017; // coefficiente di temperatura
const double Trif=298.15;
const double Ior = 0.25e-4; // corrente di saturazione inversa della cella a
// temperatura Trf

const double Rs = 5e-3; // resistenza serie della cella
const double Rd = 0.4;
double Io;
double Isat;
double Ig;
double Tamb;
double Vpv;

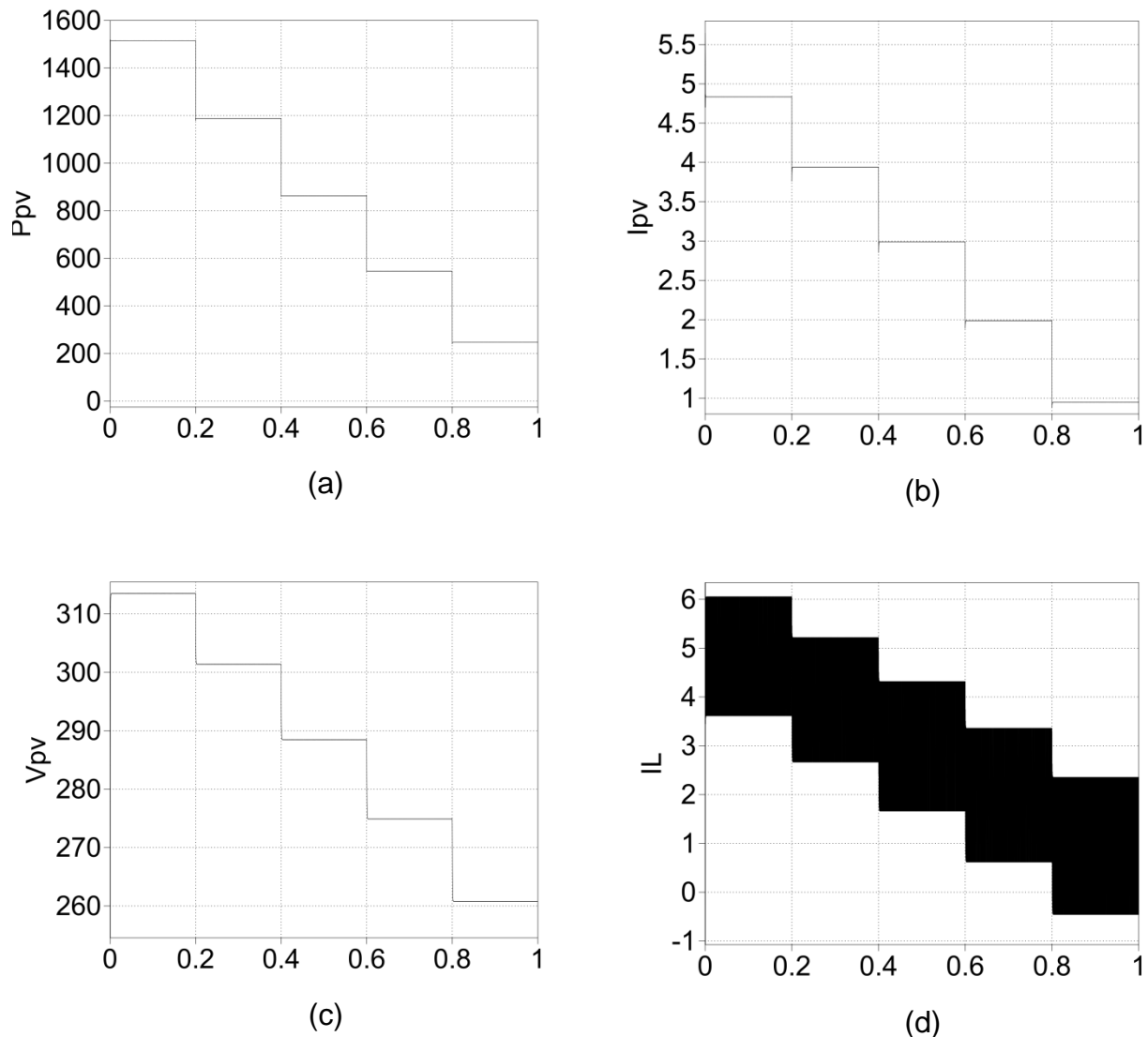
#include <math.h>

Tamb=Input(0);
Vpv= Input(1);
Ig= (ISCR + KT · (Tamb-Trif)) · Input(2)/1000;
Isat= Ior · ((Tamb/Trif) · (Tamb/Trif) · (Tamb/Trif)) · exp((q·Eg/(KB · A)) · (1/Trif - 1/Tamb))
Io=Ig-Isat · (exp(q/(n · A · KB · Tamb) · ((Vpv/NM) · n · Rs · Io))-1);
Output(0)=Io;

```

Il blocco della retta interpolatrice utilizza la tensione rilevata all' ingresso del convertitore come variabile indipendente dell'equazione della retta, la quale genererà il riferimento di corrente. Lo scopo è quello di annullare la differenza tra tale riferimento e la corrente media circolante sull' induttore tramite un controllo PWM.

I risultati della simulazioni sono riportati in Figura 5.3.4. Esse sono state effettuate facendo variare la radiazione incidente da 1000W/mq a 200W/mq con salti regolari di 200W/mq ogni 0.2 secondi



**Figura 5.3.4** – Potenza generata dalla stringa (a); Corrente erogata dalla stringa (b); Tensione ai capi della stringa (c); Ripple di corrente sull' induttore (d)

Dalle simulazioni ottenute si può notare come la tensione che viene raggiunta ai capi del condensatore  $C_{in}$  corrisponda con buona approssimazione ai valori interpolati precedentemente.

Da notare inoltre che il convertitore tende a lavorare in modalità discontinua quando la stringa è soggetta a una bassa radiazione. Naturalmente la corrente sull' induttore non cambierà il proprio verso nel circuito reale, vista la presenza del diodo, ma semplicemente sarà nulla per un determinato intervallo di tempo. Un ulteriore controllo che si può effettuare è sul ripple di corrente dell' induttore.

Osservando l'andamento della tensione ai capi della stringa ( $V_{pv}$ ), si deduce che al calare della radiazione incidente si ottiene un aumento del rapporto di conversione del convertitore, seguito da un aumento del duty-cycle. Più questo parametro sarà vicino al valore 1, tanto più il ripple di corrente si avvicinerà al massimo consentito in fase di progetto. Analizzando più dettagliatamente l'andamento di corrente sull'induttore si possono raccogliere i dati riportati in tabella 5.3.5:

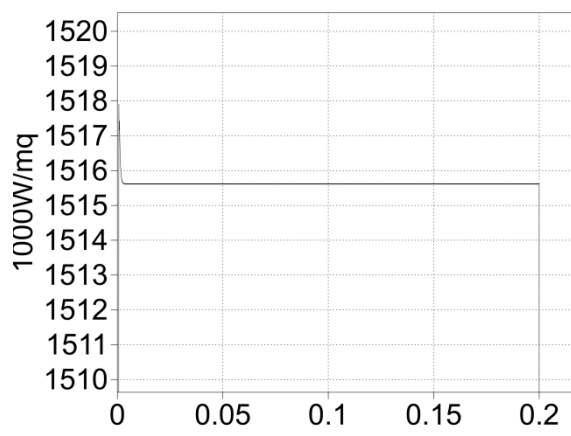
$V_{PV}$	Rapporto di conversione M	Duty cycle	Ripple $\Delta I_L$ (A)	Funzionamento
313.4	1.43	0.3	2.44	CCM
301.4	1.49	0.328	2.55	CCM
288.5	1.56	0.359	2.65	CCM
274.9	1.637	0.39	2.74	CCM
260.8	1.725	0.42	2.35 (0 – 2.35 A)	DCM

**Tabella 5.3.5** – Andamento del ripple di corrente al variare del rapporto di conversione

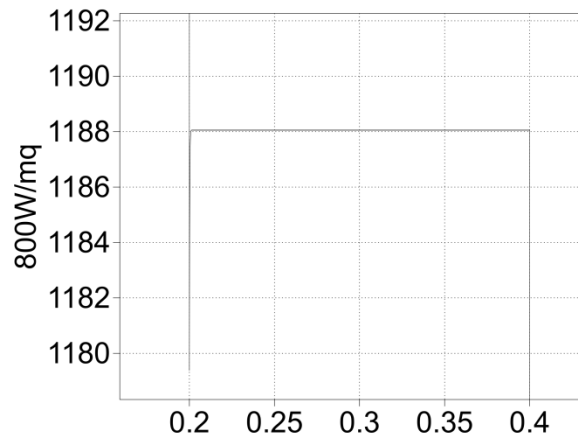
Per verificare la potenza estratta, si riporta in Figura 5.3.6 l'andamento della potenza più in dettaglio.

Come si può notare lo scostamento dai valori interpolati riportati nella tabella 5.2.2 è minimo, dimostrando quindi l'affidabilità del sistema di controllo.

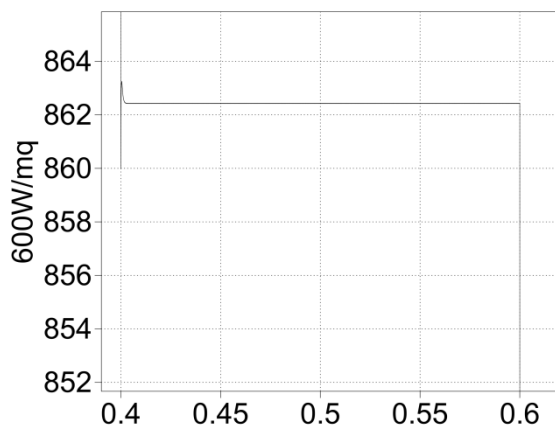
Inoltre si tratta di una potenza costante, che non subisce perturbazioni a regime come invece avviene con altri algoritmi di controllo.



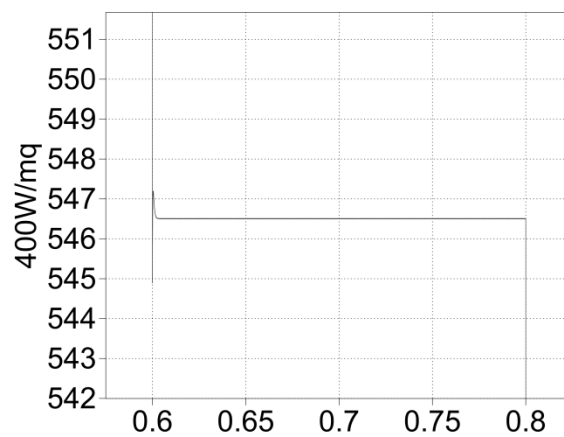
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figura 5.3.6** – Potenza estratta con una radiazione di 1000W/mq (a); di 800W/mq (b); di 600W/mq (c); di 400W/mq (d)



#### 5.4 Studio del modello ai piccoli segnali del BOOST in funzionamento CCM

Il Boost, essendo un convertitore a commutazione, è un esempio di Sistema a Struttura variabile, cioè di un sistema la cui topologia viene modificata periodicamente attraverso l'attivazione o meno di uno o più interruttori, comandati da un opportuno controllo. Sono quindi sistemi non lineari tempo invarianti, per cui l'analisi dinamica, e in particolare quella della stabilità ai piccoli segnali, risulta complessa. E' però possibile utilizzare un approccio semplificato che permette di ottenere semplici modelli dinamici lineari dei convertitori se si accetta una certa perdita di informazione. In particolare si può notare come la dinamica di questi convertitori sia dominata dalle frequenze proprie introdotte dai componenti induttivi e capacitivi presenti in essi. Tali frequenze sono in genere di un ordine di grandezza inferiore alla frequenza di commutazione utilizzata per cui si è lecito trascurare l'informazione relativa alla frequenza di commutazione ed analizzare soltanto l'andamento medio delle varie grandezze del sistema, dove con  $\bar{x}(t)$  si intende la grandezza media di  $x(t)$  data dalla seguente:

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

Solitamente con T si indica il più corto intervallo di commutazione regolare associato al funzionamento del circuito di potenza che, in questo caso, equivale alla periodo di commutazione.

L'obiettivo della seguente analisi sarà quindi quello di individuare un modello circuitale relativo alle grandezze mediate in tale periodo di commutazione e successivamente utilizzare queste per ricavare opportune funzioni di trasferimento.

La particolarità di questa analisi è che non verrà considerato il convertitore come un dispositivo con una tensione fissa in ingresso e variabile in uscita come è solito fare, ma bensì come l'esatto opposto, con la tensione variabile posta all'ingresso.

Lo schema a cui si farà riferimento è quello riportato in Figura 5.4.1, dove in uscita viene applicato un carico attivo che ha lo scopo di mantenere la tensione costante con qualsiasi corrente erogata dalla sorgente.

L' ingresso invece, costituito dalla stringa di pannelli fotovoltaici nella realtà, verrà rappresentato nel modello dinamico con il circuito elettrico equivalente, che non è costituito da un generatore ideale di corrente ma da un generatore la cui corrente dipende dalla tensione misurata ai suoi capi. Il modello elettrico della sorgente fotovoltaica è quindi dato da una conduttanza incrementale.

$$g = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}$$

Essa assumerà sempre valori negativi, perciò per il pannello si adotterà la convenzione di un generatore con segno negativo.

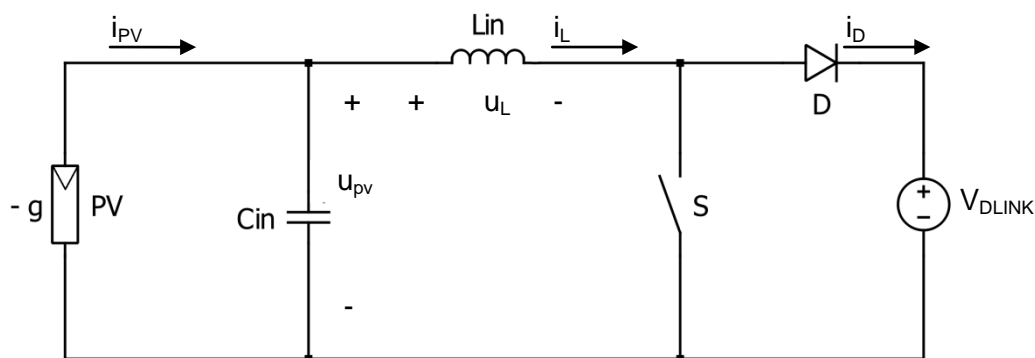


Figura 5.4.1 – Modello del convertitore Boost

Si procede ricavando delle equazioni che esprimono le grandezze medie in funzione delle grandezze di ingresso di ingresso e di controllo del sistema. Si analizza la corrente nel diodo di uscita D:

$$i_D = \begin{cases} 0 & t \in [0, \delta T_s] \\ i_L & t \in [\delta T_s, T_s] \end{cases}$$

Nell' ipotesi di andamento lineare della corrente  $i_L$  durante  $t_{OFF}$ , è possibile scrivere:

$$\bar{i}_D = (1 - \delta)\bar{i}_L$$

La tensione istantanea ai capi dell' induttanza è data da:

$$u_L = \begin{cases} u_{PV} & t \in [0, \delta T_s] \\ u_{PV} - V_{DLINK} & t \in [\delta T_s, T_s] \end{cases}$$

Nell' ipotesi che sia la tensione d' ingresso che quella di uscita abbiano una componente continua dominante (ipotesi di bassa ondulazione delle tensioni di ingresso e di uscita), possiamo scrivere:

$$\overline{u_L} = \overline{u_{PV}} + (1 - \delta) \cdot (\overline{u_{PV}} - \overline{V_{DLINK}}) = \overline{u_{PV}} - (1 - \delta) \cdot \overline{V_{DLINK}}$$

Si può quindi ottenere il modello riportato in Figura 5.4.2, relativo alle grandezze mediate nel periodo di commutazione.

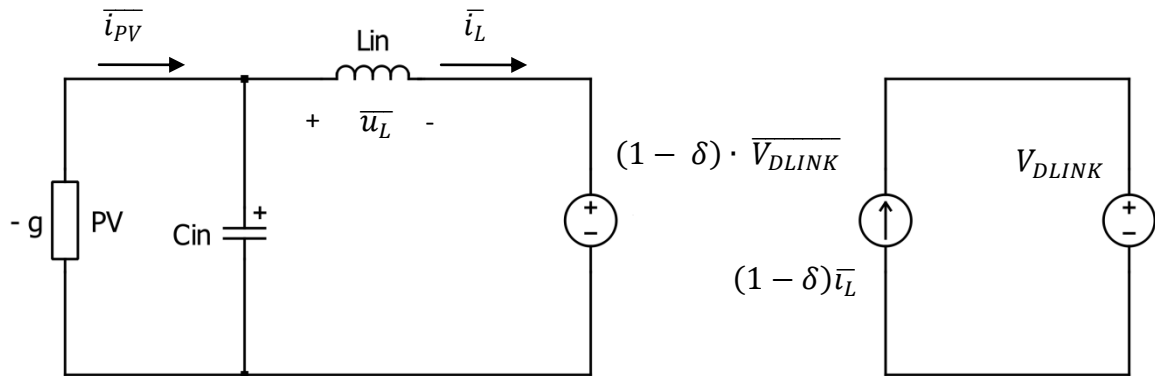


Figura 5.4.2 – Modello relativo alle grandezze medie

Il modello valido ai piccoli segnali può essere ricavato considerando ciascuna grandezza  $x(t)$  come somma di un termine costante  $X$ , relativo alla situazione di regime, e di un termine  $\hat{x}$  variabile di perturbazione, cioè:

$$\bar{x} = X + \hat{x}$$

Nell' ipotesi di piccoli segnali  $\bar{x} \ll X$  si possono trascurare i prodotti tra termini di perturbazione:

$$\bar{x} \cdot \bar{y} \cong X \cdot Y + X \cdot \hat{y} + \hat{x} \cdot Y$$

Applicando questo concetto al nostro modello si ottiene:

$$\begin{aligned}\bar{u}_L &= \bar{u}_{PV} - (1 - \delta) \cdot \bar{V}_{DLINK} = \\ &= U_{PV} + \hat{u}_{PV} - (1 - D - \hat{\delta}) \cdot V_{DLINK} = \\ &= U_{PV} + \hat{u}_{PV} - (1 - D)V_{DLINK} + \hat{\delta}V_{DLINK} =\end{aligned}$$

Poiché la tensione media ai capi dell' induttore dev' essere nulla, si ha che:

$$U_{PV} - (1 - D) \cdot V_{DLINK} = 0$$

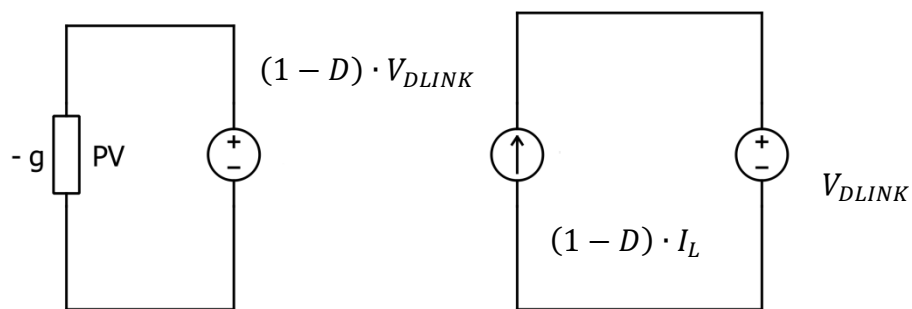
Quindi si ricava:

$$\bar{u}_L = \hat{u}_{PV} + \hat{\delta} \cdot V_{DLINK}$$

Per quanto riguarda la corrente media che percorre il diodo:

$$\begin{aligned}\bar{i}_D &= (1 - \delta)\bar{i}_L = \\ &= (1 - D - \hat{\delta}) \cdot (I_L + \hat{i}_L) = \\ &= (1 - D) \cdot I_L + (1 - D) \cdot \hat{i}_L - \hat{\delta} \cdot I_L\end{aligned}$$

Si ottengono quindi il modello circuitale a regime e quello perturbato (vedi Figura 5.4.3 – 5.4.4).



**Figura 5.4.3** – Modello medio a regime del convertitore Boost

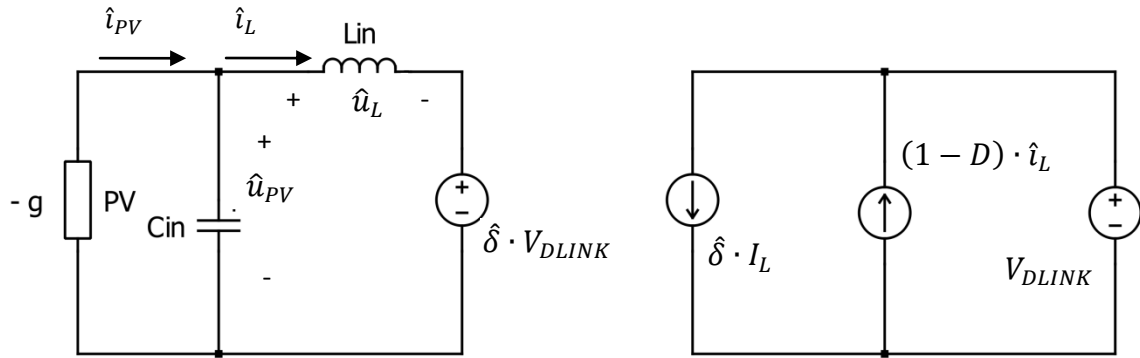


Figura 5.4.4 – Modello medio perturbato del convertitore Boost

### 5.5 Determinazione della funzione di trasferimento del controllo in CCM

Con riferimento allo schema di Figura 5.4.4 si osserva che sono disponibili tutte le funzioni di trasferimento utili per l'implementazione del controllo che, dovendo regolare la tensione di lavoro della stringa dei pannelli fotovoltaici anche attraverso un sensing di corrente, richiede in particolar modo lo studio delle f.d.t tra duty-cycle, corrente nell' induttore e tensione in ingresso al convertitore.

Innanzitutto si risolve il partitore di corrente presente in ingresso tra la corrente del pannello fotovoltaico e la corrente dell' induttore.

$$\hat{i}_{PV} = \hat{i}_L + sC_{in}\hat{u}_{PV} = \hat{i}_L + \frac{sC_{in}\hat{i}_{PV}}{g}$$

$$\hat{i}_{PV} = \frac{\hat{i}_L}{1 - \frac{sC_{in}}{g}} = \hat{i}_L \frac{g}{g - sC_{in}}$$

Dalla relazione della perturbazione  $\hat{u}_{PV}$  si è ora in grado di ricavare la funzione di trasferimento tra duty-cycle e corrente nell' induttore:

$$\hat{u}_{PV} = \hat{u}_L - \delta V_{DLINK} = sL_{in}\hat{i}_L - \delta V_{DLINK}$$

$$\hat{u}_{PV} = \frac{\hat{i}_{PV}}{g} = \hat{i}_L \frac{1}{g - sC_{in}}$$

Sostituendo si ottiene:

$$sL_{in}\hat{i}_L - \hat{\delta} \cdot V_{DLINK} = \hat{i}_L \frac{1}{g - sC_{in}}$$

$$\hat{i}_L \left( \frac{1}{g - sC_{in}} - sL_{in} \right) = -\hat{\delta} \cdot V_{DLINK}$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{\delta}} = \frac{-V_{DLINK}}{\frac{1 - sL_{in}(g - sC_{in})}{g - sC_{in}}} = \frac{-V_{DLINK} \cdot (g - sC_{in})}{1 - sL_{in}g + s^2C_{in}L_{in}} = \frac{-V_{DLINK}g \cdot (1 - s\frac{C_{in}}{g})}{1 - sL_{in}g + s^2C_{in}L_{in}}$$

Per quanto riguarda la funzione di trasferimento tra duty cycle e tensione in ingresso al convertitore si possono utilizzare le relazioni appena riportate, ossia:

$$\hat{i}_{PV} = \frac{\hat{i}_L}{1 - \frac{sC_{in}}{g}} = \hat{i}_L \frac{g}{g - sC_{in}} \quad ; \quad \hat{u}_{PV} = \frac{\hat{i}_{PV}}{g} \quad ; \quad \hat{u}_{PV} = sL_{in}\hat{i}_L - \hat{\delta}V_{DLINK}$$

Sostituendo si ottiene:

$$\hat{u}_{PV} = sL_{in}\hat{i}_{PV} \frac{g - sC_{in}}{g} - \hat{\delta}V_{DLINK} = sL_{in} \frac{g - sC_{in}}{g} \cdot (\hat{u}_{PV} \cdot g) - \hat{\delta} \cdot V_{DLINK}$$

Da questa si può ricavare la f.d.t. desiderata:

$$G_{ud}(s) = \frac{-V_{DLINK}}{1 - sL_{in}g + s^2C_{in}L_{in}}$$

E' possibile notare che:

- Entrambe le f.d.t. hanno una frequenza di risonanza, data dai poli complessi coniugati, pari a:

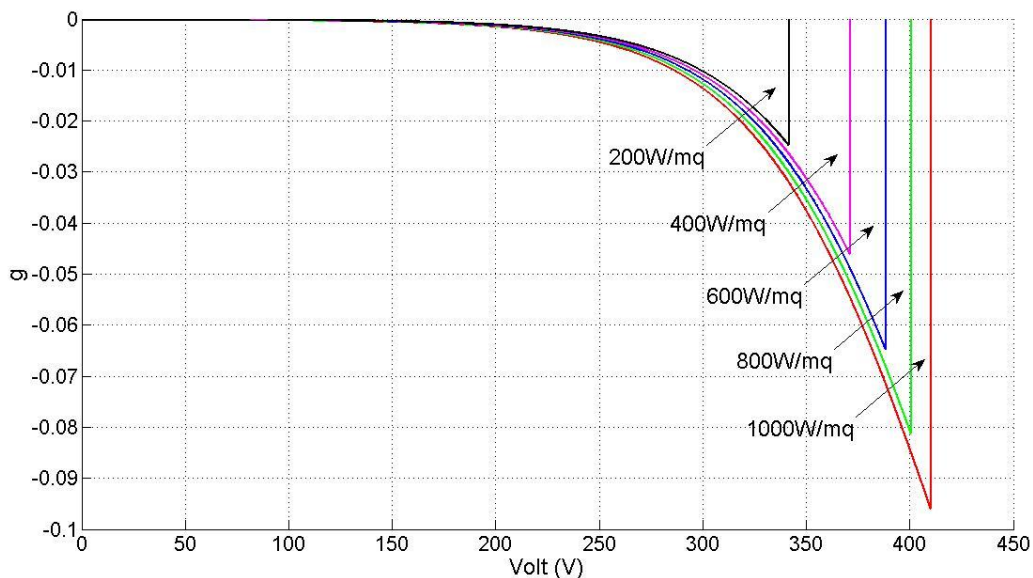
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{in} \cdot C_{in}}}$$

- Il fattore di smorzamento  $\xi$  dipende dal punto di lavoro ed è positivo:

$$\xi = -\frac{1}{2}gL_{in} \sqrt{\frac{L_{in}}{C_{in}}}$$

- La  $G_{id}(s)$  risulta avere un guadagno statico positivo ma dipendente dal punto di lavoro della stringa fotovoltaica.

Vista la forte dipendenza delle funzioni di trasferimento dalla conduttanza incrementale, soprattutto per quanto riguarda la  $G_{id}(s)$ , è necessario individuare, almeno in maniera quantitativa attraverso delle simulazioni effettuate con MATLAB, l'andamento di tale parametro al variare delle condizioni operative come riportato in Figura 5.5.1



**Figura 5.5.1** – Variazione della conduttanza incrementale in una stringa di 8 pannelli fotovoltaici

Poiché tutti i valori MPP sono compresi tra i 250V e i 350V, si prenderanno in considerazione, nell'analisi delle funzioni di trasferimento, i valori della conduttanza compresi tra -0.001 e -0.04.

In Figura 5.5.2 e 5.5.3 vengono raffigurate le funzioni  $G_{id}(s)$  e  $G_{ud}(s)$  al variare della conduttanza incrementale.

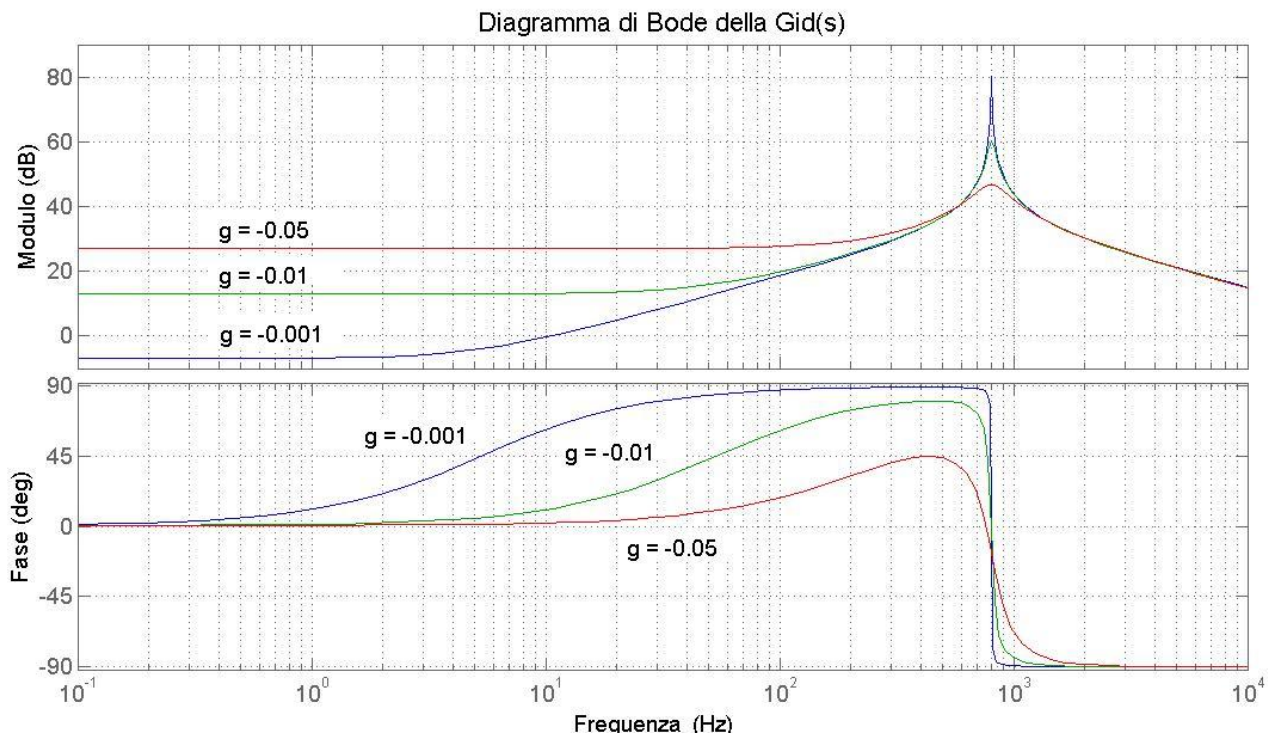


Figura 5.5.2 – Diagramma della f.d.t tra duty-cycle e corrente

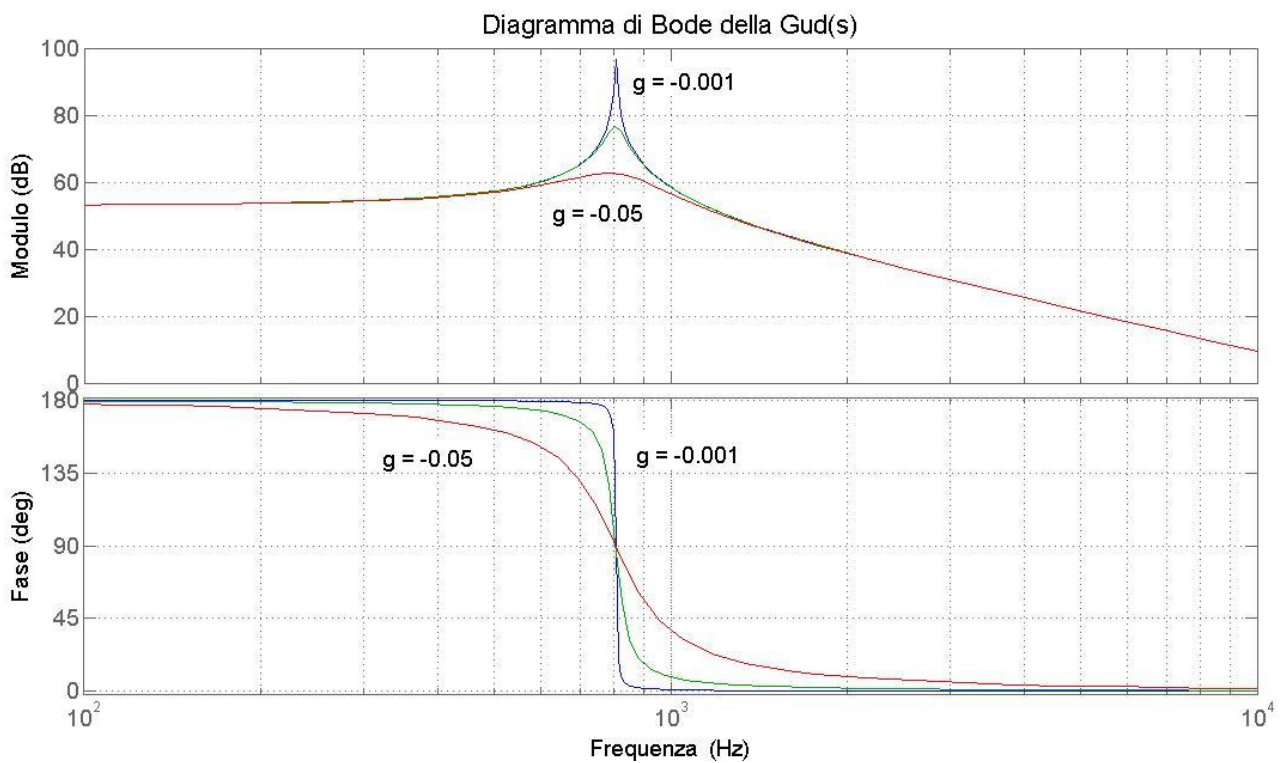


Figura 5.5.2 – Diagramma della f.d.t tra duty-cycle e tensione ai capi di  $C_{in}$



Lo studio della funzione di trasferimento ad anello chiuso si ricava considerando lo schema a blocchi riportato in Figura 5.5.3 con le conseguenti semplificazioni. Il regolatore avrà lo scopo di annullare l' errore generato dalla somma di tre segnali come riportato in seguito:

$$I_{ref} - I_L = 0$$

$$mV_{PV} + q - I_L = 0$$

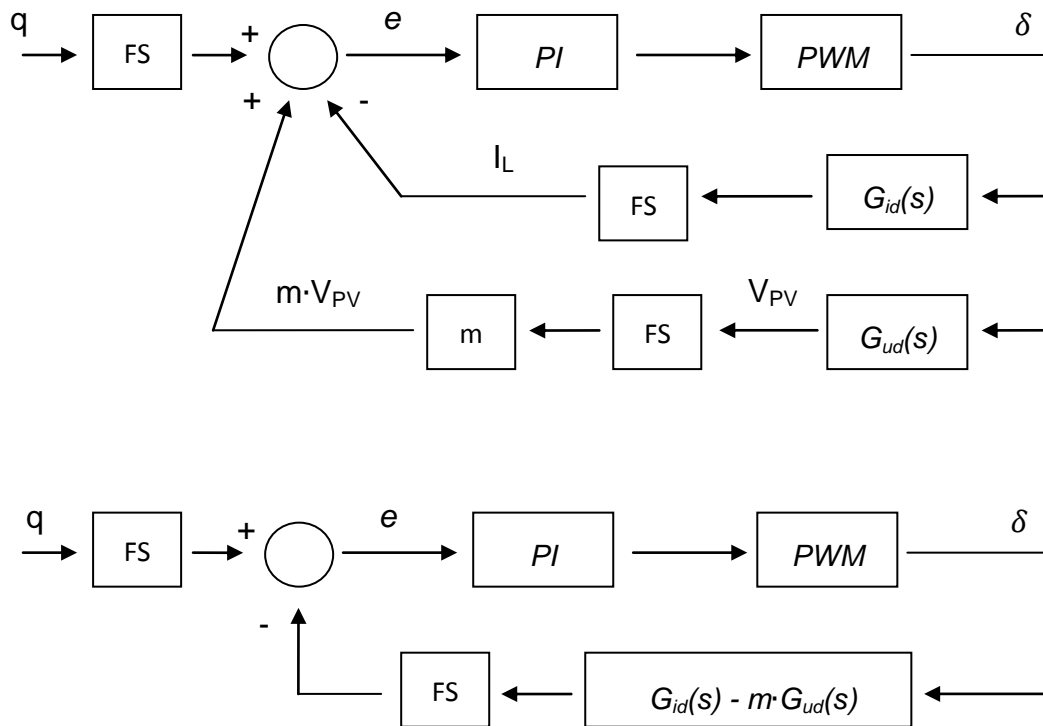


Figura 5.5.3 – Diagramma a blocchi dell' anello di controllo

Si ottiene così la funzione di trasferimento a catena aperta  $G_{OL}$  utile a progettare il regolatore proporzionale - integrale.

$$G_{OL} = \left( K_P + \frac{K_I}{s} \right) \left( \frac{1}{A_{PWM}} \right) \cdot FS \cdot \left( \frac{-V_{DLINK}m}{1 - sL_{in}g + s^2C_{in}L_{in}} - \frac{-V_{DLINK}g \cdot \left( 1 - s \frac{C_{in}}{g} \right)}{1 - sL_{in}g + s^2C_{in}L_{in}} \right)$$

La rampa utilizzata per la modulazione PWM ha, come si vedrà più avanti, ampiezza pari a  $A_{PWM} = 3V$ .

Si tenga inoltre presente che tutte le grandezze (corrente e tensione) utilizzate nella sezione di controllo vengono rilevate mediante degli opportuni sensing che riducono tali valori di un fattore di scala pari a  $FS=50$ .

Fissando le caratteristiche volute, ossia una frequenza di taglio della  $G_{OL}$  pari ad un decimo della frequenza di commutazione ed un margine di fase di almeno  $60^\circ$ , si progetta il seguente regolatore

$$G_{OL}(j\omega) = \frac{K_I}{j\omega} \left(1 + \frac{j\omega K_P}{K_I}\right) \left(\frac{1}{A_{PWM}}\right) \frac{1}{50} \cdot \left( \frac{-V_{DLINK}m + V_{DLINK} \cdot g \cdot \left(1 - j\omega \frac{C_{in}}{g}\right)}{1 - j\omega L_{in}g - \omega^2 C_{in}L_{in}} \right)$$

$$|G_{OL}(j\omega)| = \frac{-K_I \cdot V_{DLINK}(m - g)}{50 \cdot \omega_t \cdot A_{PWM}} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_t K_P}{K_I}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_t C_{in}}{m - g}\right)^2}}{\sqrt{(1 - \omega_t^2 C_{in}L_{in})^2 + (\omega_t L_{in}g)^2}} = 1$$

Per quanto riguarda il margine di fase PM si ha che:

$$PM = \angle G_{OL}(j\omega_t) + 180^\circ \implies \angle G_{OL}(j\omega_t) = PM - 180^\circ$$

Si ricava quindi la fase della f.d.t alla frequenza di taglio con la seguente:

$$\begin{aligned} \angle G_{OL}(j\omega_t) &= -90 + \arctang\left(\frac{\omega_t K_P}{K_I}\right) + \arctang\left(\frac{\omega_t C_{in}}{m - g}\right) - \arctang\left(\frac{-\omega_t L_{in}g}{1 - \omega_t^2 C_{in}L_{in}}\right) \\ &= PM - 180^\circ \end{aligned}$$

Con queste due relazioni è possibile ricavare i valori di  $K_I$  e  $K_p$  del regolatore PI.

Utilizzando il simulatore MATLAB per la risoluzione di queste equazioni, si è ottenuta la seguente f.d.t di  $G_{OL}$  (vedi Figura 5.5.4).

Si osserva l' influenza della conduttanza incrementale caratteristica del pannello è minima nell' anello di controllo.

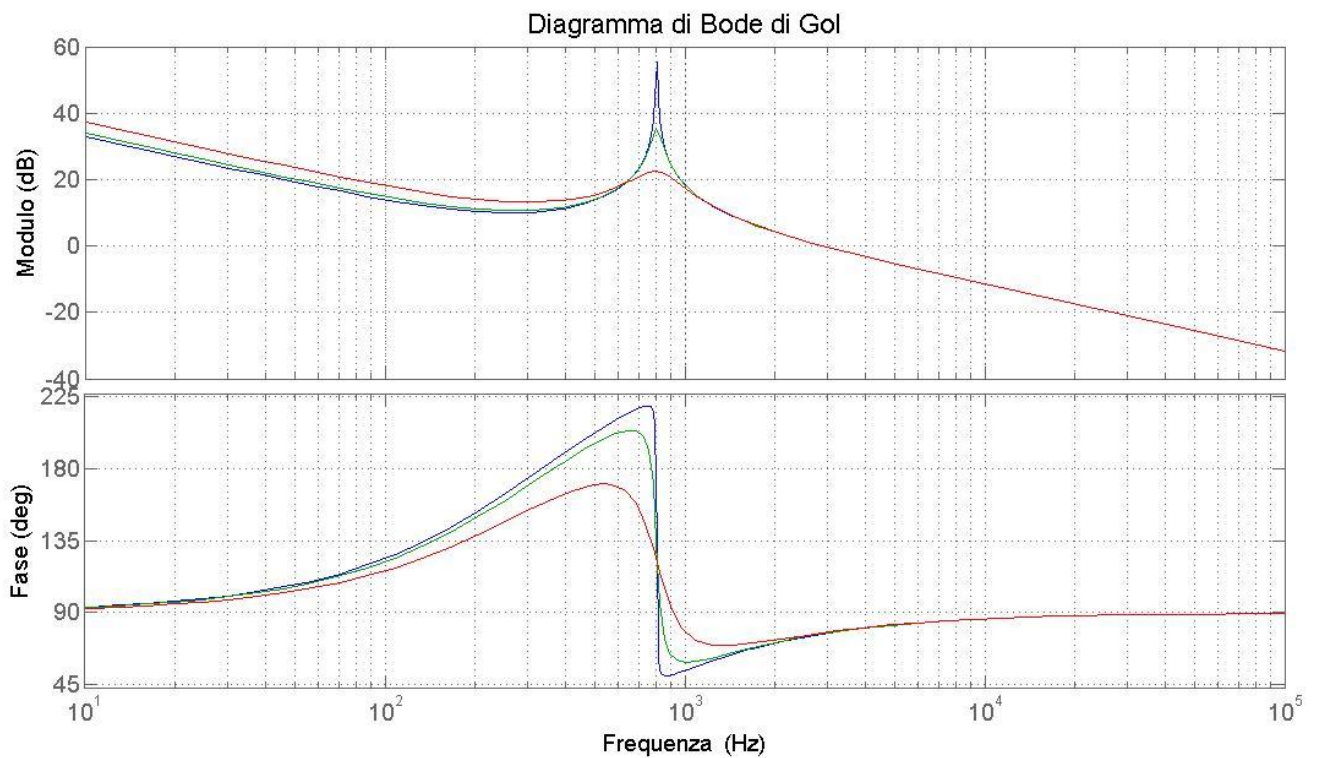


Figura 5.5.4 – Funzione di trasferimento dell' anello di controllo  $G_{OL}$

Si ottiene quindi un regolatore avente i seguenti parametri:

$$K_I = 12523.48$$

$$K_p = 7.145$$

## 5.6 Dimensionamento del circuito di controllo

In questo paragrafo si descrive la progettazione dei singoli circuiti che dovranno eseguire il sensing di tensione, di corrente e dovranno implementare la caratteristica della retta precedentemente descritta.

Per il sensing di corrente viene impiegato il trasduttore HFP3 della HINODE il cui schema di funzionamento è riportato in Figura 5.6.1 insieme ad una sua immagine

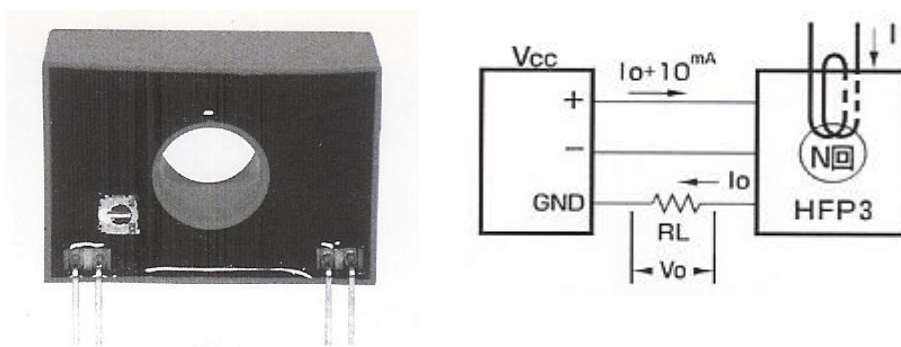


Figura 5.6.1 – Sensore di corrente HFP3 (immagine e schema)

Si tratta di un sensore ad “effetto hall” che rileva la corrente  $I_i$  che percorre il conduttore collegato all’ induttanza del Boost ed eroga in uscita una corrente  $I_o$  pari a:

$$I_o = \frac{I_i \cdot N}{1000}$$

Considerando la caratteristica I-V della stringa di pannelli fotovoltaici e il massimo ripple di corrente, si può prevedere che la massima corrente che percorrerà l’ avvolgimento sarà di poco inferiore agli 8A. Potendo eseguire con questo conduttore non più di  $N=9$  avvolgimenti all’ interno del sensore, la corrente massima generata sarà pari a  $72mA$ .

Tale corrente viene misurata attraverso un resistore appositamente dimensionato sia per avere la più ampia escursione possibile, in modo da avere una maggiore precisione della misura, sia per far sì che la tensione così generata, che verrà applicata agli ingressi di alcuni amplificatori operazionale della famiglia TL082, non

porti questi ultimi alla saturazione. Utilizzando quindi un resistore da  $180\Omega$  si ottiene che il valore massimo di tensione rilevabile sarà pari a:

$$V_{oMAX} = I_{oMAX} \cdot R_L = 12.96 V$$

Il guadagno del trasduttore completo sarà quindi pari a:

$$G_t = \frac{V_{oMAX}}{I_i} = \frac{N \cdot R_L}{1000} = 1.44 \frac{V}{A}$$

Come detto nel paragrafo precedente, le grandezze reali vengono scalate di un fattore pari a 50. Dato il guadagno introdotto con il sensore, è necessario utilizzare un amplificatore invertente che:

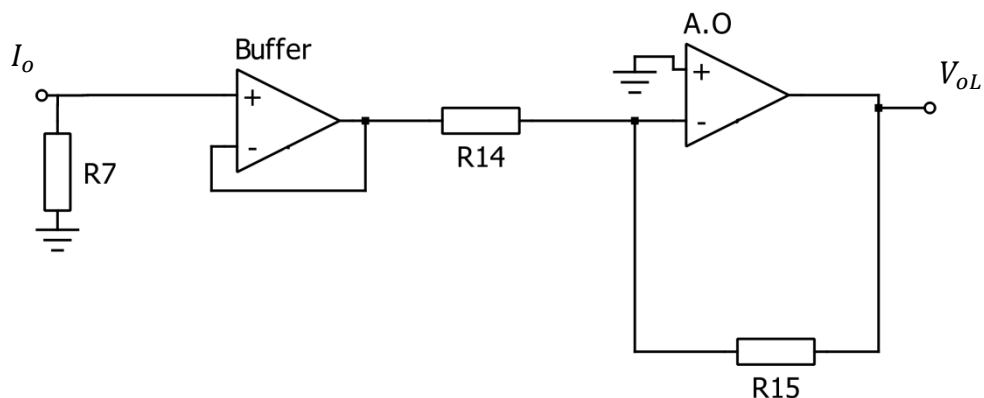
- Introduca un guadagno opportuno per ottenere il fattore di scala desiderato

$$A_v = \frac{1}{1.44} \cdot \frac{1}{50} = 0.01389$$

- Introduca un guadagno negativo in modo da avere una grandezza in uscita con il segno meno, utile successivamente visto che l'operazione algebrica che si dovrà fare per la realizzazione del controllo sarà:

$$m \cdot V_{pV} + q - I_L = 0$$

Il circuito risultante è riportato in Figura 5.6.2



**Figura 5.6.2** – Circuito per il sensing di corrente

Dove:

$$R7 = 180 \Omega$$

$$R14 = 100 k\Omega$$

$$R15 = 1388 \Omega$$

R15 sarà data dalla serie di una resistenza fissa più un trimmer con i seguenti valori:

$$R15_{fissa} = 1 k\Omega$$

$$R15_{trimmer} = 1 k\Omega$$

Si passa ora ad analizzare il blocco circuitale costituito dal sensing di tensione e dall'implementazione del coefficiente rappresentante la pendenza  $m$  della retta.

Data che la tensione a vuoto della stringa fotovoltaica può essere superiore ai 400V, si utilizza un partitore di tensione che generi in uscita una tensione  $V_s$  scalata di un fattore pari a 50.

$$V_s = V_{PV} \frac{R_A}{R_B + R_A} = V_{PV} \frac{1}{50}$$

Ponendo:

$$R_A = 18 k\Omega$$

$$R_B = 882 k\Omega$$

si ottiene il partitore voluto. Nella pratica  $R_B$  è costituita dalla serie di una o più resistenze fisse e da un resistore variabile

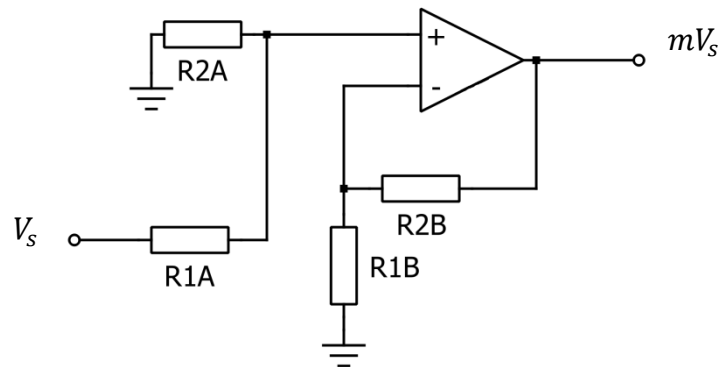
$$R_B = R_{B1fissa} + R_{B2fissa} + R_{B3fissa} + R_{Btrimmer}$$

$$R_{B1fissa} = R_{B2fissa} = R_{B3fissa} = 270 k\Omega$$

$$R_{Btrimmer} = 100 k\Omega$$

La  $V_s$  così ottenuta verrà moltiplicata per il coefficiente  $m$  pari a 0.0738. A tale valore dovrà corrispondere il guadagno dell' amplificatore operazionale che implementerà

tale pendenza, operazionale che avrà una configurazione particolare in quanto dovrà avere un guadagno positivo ma minore di uno. La configurazione utilizzata è quella riportata in Figura 5.6.3



**Figura 5.6.3** – Circuito per l' implementazione del coefficiente m della retta

Il guadagno di tale operazionale vale:

$$A_V = \frac{(R_{1B} + R_{2B})}{(R_{1A} + R_{2A})} \cdot \frac{R_{2A}}{R_{1B}}$$

Ponendo uguali tra loro  $R_{1B}$  e  $R_{1A}$  e anche  $R_{2B}$  e  $R_{2A}$  si ottiene:

$$A_V = \frac{R_{2A}}{R_{1B}} = 0.0738$$

Perciò le quattro resistenze sono così dimensionate:

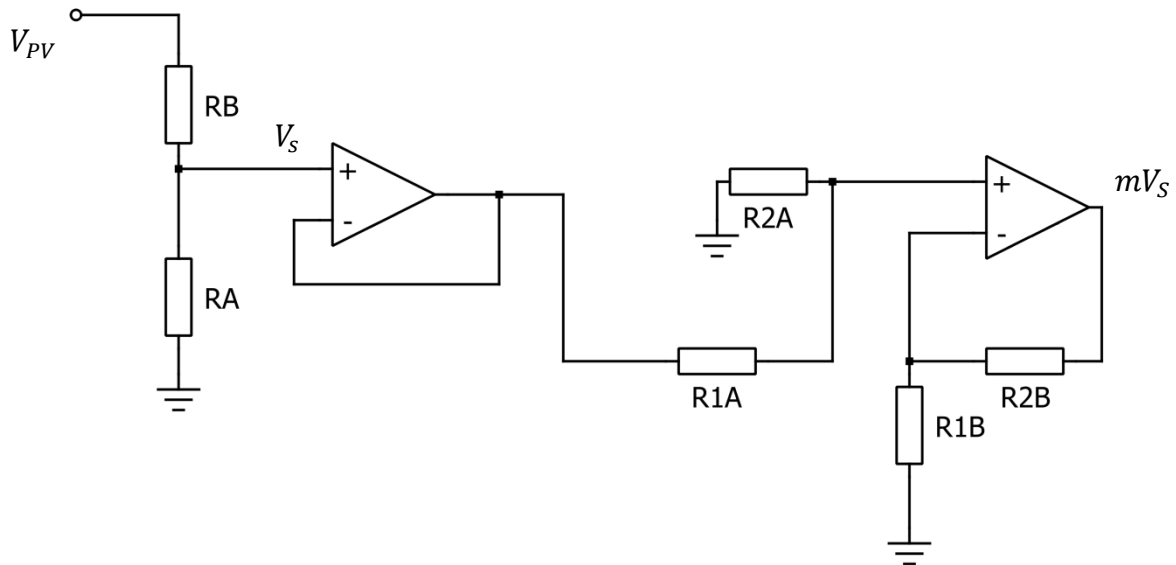
$$R_{1B} = R_{1A} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{2B} = R_{2A} = 7380 \text{ }\Omega = R_{2fissa} + R_{2trimmer}$$

$$R_{2fissa} = 4.7 \text{ k}\Omega$$

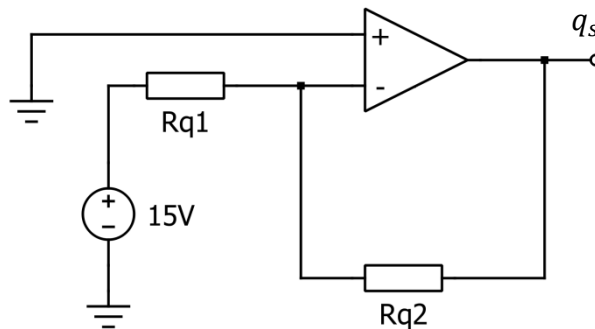
$$R_{2trimmer} = 2.2 \text{ k}\Omega$$

Il circuito così progettato è quello riportato in Figura 5.6.4



**Figura 5.6.4** – Circuito di sensing di tensione

Infine il coefficiente  $q$  viene generato utilizzando un amplificatore operazionale invertente ( $q = -18.295$ ) riportato in Figura 5.6.5, il cui guadagno deve tenere conto del solito fattore di scala.



**Figura 5.6.5** – Circuito che genera l' intercetta all' origine

$$q_s = \frac{q}{50} = -0.366 = 15 \cdot \left( -\frac{R_{q2}}{R_{q1}} \right)$$

$$\frac{R_{q2}}{R_{q1}} = 0.0244$$



Si pone:

$$R_{q1} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{q2} = 2440 \text{ }\Omega = R_{q2fissa} + R_{q2trimmer}$$

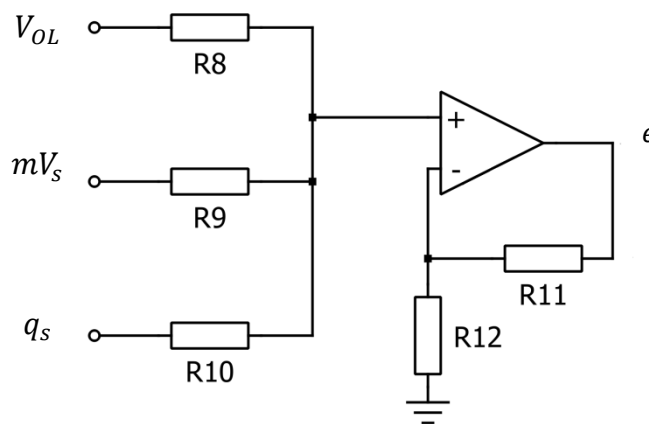
$$R_{q2fissa} = 1500 \text{ }\Omega$$

$$R_{q2trimmer} = 2.2 \text{ k}\Omega$$

Fase successiva è lo studio del blocco sommatore e del regolatore PI. Per quanto riguarda il primo circuito è stato progettato un sommatore a tre ingressi come riportato in Figura 5.6.6 e dimensionato nel seguente modo:

$$R_8 = R_9 = R_{10} = R_{12} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{11} = 2 \text{ k}\Omega$$



**Figura 5.6.6** – Sommatore e tre ingressi

L'ultimo stadio è dato dall'integrato TL494 (vedi Figura 5.6.7) attraverso il quale si implementa sia il regolatore PI utilizzando uno dei due operazionali posto all'interno dell'integrato, sia la modulazione PWM, funzione specifica del dispositivo.

Per quanto riguarda il regolatore si è scelta la configurazione non invertente data in Figura 5.6.8 vista la positività dei coefficienti  $K_I$  e  $K_P$ .

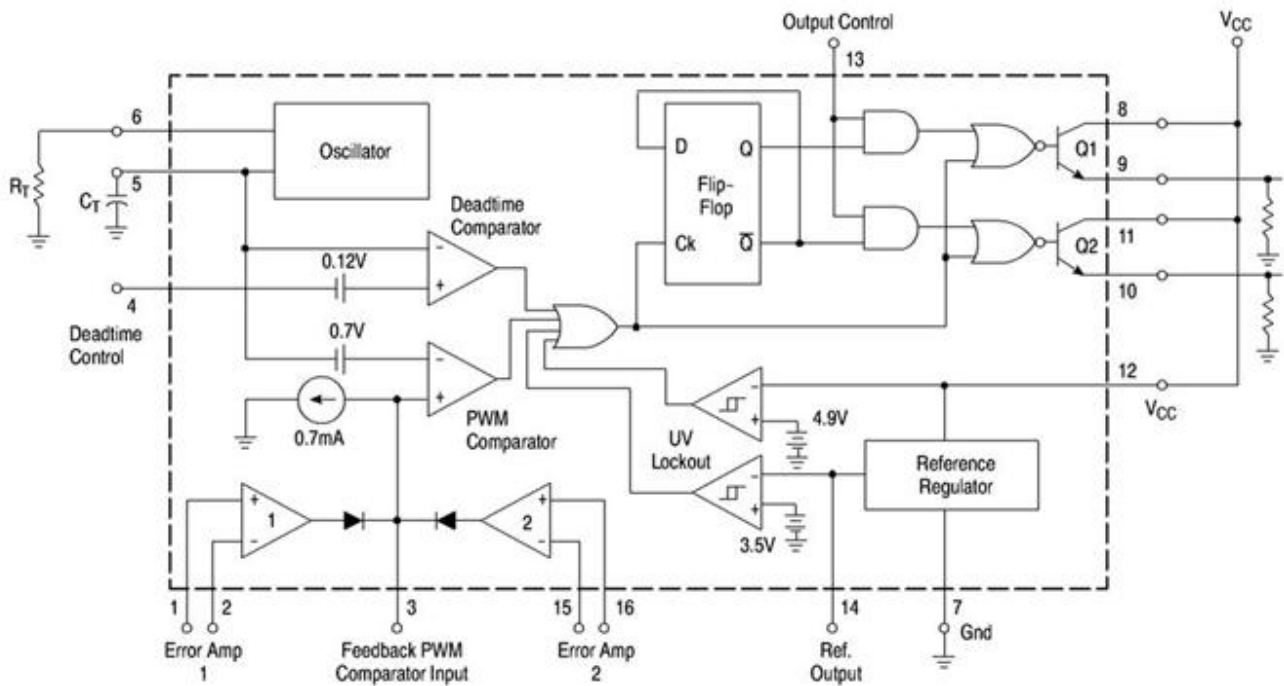


Figura 5.6.7 – Schema dell' integrato TL494

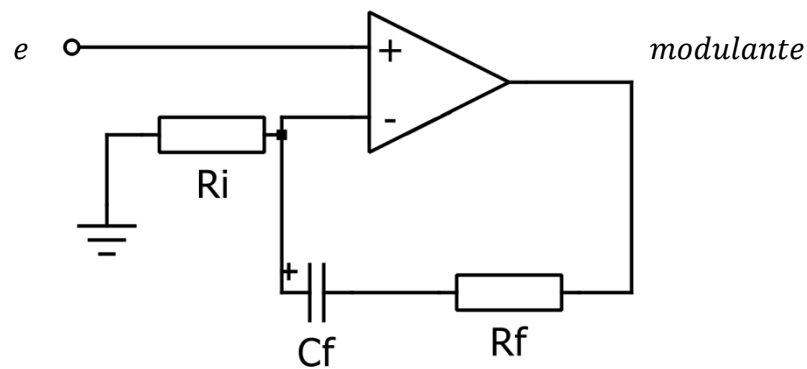


Figura 5.6.8 – Regolatore PI

Di seguito viene riportato il dimensionamento del regolatore:

$$A_v(s) = \frac{1}{C_f \cdot R_I} \cdot \frac{1 + sC_f(R_I + R_F)}{s} = \frac{1}{K_I} \cdot \frac{1 + s\frac{K_P}{K_I}}{s}$$

Ponendo  $C_f = 10 \text{ nF}$ , si ricavano  $R_I = 7985 \Omega$  e  $R_f = 49067.83 \Omega$ . Nel progetto si è fatto però uso, vista l' invarianza dei risultati ottenuti, dei seguenti valori:

$$R_I = 8200 \Omega$$

$$R_f = R_{f\text{fissa}} + R_{f\text{trimmer}} = 39 \text{ k}\Omega + 22 \text{ k}\Omega$$

Il progetto del regolatore è stato effettuato considerando la sua uscita massima non superi l' ampiezza massima della rampa generata dal dispositivo TL494 che, si ricorda, è di 3V.

Caratteristica di tale integrato è la possibilità di disporre di due uscite capaci di comandare due interruttori o in modalità push-pull (in questo caso il duty-cycle massimo è del 48%) o in modalità single-ended (duty-cycle massimo del 96%) dove le due uscite commutano nel medesimo istante, generando lo stesso segnale di comando come è necessario per il convertitore Boost utilizzato.

Per imporre questa modalità di funzionamento si pone a massa il piedino 13 (output control) dell' integrato, disabilitando quindi il latch.

L' integrato dispone anche di un circuito di soft-start, ossia di un blocco circuitale utilizzato per far sì che il sistema non inizi ad operare a pieno regime non appena si accende l' alimentazione. La sua configurazione consiste in un condensatore tra Vcc e il piedino 4 dell' integrato e una resistenza tra tale piedino e massa, entrambi opportunamente dimensionati ( $C = 1 \mu\text{F}$ ;  $R = 3.3 \text{ k}\Omega$  per un soft start time pari a  $100 \cdot T_{sw}$ ).

Particolarità della configurazione del modulatore PWM è che i segnali di comando degli IGBT generati dai due transistor posti all' interno del TL494 non vanno a comandare direttamente gli interruttori ma vengono rilevati da una scheda di controllo e precisamente vengono applicati al catodo di un fotoaccoppiatore HCNW261 della Packard Bell, di cui in Figura 5.6.9 si riporta lo schema

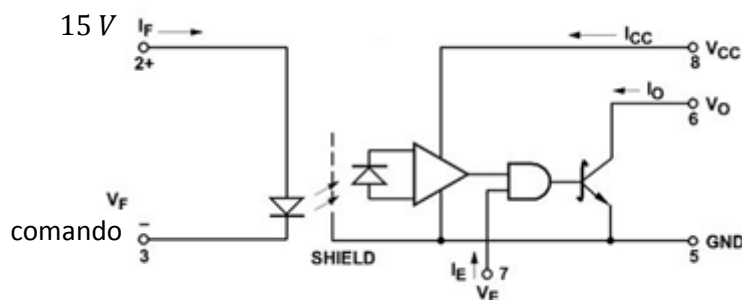


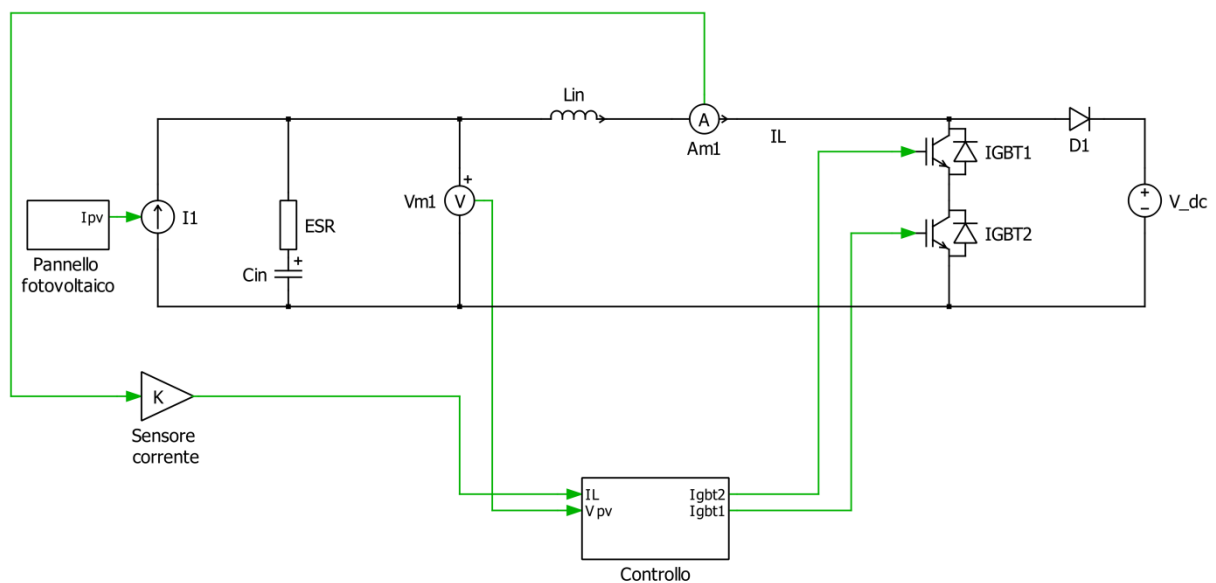
Figura 5.6.9 – Fotoaccoppiatore HCNW261

La presenza di questo elemento fa sì che l' IGBT del BOOST si chiuda quando il diodo in ingresso al fotoaccoppiatore è polarizzato direttamente e quindi quando il segnale di comando proveniente dal TL494 è basso. Questo comporta che il tempo di accensione dell' interruttore sarà pari al tempo in cui il segnale in uscita dal modulatore PWM sarà basso e viceversa. Per questo motivo i due transistor in uscita dall' integrato assumeranno una configurazione a collettore comune, generando così un segnale basso ogni qual volta che la modulante sarà maggiore della portante e viceversa.

### 5.7 Simulazione del circuito completo

Ottenuti tutti i valori dei componenti del sistema è possibile eseguire delle simulazioni dettagliate per osservare se le grandezze elettriche di interesse del sistema soddisfano le specifiche inizialmente imposte.

Il modello MATLAB utilizzato è quindi mostrato in Figura 5.7.1 e in Figura 5.7.2



**Figura 5.7.1 – Convertitore BOOST**

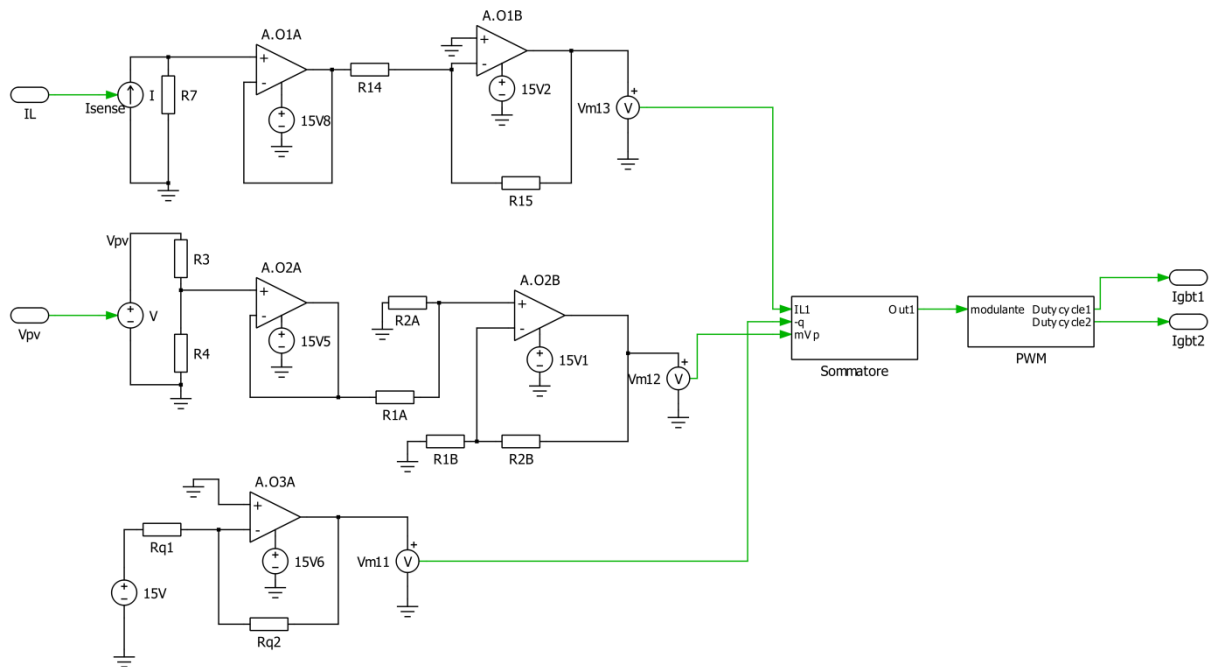
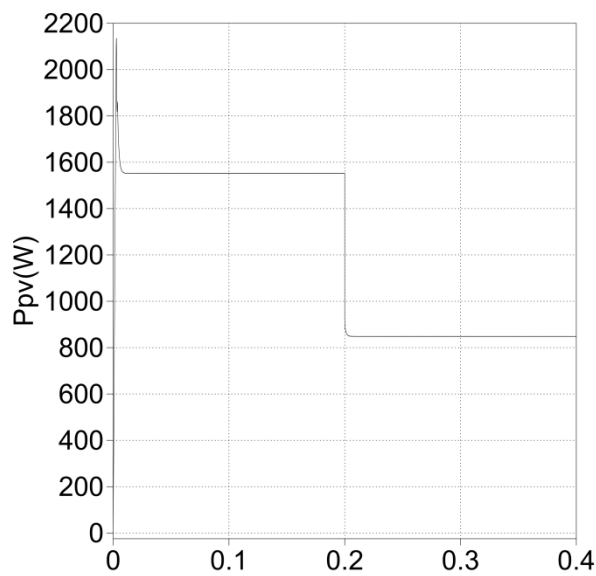
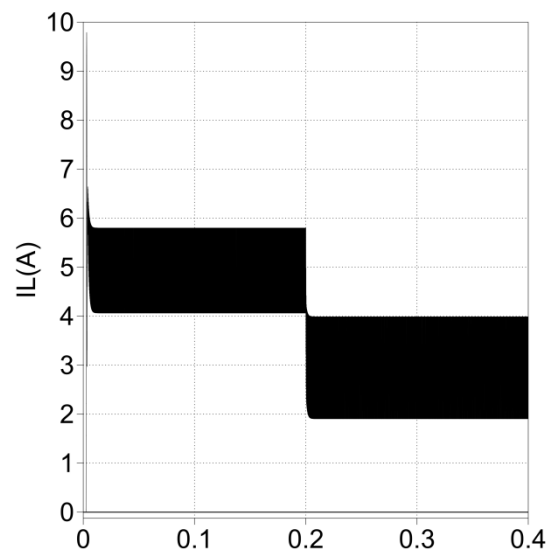


Figura 5.7.2 – Circuito di controllo progettato

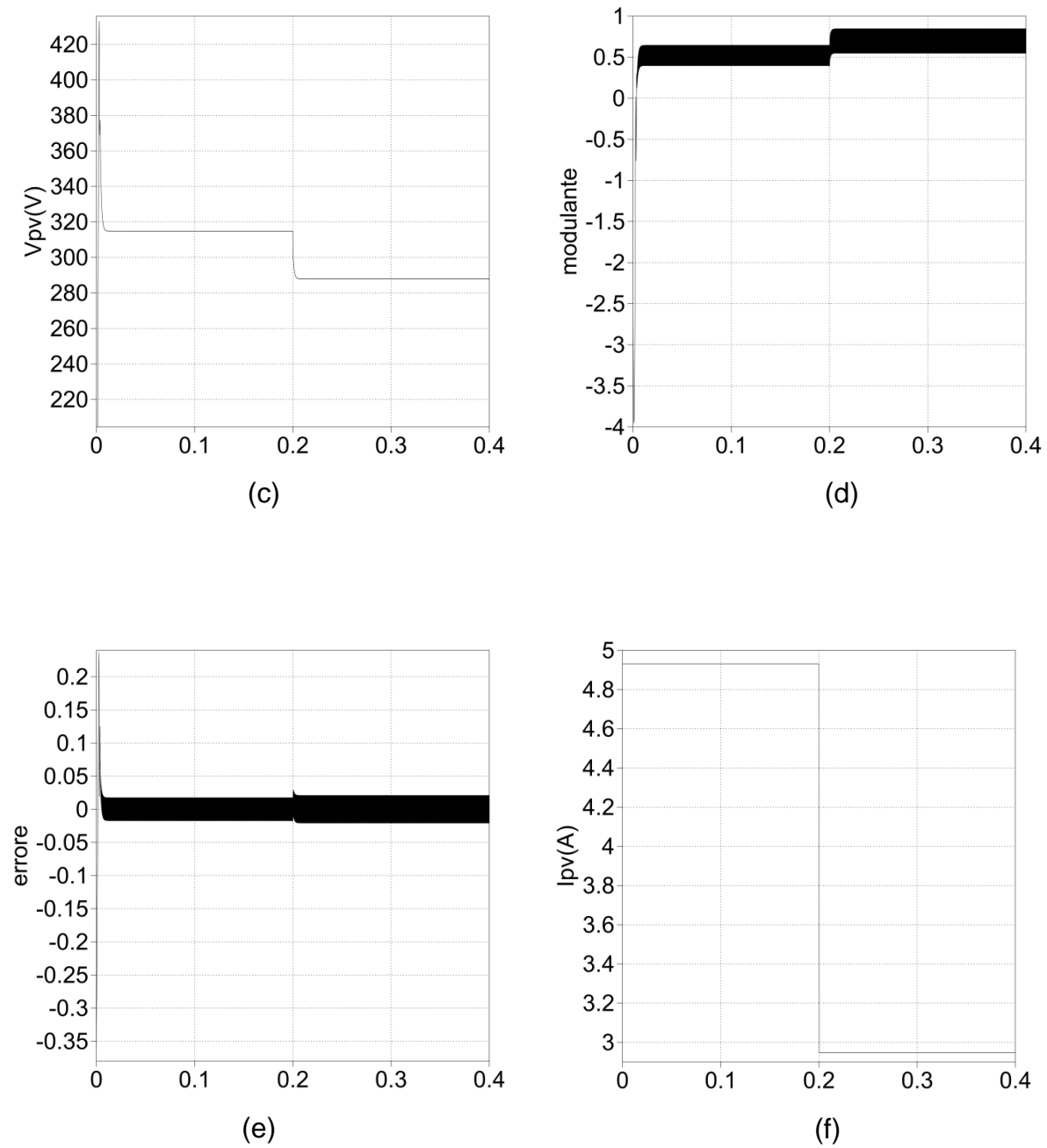
Si seguito vengono riportati i risultati ottenuti dalla simulazione in presenza di un gradino di variazione di insolazione da 1000W/mq a 600W/mq



(a)



(b)



**Figura 5.7.3** – Simulazioni ottenute. Potenza estratta dalla stringa di pannelli (a); corrente nell' induttore (b); Tensione ai capi della stringa (c); modulante (d); errore in uscita del sommatore (e); corrente erogata dalla stringa

Come è possibile notare dalle simulazioni riportate, la tensione ai capi della stringa presenta un picco notevole di tensione durante il transitorio. Questo si giustifica in quanto all' inizio il diodo del convertitore è interdetto e gli interruttori sono aperti. In questa situazione non vi è corrente che circola nell' induttore e perciò il controllo non può entrare in funzione finché il diodo non si polarizza e cioè finché la capacità d' ingresso non raggiunge una tensione tale da permettere questo stato di conduzione.

Una volta che il diodo conduce, viene rilevata una corrente sull' induttore e il controllo impone una determinata tensione all' ingresso del convertitore.

Nel circuito reale questo non avviene in quanto fino a quando la modulante assume valori negativi, il modulatore PWM è in blocco e pone a 0 l' uscita. Tale valore polarizza direttamente il foto accoppiatore che porta in conduzione gli IGBT, permettendo il passaggio di corrente sull' induttore e quindi l' avvio del controllo.

In Figura 5.7.4 si può notare come il ripple di corrente nell' induttore rispetti le specifiche del progetto mantenendosi su un valore pari a 1.73 A.

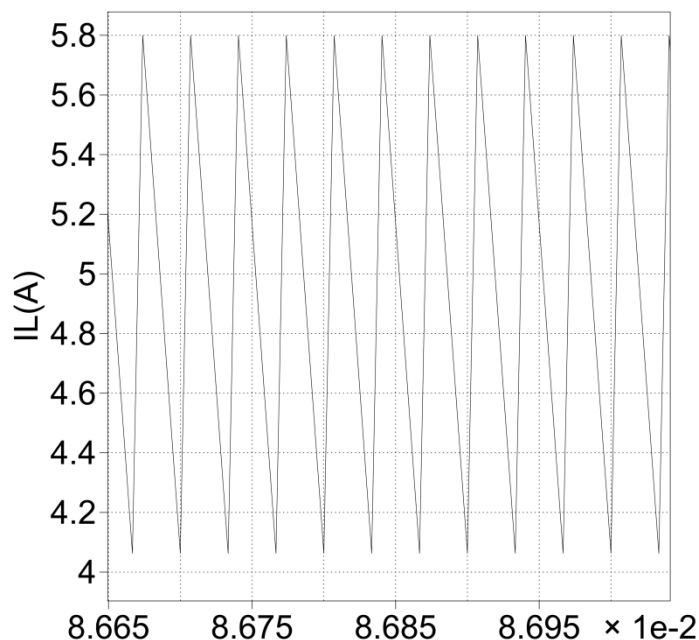
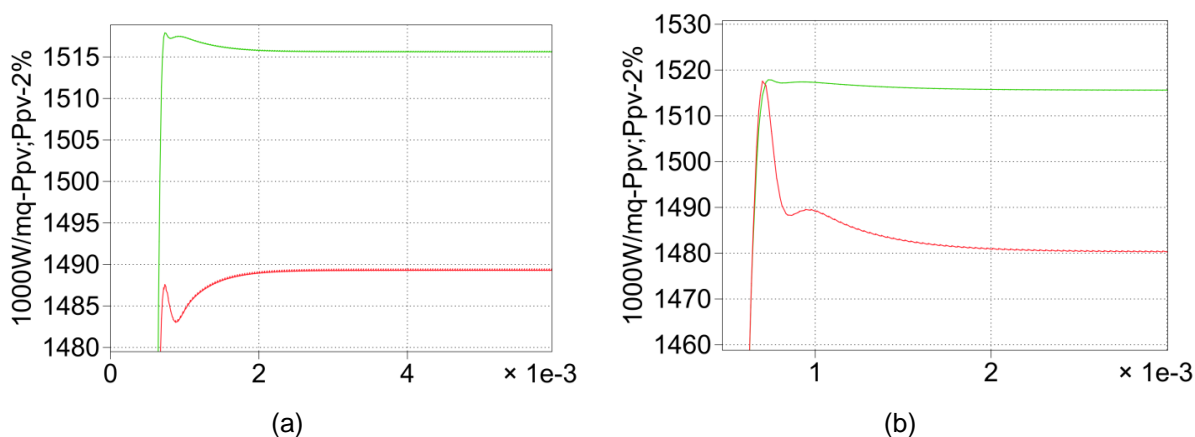
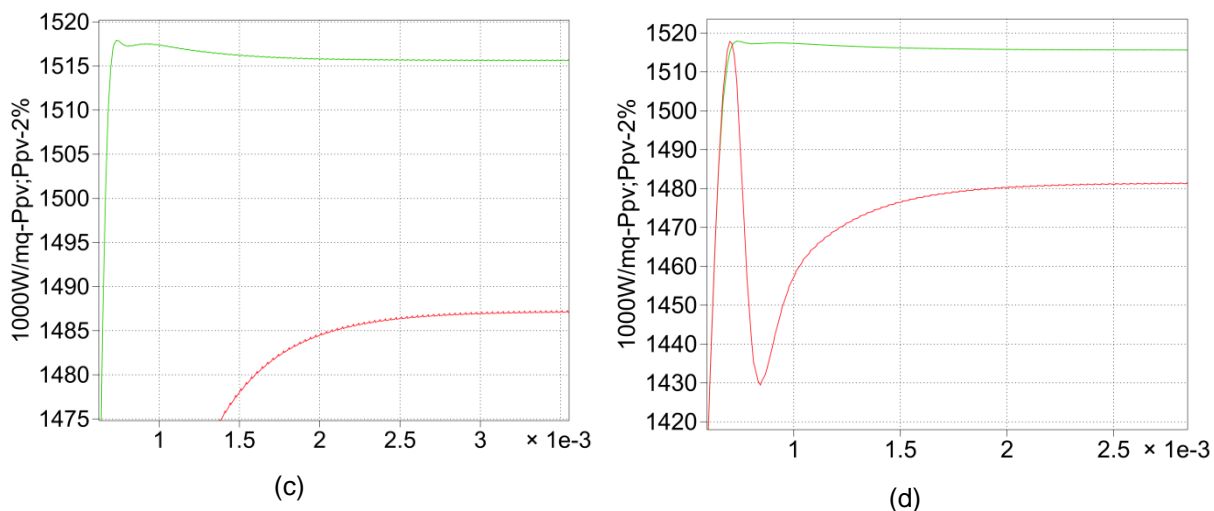


Figura 5.7.4 – Ripple di corrente per un insolazione pari a 1000W/mq

Un ultimo controllo che si può eseguire riguarda la variabilità dei parametri caratteristici della retta interpolatrice. Come già discusso all' inizio del capitolo, potendo permettere una riduzione del 2% rispetto al valore nominale della potenza estratta dal generatore fotovoltaico, si va ad individuare la massima variazione che i coefficienti  $m$  e  $q$  possono assumere. In Figura 5.7.5 è riportato l' andamento della potenza estratta al variare del coefficiente  $m$  e in figura 5.7.6 al variare dell' intercetta all' origine  $q$ .



**Figura 5.7.5** - Variazione di potenza in presenza di una radiazione di 1000W/mq.  
 (a) $m=0.0738$ (verde), $m=0.0820$  (rosso);(b)  $m=0.0738$ (verde), $m=0.0692$  (rosso)



**Figura 5.7.5** - Variazione di potenza in presenza di una radiazione di 1000W/mq.  
 (a) $q=-18.295$ (verde), $q=-15.794$ (rosso);(b)  $q=-18.295$ (verde),  $q=-19.78$  (rosso)



# Capitolo 6

## Realizzazione e misure

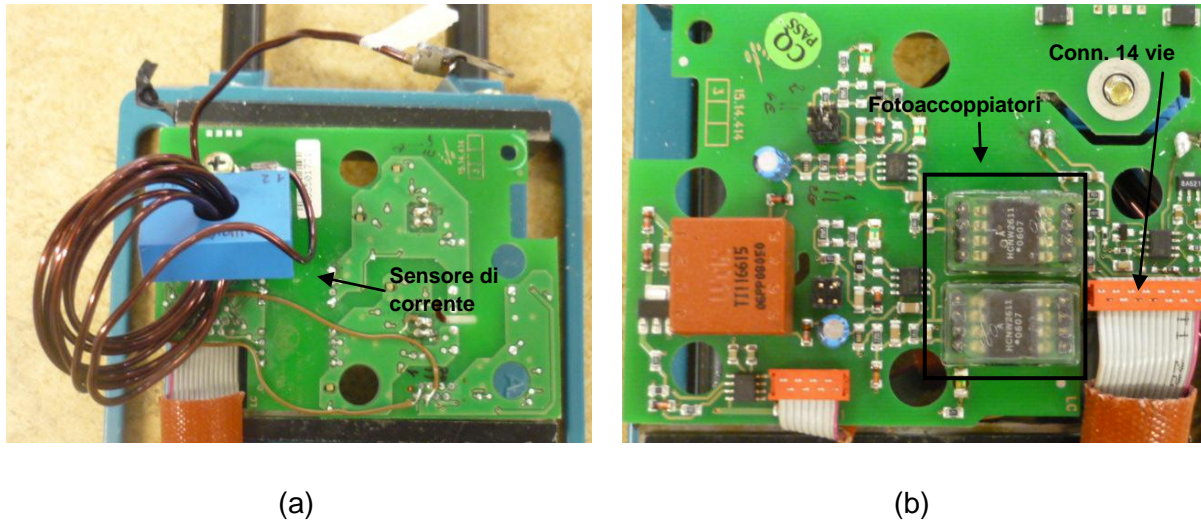
### 6.1 Realizzazione della scheda di controllo

Per la realizzazione dello schematico del circuito di controllo è stato utilizzato il software Capture mentre per la progettazione del layout si è fatto uso di Layout Plus, entrambi contenuti nel pacchetto Orcad 9.2.

Durante questa fase si è fatta particolare attenzione alla miniaturizzazione del circuito per ridurre il più possibile la lunghezza dei collegamenti fra i vari componenti. Il convertitore BOOST utilizzato presenta una scheda di comando (vedi Figura 6.1.1) che oltre ad ospitare il sensore di corrente ad “effetto hall”, rileva i comandi degli

IGBT generati dalla modulazione PWM e li connette al catodo del fotoaccoppiatore come visto nel capitolo precedente.

E' presente un connettore per lo scambio dati.



**Figura 6.1.1** – Scheda di comando: (a) retro; (b) fronte

Nello layout della scheda di controllo progettata è quindi presente un connettore come quello della scheda di comando, utilizzato per:

- Prelevare il segnale di corrente generato dal sensore HFP3
- Trasmettere alla scheda di comando i due segnali di gate degli IGBT

Le piste dei segnali di comando degli IGBT generati dal modulatore PWM TL494 devono essere molto brevi e poste il più vicino possibile ad un piano di massa in modo tale che le correnti di commutazione non generino disturbi elettromagnetici che vadano a perturbare le correnti delle piste vicine.

Lo stampato ospita anche il condensatore  $C_{in}$  scomposto nella serie di 3 condensatori elettrolitici da 100  $\mu F$ , successivamente sostituiti con il condensatore a film sottile da 30  $\mu F$  introdotto nel capitolo 3 che garantisce migliori prestazioni.

Gli operazionali utilizzati, sono i TL082 che prevedono una doppia alimentazione,  $\pm 15 V$ , la stessa necessaria per alimentare la scheda di controllo del convertitore DC-DC.

In Figura 6.1.2 è riportato lo schema elettrico complessivo del circuito di controllo.

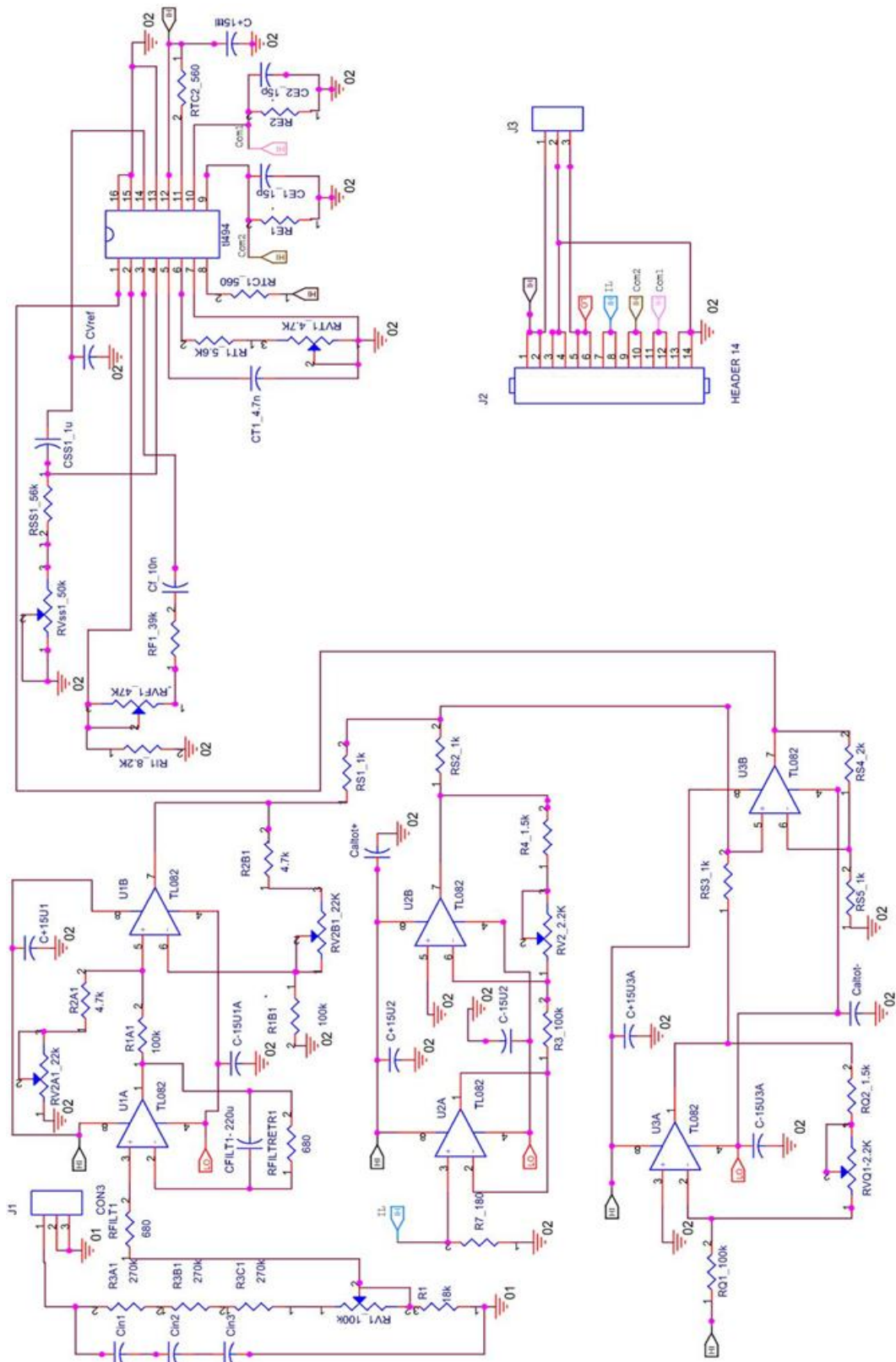
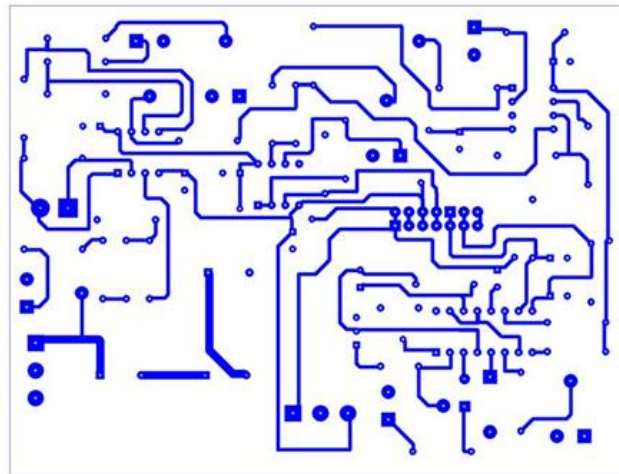


Figura 6.1.2 - Schema elettrico del circuito di controllo

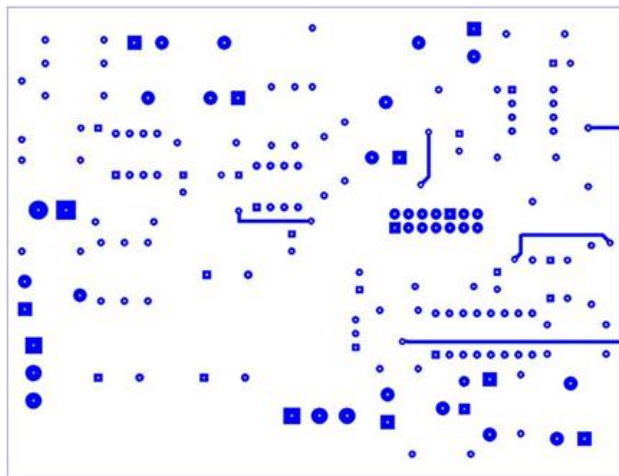
Si osserva che, nel blocco di sensing di tensione è stato implementato, durante la parte finale della progettazione, un filtro passa basso in grado di rendere il controllo insensibile a quelle variazioni di tensione superiori ai 50 Hz. Il filtro progettato ha le seguenti caratteristiche:

- Guadagno in banda unitario
- Frequenza di taglio: 50 Hz

Successivamente vengono riportati il layout (Figura 6.1.3), la disposizione dei componenti (Figura 6.1.4) e un'immagine (Figura 6.1.5) della scheda di controllo così ottenuta.



(a)



(b)

**Figura 6.1.3** – Layout della scheda di controllo: (a) lato bottom; (b) lato top

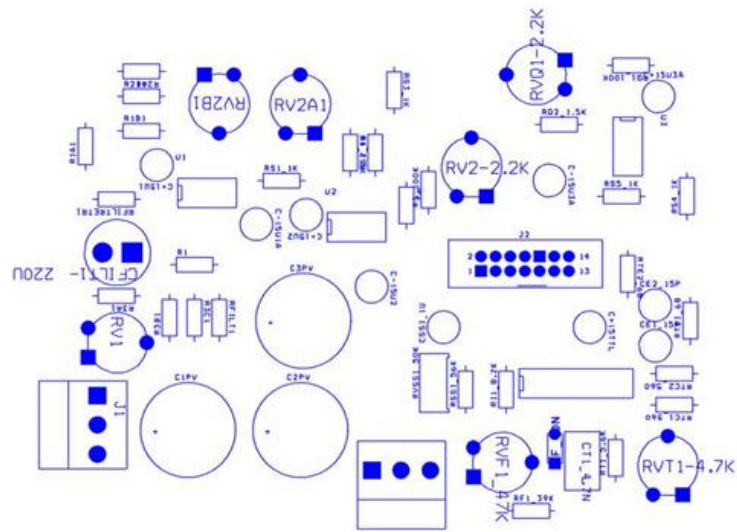


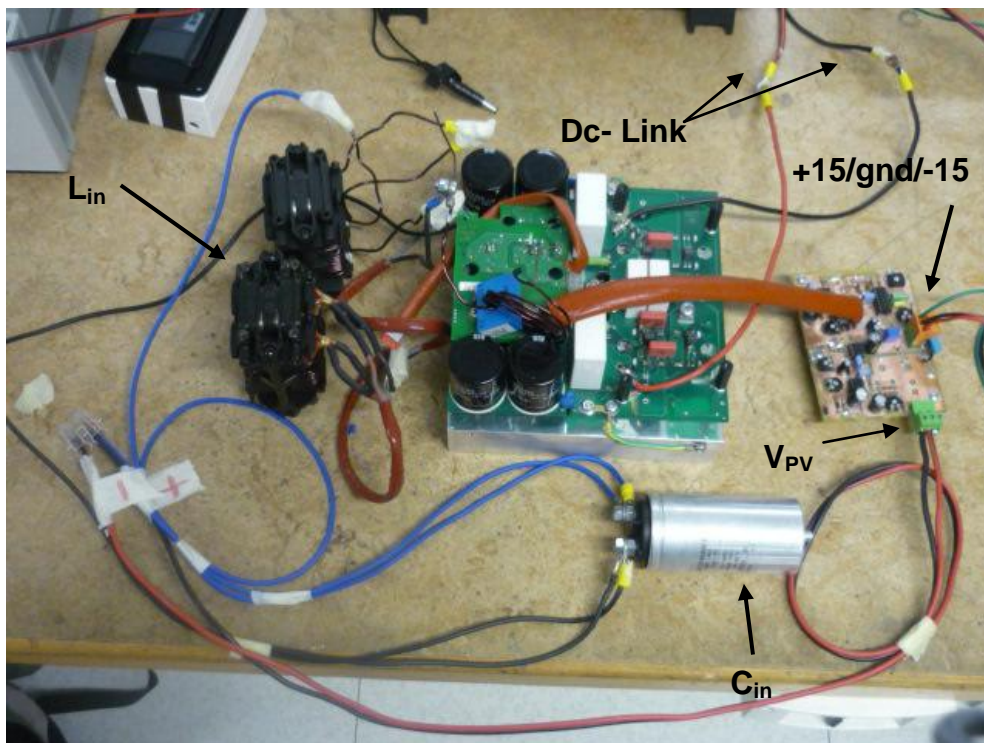
Figura 6.1.4 – Disposizione componenti lato top



Foto 6.1.5 – Scheda di controllo ottenuta

## 6.2 Misure effettuate

Dopo aver eseguito un controllo sul funzionamento del convertitore BOOST in catena aperta, pilotando gli interruttori con un generatore di segnali, si è passato ad uno studio in catena chiusa del circuito, montato come mostrato in Figura 6.2.1

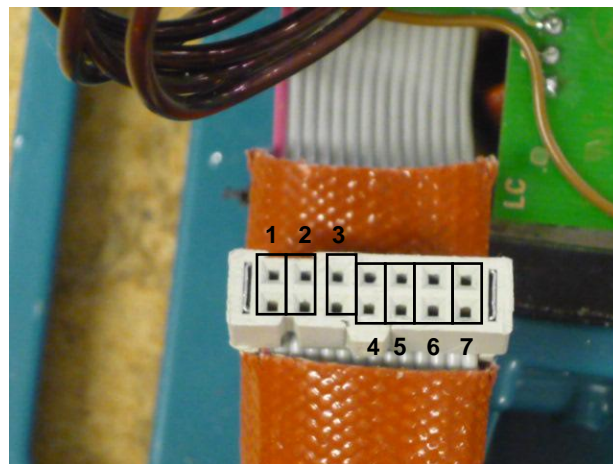


**Figura 6.2.1-** Circuito a catena chiusa con l' utilizzo del condensatore a film sottile in ingresso al convertitore

La connessione tra convertitore e scheda di controllo viene effettuata tramite un connettore micromatch a 14; in Figura 6.2.2 si mostrano i dettagli della piedinatura. Come strumentazione sono stati utilizzati i seguenti dispositivi:

- Generatore di corrente Agilent 6100a utilizzato come simulatore di un pannello fotovoltaico;
- Sonda di corrente LeCroy per la misura della corrente sull' induttore;

- Carico attivo Chroma DC Electronic Load Model 63202 2kW per simulare la tensione del DC- Link;
- Oscilloscopio LeCroy;
- Alimentatore +15/-15V per l' alimentazione sia della scheda di controllo che di quella di comando del convertitore



**Figura 6.2.2** – Connettore micromatch 14 vie: 1=15V; 2=GND; 3=-15V; 4=riferimento di corrente; 5= comando IGBT2; 6= comando IGBT1; 7=GND

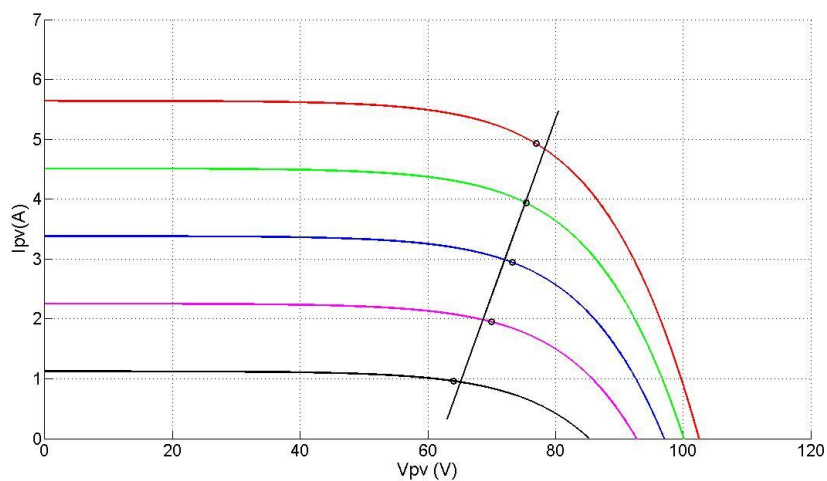
Nella prima fase di misure si cerca di verificare la funzionalità dell' algoritmo LIMPP a basse tensioni, simulando quindi una sorgente fotovoltaica non più costituita da 8 pannelli ma bensì da uno fino a cinque moduli in serie. Questo comporta una variazione della caratteristica della retta interpolatrice i cui coefficienti  $m$  e  $q$  vengono ricalcolati attraverso una simulazione in ambiente MATLAB.

Nella Tabella 6.2.3 vengono riportate le modifiche che vengono apportate al circuito di controllo per le varie fasi di misura.

N° pannelli simulati	Coefficiente m	Coefficiente q	R2A = R2B	Rq2
2	0.2963	-18.295	29.63 kΩ	2440 Ω
3	0.1969	-18.295	19.69 kΩ	2440 Ω
4	0.1447	-18.295	14.47 kΩ	2440 Ω
5	0.1181	-18.295	11.81 kΩ	2440 Ω

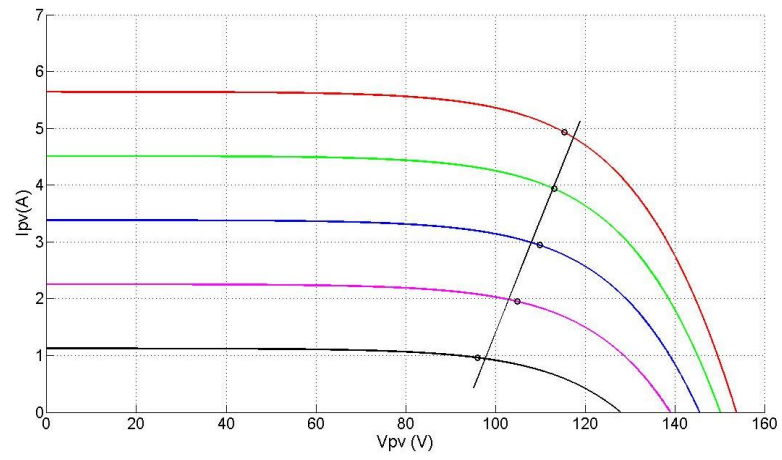
**Tabella 6.2.3-** Variazione dei parametri della retta in base alla tipologia della sorgente fotovoltaica utilizzata

Come si può notare dai dati raccolti in tabella, la simulazione indica che l' intercetta all' origine non subisce variazioni mentre il coefficiente angolare aumenta il proprio valore con il diminuire del numero di pannelli simulati. Questo era prevedibile visto che all' aumentare del numero dei moduli, i punti MPP tendono a traslare verso valori di tensione più alti (vedi Figura 6.2.4).

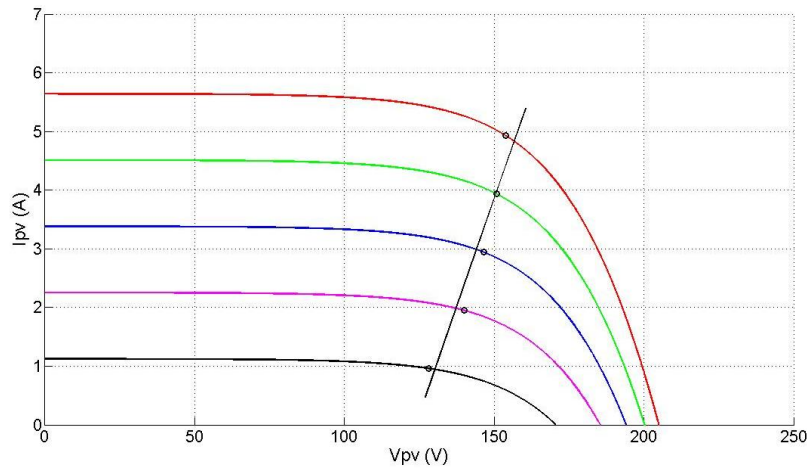


(a)

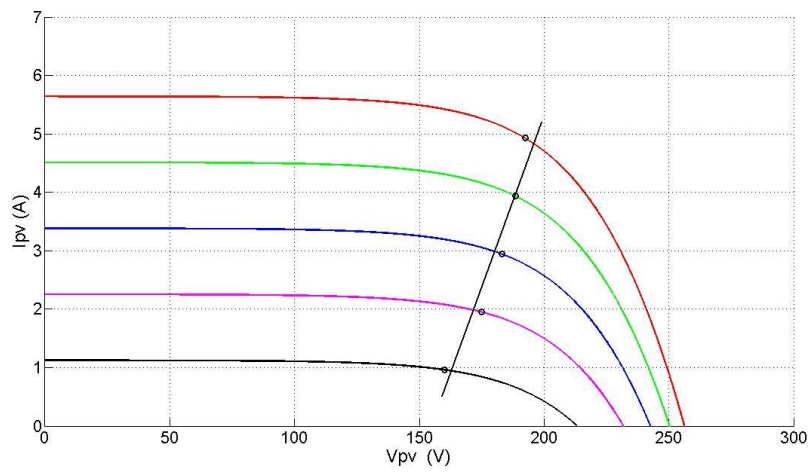




(b)



(c)



(d)

**Figura 6.2.4** - Variazione del coefficiente angolare della rette interpolatrice per una stringa di: (a) 2 pannelli; (b) 3 pannelli; (c) 4 pannelli; (d) 5 pannelli

Dalla figura 6.2.4 si può evincere che a mano a mano che le misure simuleranno sempre più una stringa con un numero maggiore di pannelli, il diminuire del coefficiente della retta comporterà, per la stessa variazione di corrente erogata, un range più ampio di variazione della tensione ai capi della stringa.

Essendo tale tensione legata, tramite il rapporto di conversione, al duty cycle del convertitore, si può concludere che ad un piccolo intervallo di variazione della  $V_{pv}$  corrisponderà una piccola variazione del duty-cycle.

### 6.2.1 Misure con fattore di scala ridotto

In questa fase di misure si è utilizzato l'alimentatore Agilent 6015a come generatore di corrente. Inoltre per la prima fase di misure si è proceduto a ridurre il fattore di scala delle grandezze in ingresso, in modo da poter fare i primi test con tensioni più basse, e il carico utilizzato è stato posto a 100V.

Nello specifico, se il controllo è stato progettato utilizzando un fattore di scala pari a 50, nelle prime misure questo parametro si è ridotto a 20 con le seguenti modifiche circuitali:

$$R_7 = 450 \Omega$$

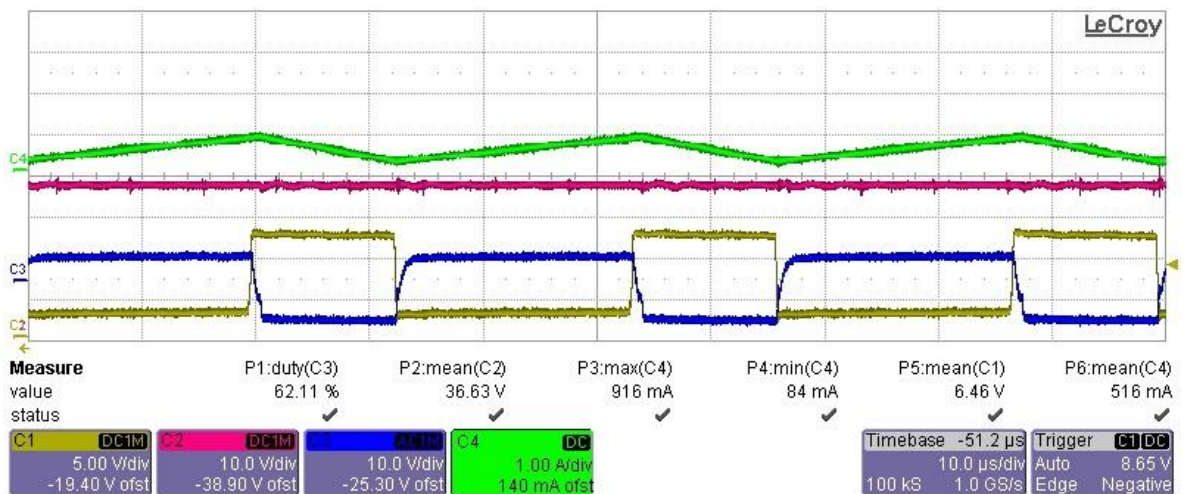
$R_{B2fissa}$  e  $R_{B3fissa}$  cortocircuitate

$$R_{q2} = 6010 \Omega$$

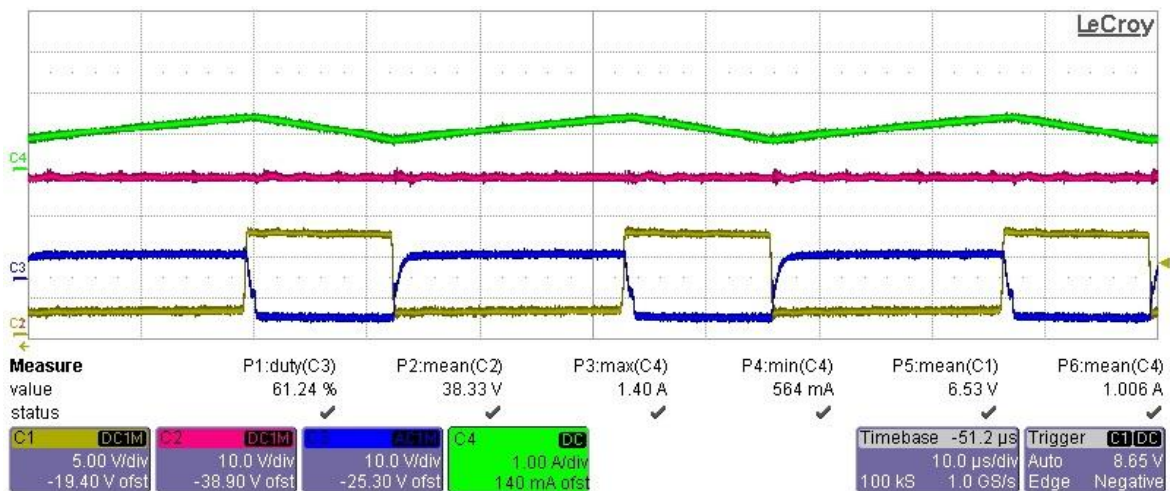
La caratteristica retta utilizzata è quella individuata per una stringa costituita da due pannelli fotovoltaici, ossia  $m = 0.2963$  e  $q = -18.295$ . I risultati ottenuti sono riportati in Figura 6.2.1.1.

Nel canale 1 (giallo) viene riportato il segnale di comando generato dalla scheda di

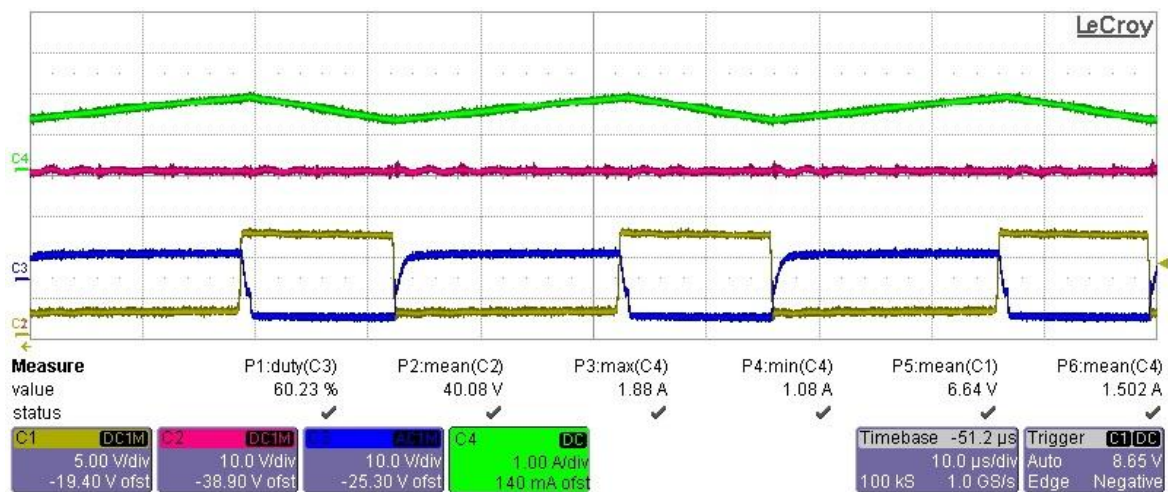
controllo e riportato al catodo del fotoaccoppiatore della scheda di comando; nel canale 2 (rosso) viene visualizzato l'andamento della tensione ai capi della stringa (Vpv); nel canale 3 (blu) si può notare il segnale di comando degli IGBT, invertito rispetto a quello generato dal modulatore PWM. Infine nel canale 4 (verde) si riporta la corrente che percorre l'induttore.



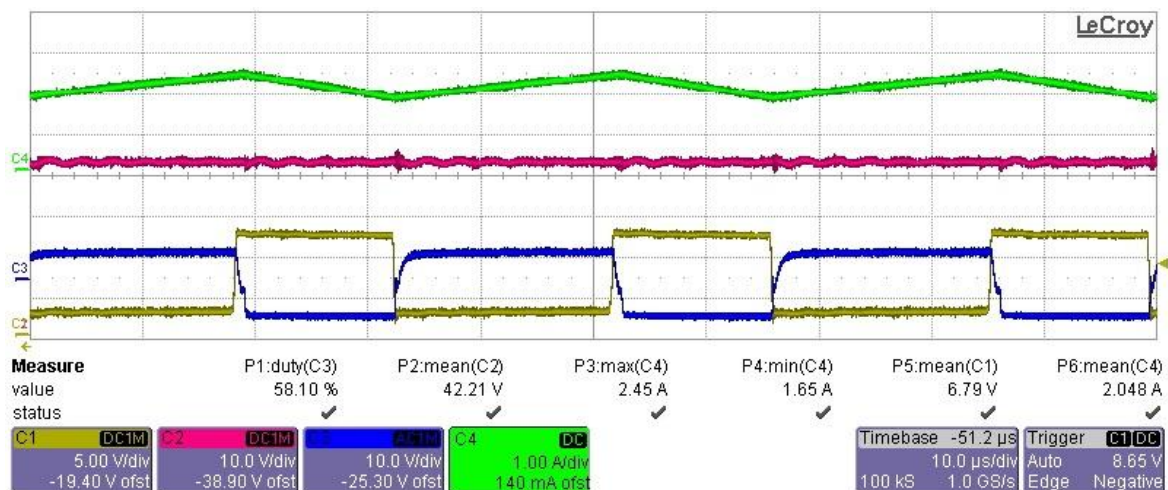
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figura 6.2.1.1** – Andamento delle grandezze considerate al variare della corrente erogata con intervalli di 500 mA: (a) 0.5 A; (b) 1 A; (c) 1.5 A; (d) 2 A;

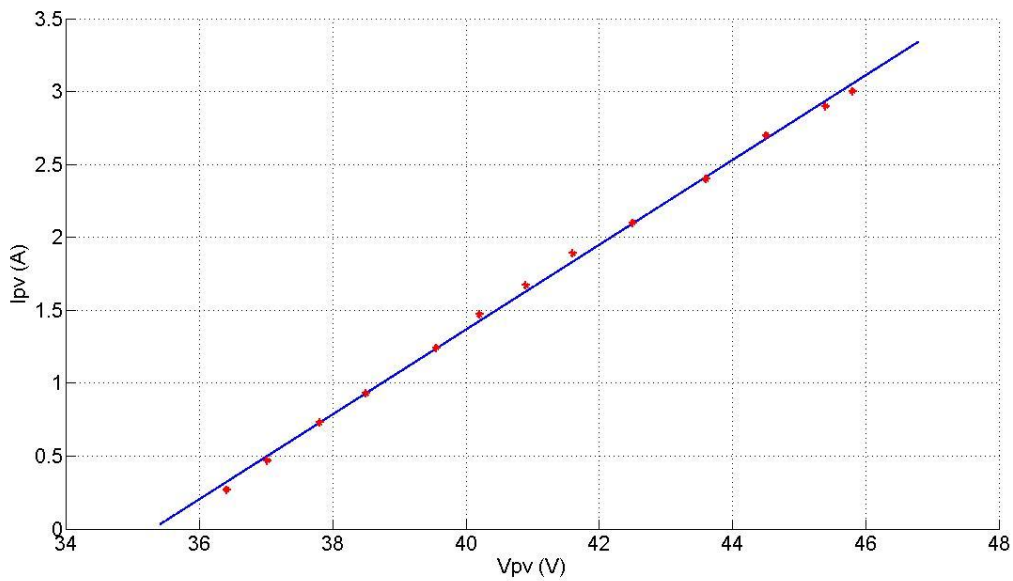
In Tabella 6.2.1.2 vengono raccolti i valori di tensione e corrente rilevati con questa configurazione e successivamente vengono riportati nel diagramma cartesiano di Figura 6.2.1.3. Attraverso una stima ottenuta con una regressione lineare, si nota che questi valori seguono la caratteristica della retta di partenza, con la sola differenza dell'intercetta all'origine che risulta dipendere dal valore del carico attivo.

La retta che si ottiene ha le seguenti caratteristiche:

$$m_1 = 0.2952 \quad q_1 = -10.25$$

$I_{pv}$ (A)	$V_{pv}$ (V)	$I_{pv}$ (A)	$V_{pv}$ (V)
0.27	36.1	1.67	40.9
0.47	36.6	1.89	41.6
0.73	37.8	2.1	42.5
0.93	38.1	2.4	43.6
1.24	39.55	2.7	44.5
1.47	40.2	3	45.8

**Tabella 6.2.1.2** – Corrente e tensione rilevate



**Figura 6.2.1.3** – Interpolazione lineare dei valori raccolti in tabella:  $m_1=0.2952$ ,  $q_1=-10.25$

Riportando le modifiche circuitali nel modello PLEX descritto nel capitolo precedente, si ottiene l'andamento di  $V_{pv}$  riportato in Figura 6.2.1.4. Si può notare come vi sia una buona corrispondenza tra i valori effettivamente misurati e quelli simulati.

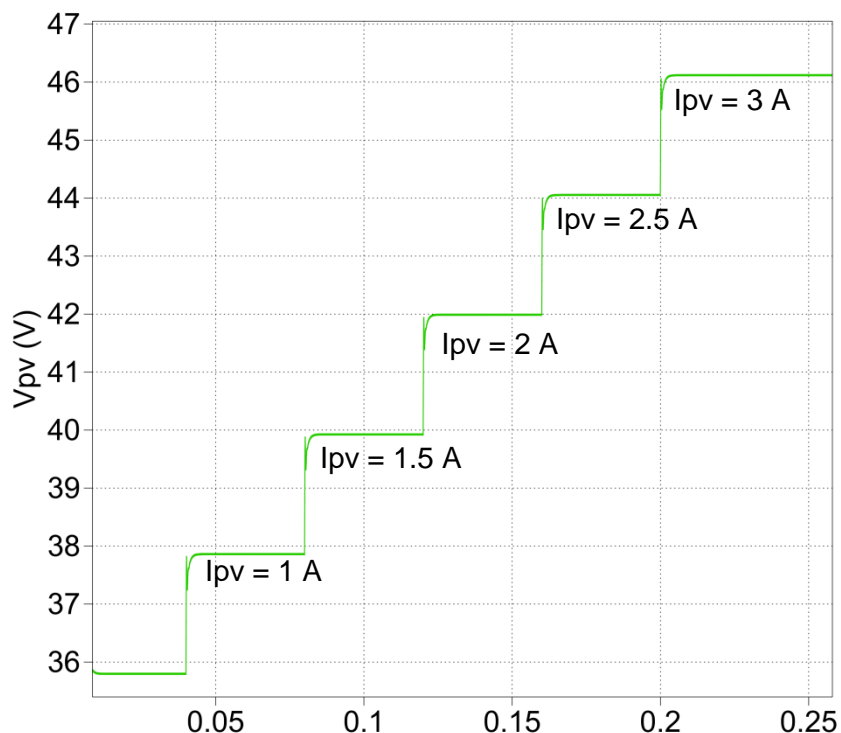
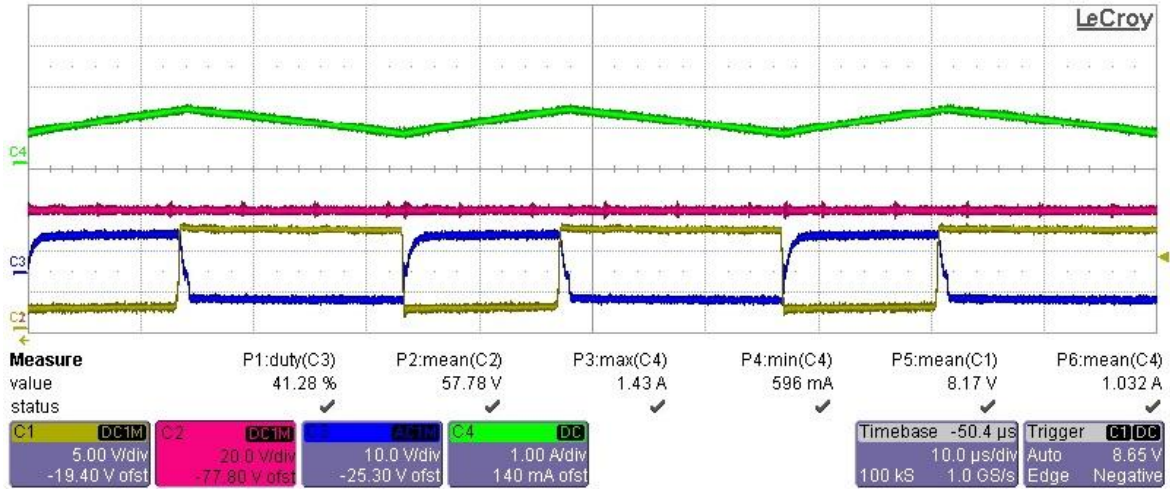


Figura 6.2.1.4 – Andamento di  $V_{pv}$  con un fattore di scala pari a 20 e con  $m=0.2963$

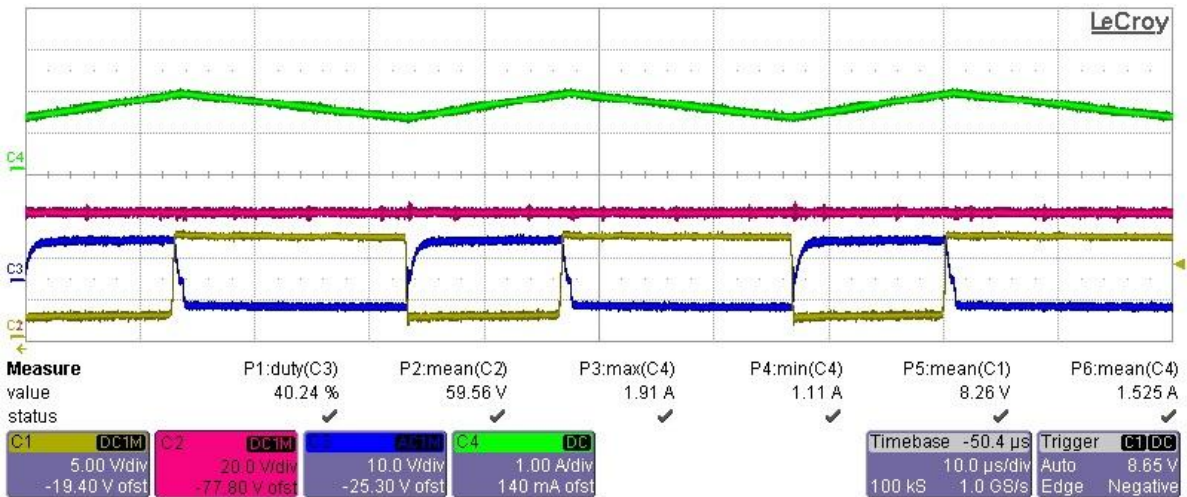
## 6.2.2 Simulazione di una stringa con due pannelli fotovoltaici

Nella successiva fase di misure si torna ad utilizzare il fattore di scala utilizzato nella fase di progettazione e si mantiene come coefficiente angolare il valore  $m = 0.2963$  e  $q = -10.25$ .

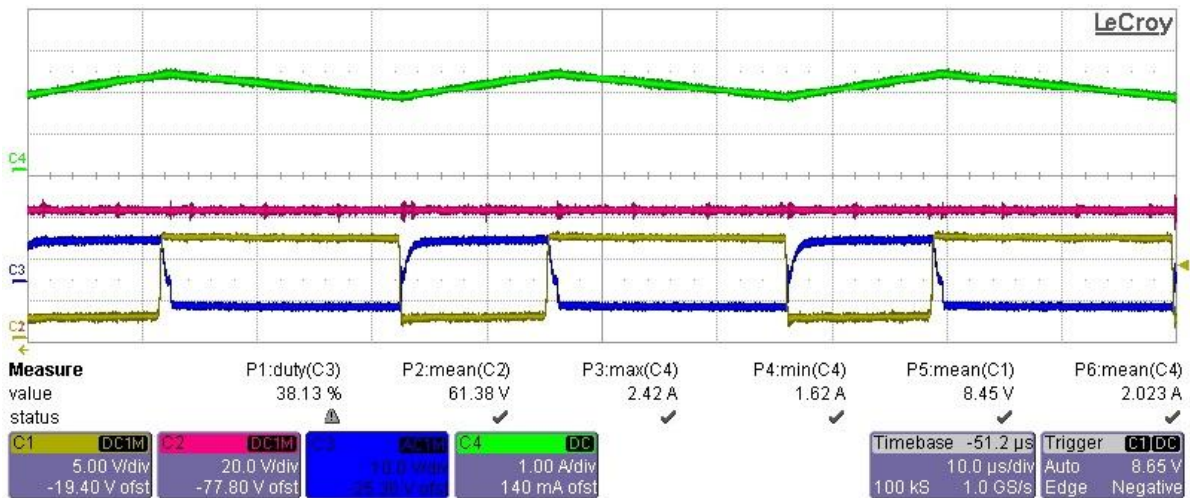
Vengono riportati in Figura 6.2.2.1 i risultati ottenuti ad intervalli regolari di variazione della corrente erogata dal generatore Agilent.



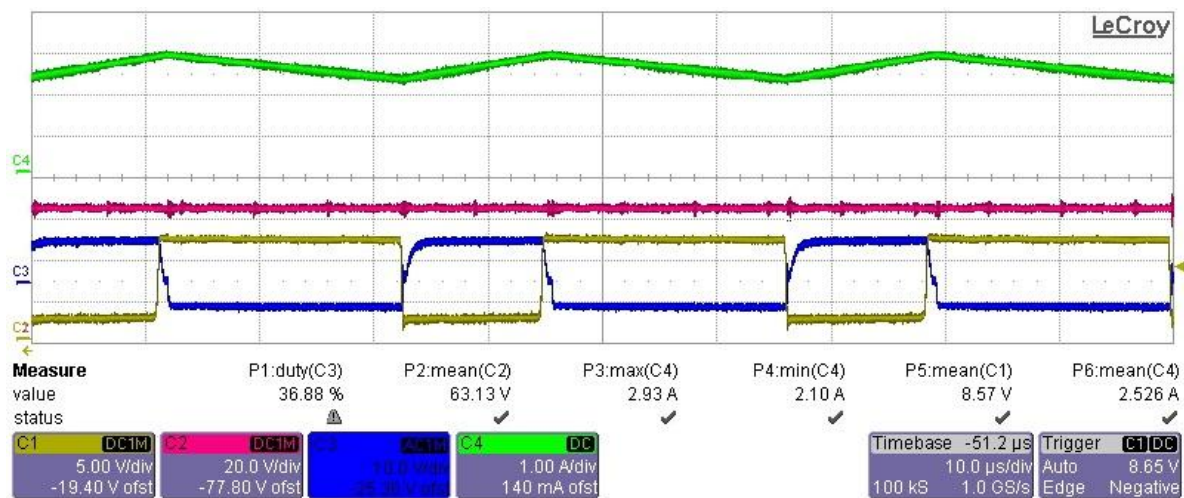
(a)



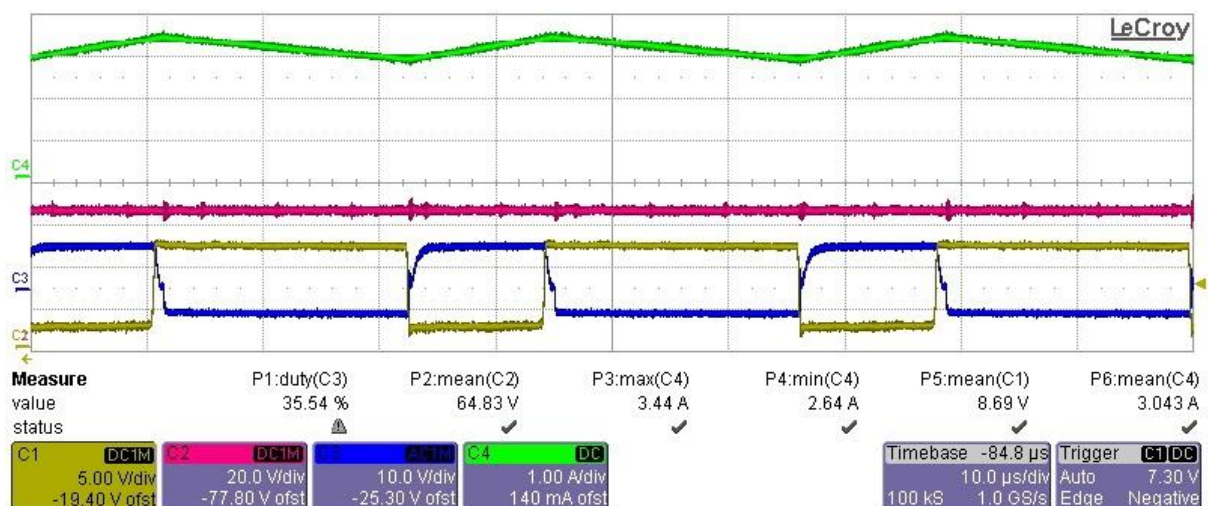
(b)



(c)



(d)



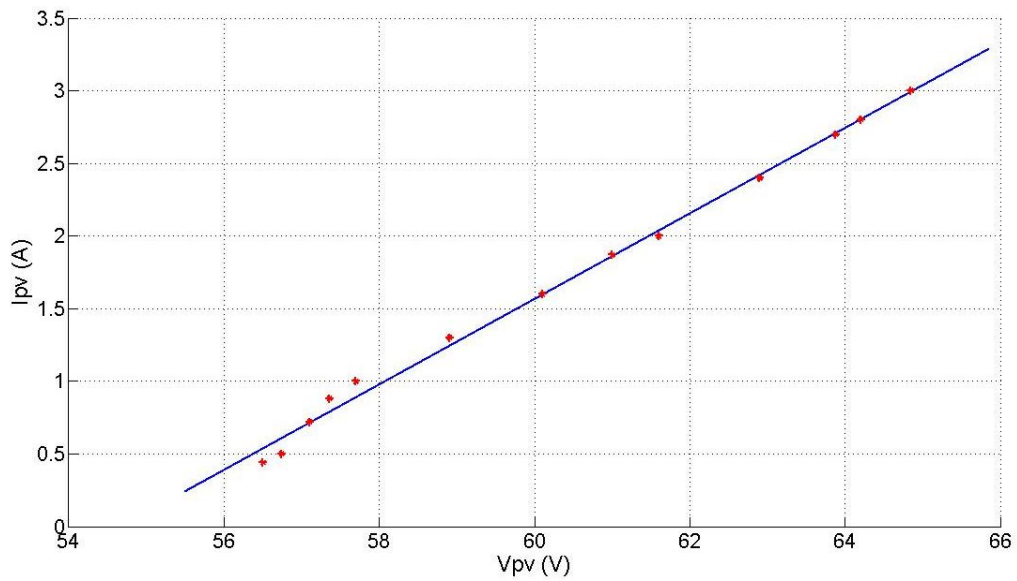
(e)

Figura 6.2.2.1 - Andamento delle grandezze considerate al variare della corrente erogata con intervalli di 500 mA: (a) 1 A; (b) 1.5 A; (c) 2 A; (d) 2.5 A;(e) (d) 3 A

Come fatto precedentemente, i dati raccolti da questa misura vengono interpolati (vedi Figura 6.2.2.2) per verificare se l' inseguimento della retta progettata viene eseguito in maniera corretta. I coefficienti della retta che si ottengono sono:

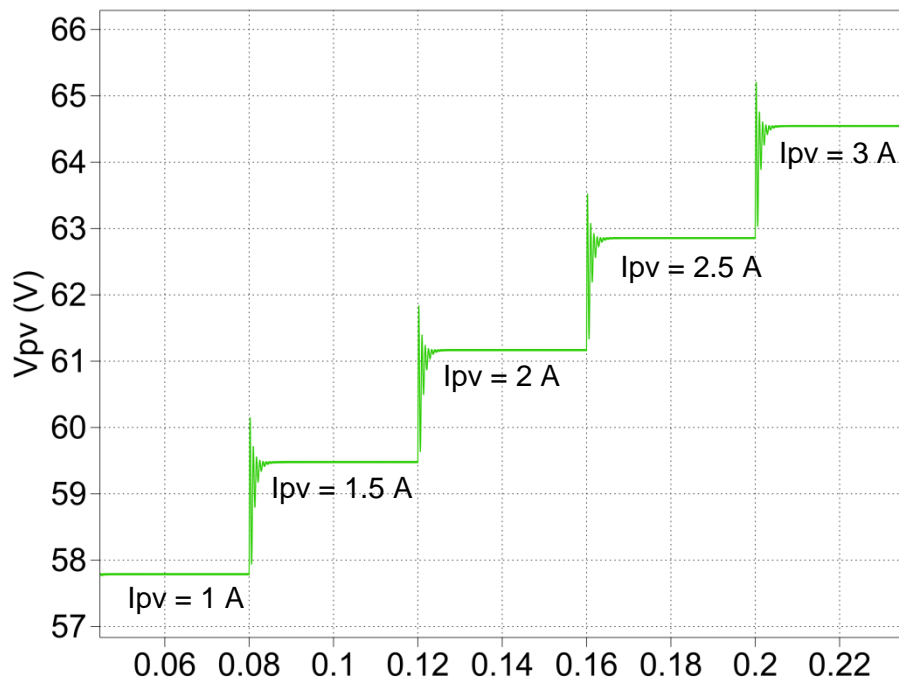
$$m_2 = 0.2942 \quad q_2 = -11.08$$





**Figura 6.2.2.2** – Regressione lineare dei valori raccolti

Anche in questo caso è possibile confrontare le misure fatte con i dati ottenuti dal modello simulato (vedi Figura 6.2.2.3) dopo aver impostato i vari parametri (fattore di scala, m e q).



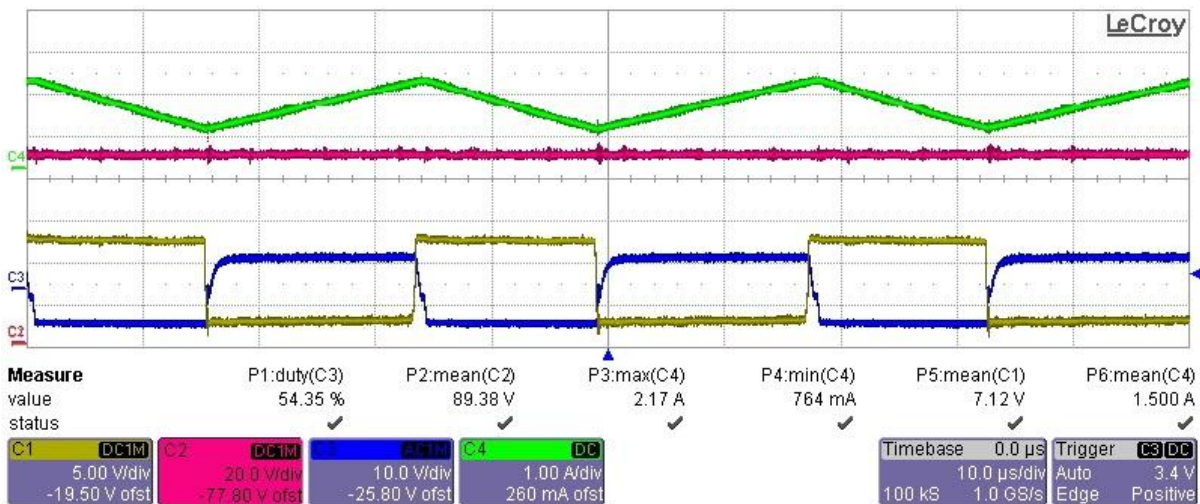
**Figura 6.2.2.3** - Andamento di V<sub>pv</sub> con un fattore di scala pari a 50 e con m=0.2963

### 6.2.3 Simulazione di una stringa con tre pannelli fotovoltaici

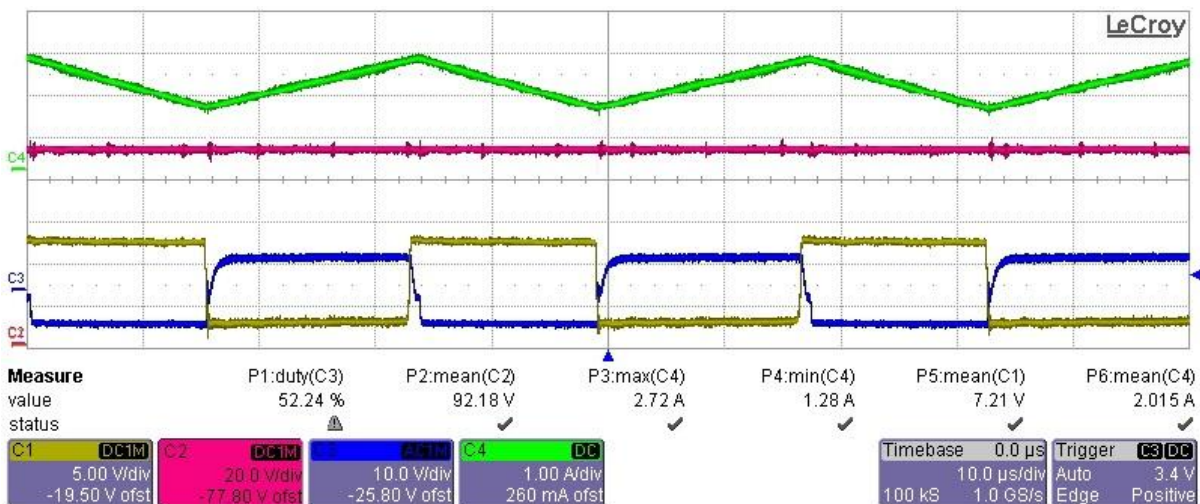
In questa fase di misure si applica una tensione all' uscita del convertitore BOOST pari a 200V.

I coefficienti della retta impostati inizialmente sono  $m = 0.1969$  e  $q = -18.295$  e permettono di ottenere i risultati riportati in Figura 6.2.3.1.

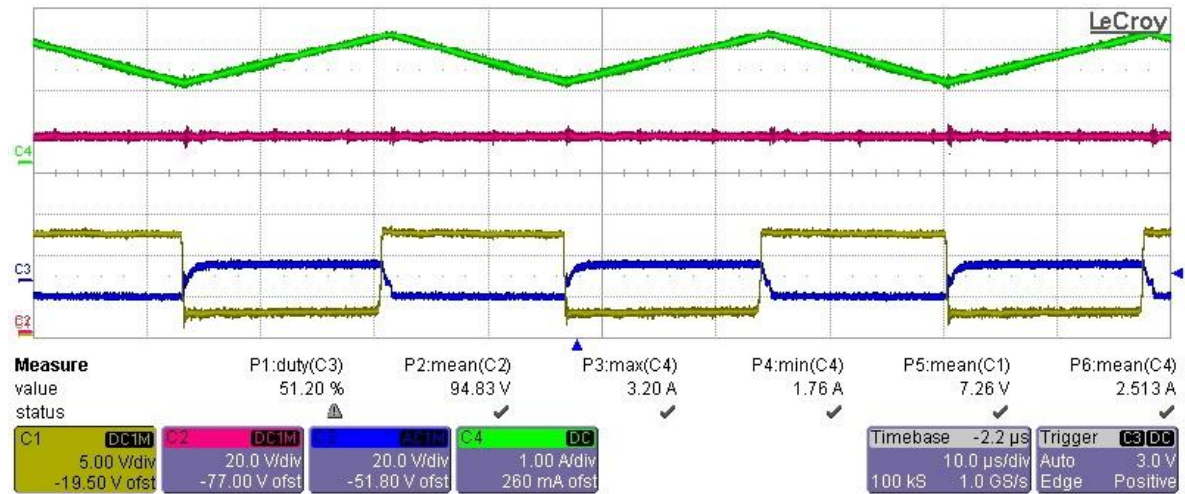
Dai valori misurati e confrontandoli con quelli riportati nei paragrafi precedenti, si può notare che, mantenendo lo stesso intervallo di variazione della corrente in ingresso, il range di tensione aumenti al diminuire del coefficiente  $m$ ,



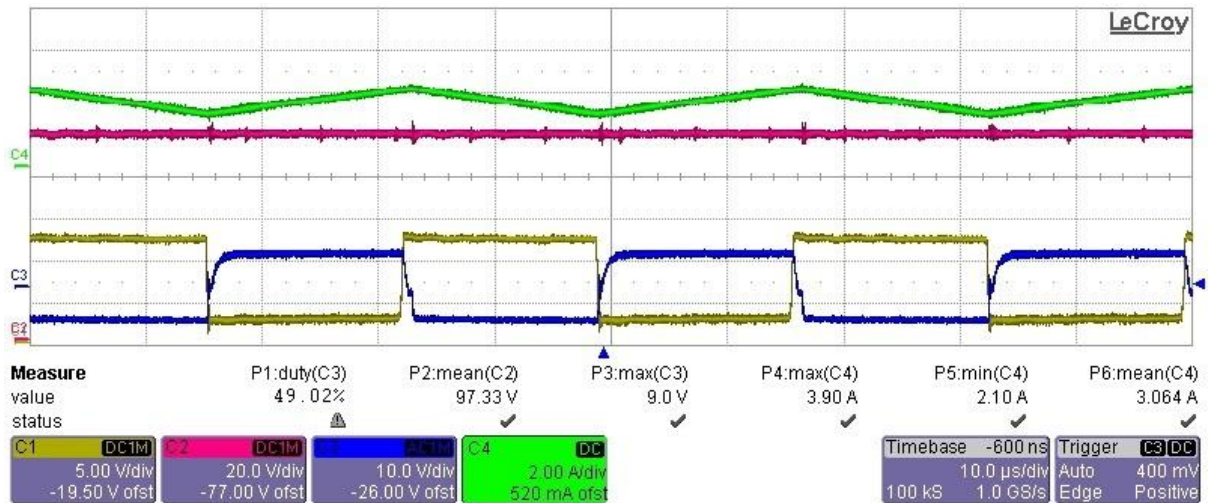
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figura 6.2.3.1** - Andamento delle grandezze considerate al variare della corrente erogata con intervalli di 500 mA: (a) 1.5 A; (b) 2 A; (c) 2.5 A;(d) 3 A

Eseguendo le stesse operazioni fatte precedentemente ed interpolando i valori raccolti si ottiene un buon inseguimento della retta interpolatrice progettata visto che lo scostamento del coefficiente  $m$  è minimo mentre  $q$ , avendo aumentato la tensione in uscita, si avvicina maggiormente al valore di progetto.

La retta interpolatrice ottenuta (Figura 6.2.3.2) è costituita quindi dai seguenti coefficienti:

$$m_3 = 0.1856 \quad q_3 = -15.1$$

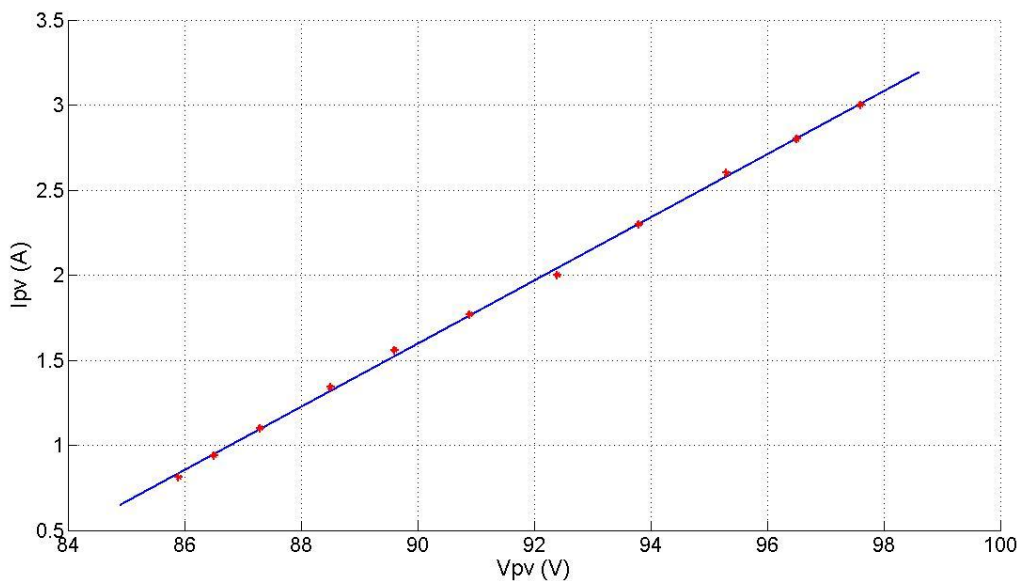


Figura 6.2.3.2 – Retta interpolatrice dei valori misurati:  $m_3 = 0.1856$ ;  $q_3 = -15.1$

Anche con questa configurazione si può notare come l' andamento reale delle grandezze rilevate rispecchi quello dato dal modello simulato dell' algoritmo LIMPP (Figura 6.2.3.3)

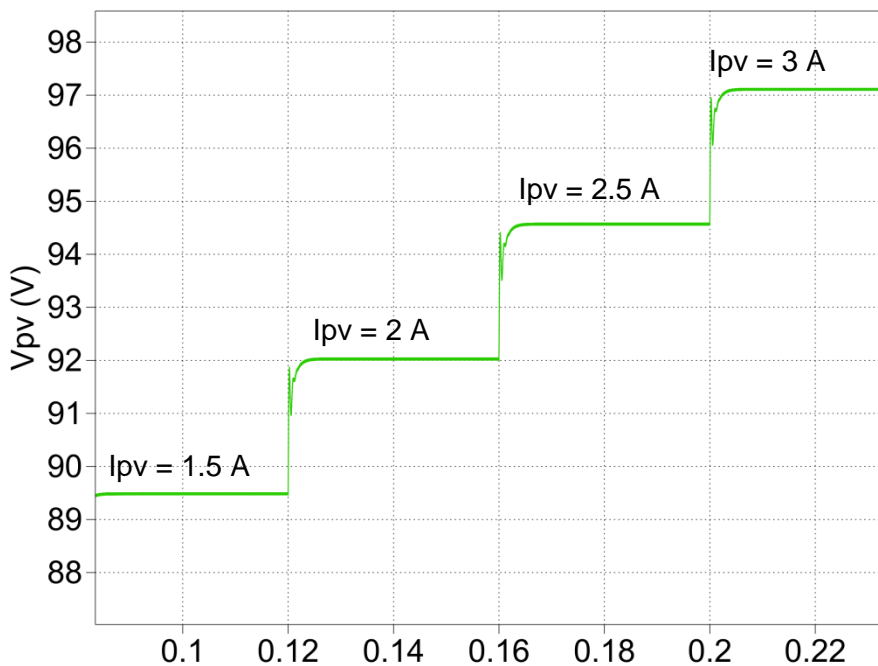


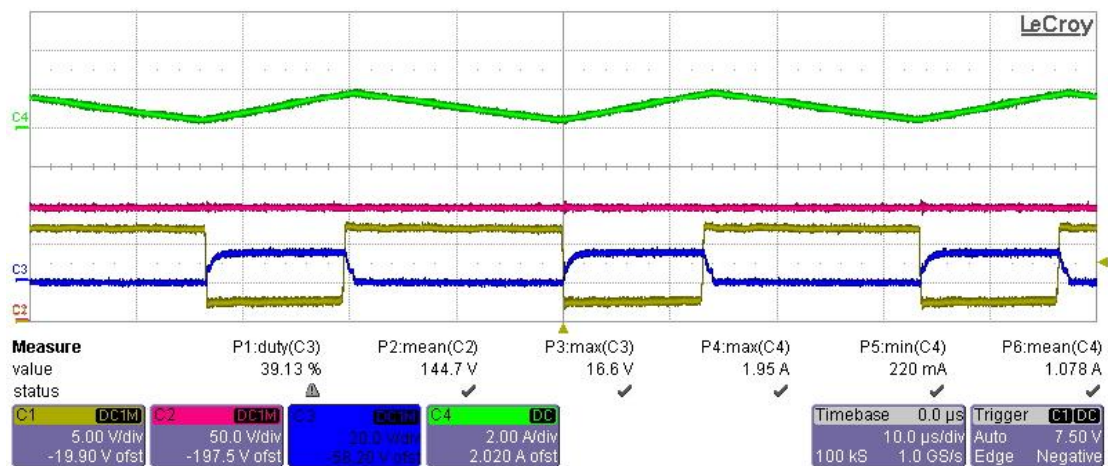
Figura 6.2.3.3 – Andamento di Vpv con  $m = 0.1969$ ,  $q = -15.1$

### 6.2.4 Simulazione di una stringa con cinque pannelli fotovoltaici

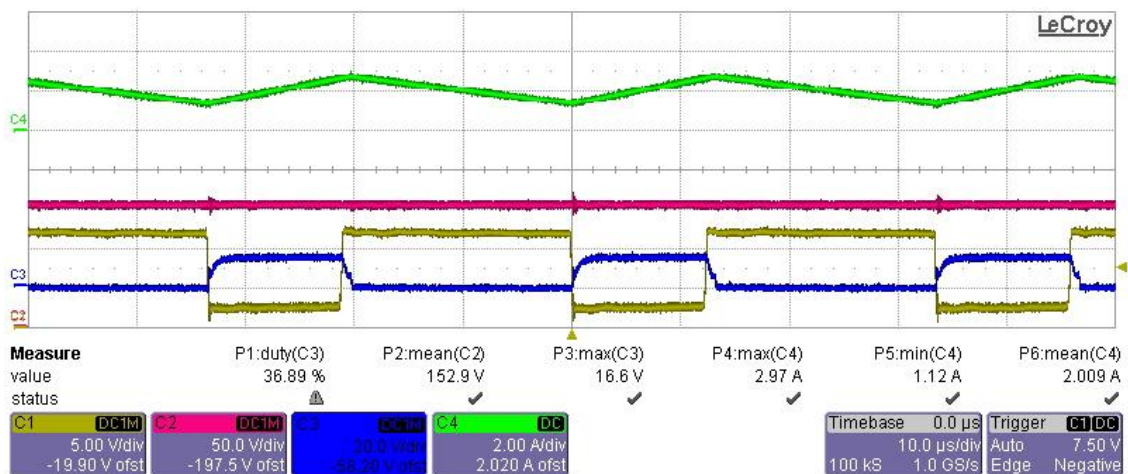
In questo paragrafo si riporteranno le ultime misure eseguite su questo progetto, dimostrando, come fatto precedentemente, che se si riesce a seguire l'andamento della retta progettata, questa permetterà alla sorgente fotovoltaica di lavorare in prossimità dell' MPP. Nella configurazione a 5 pannelli la retta da implementare è la seguente:

$$I_{PV} = 0.1181V_{PV} - 18.295$$

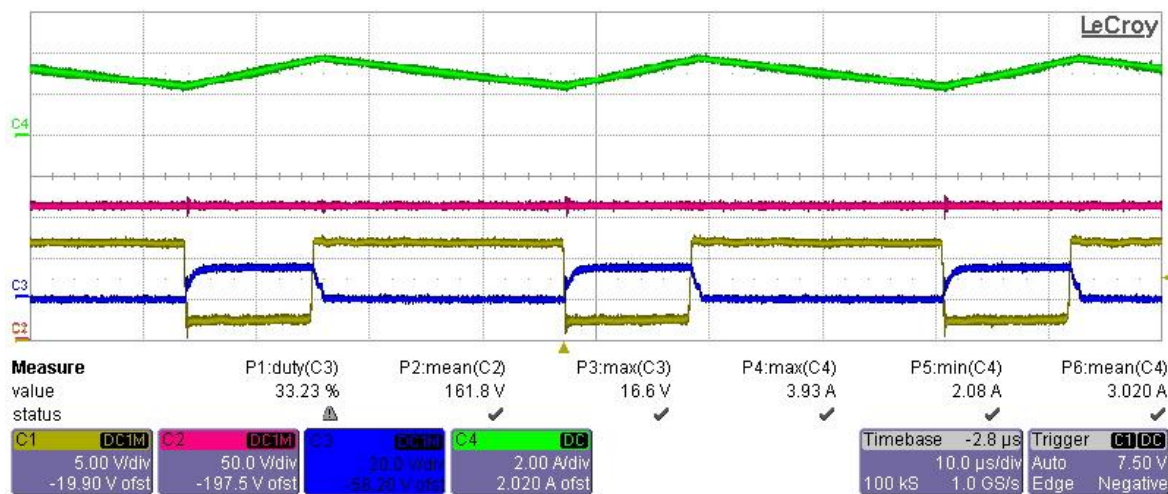
Utilizzando tuttavia un carico a 250V, si necessita un ridimensionamento di q, fissandolo ad un valore pari a -15.2. Si ottengono, quindi, le misure riportate in Figura 6.2.4.1.



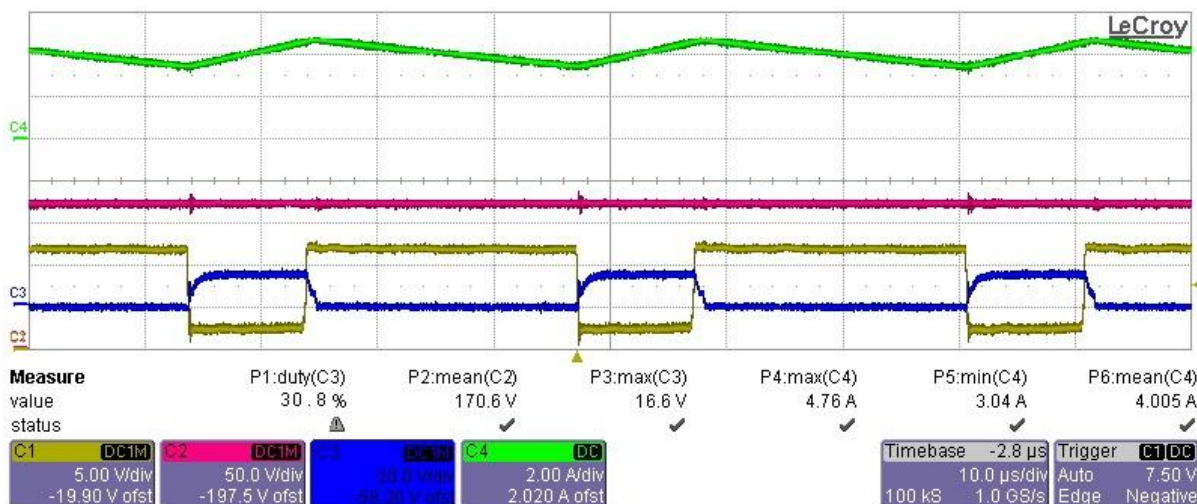
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.2.4.1 - Andamento delle grandezze considerate al variare della corrente erogata con intervalli di 1 A: (a) 1 A; (b) 2 A; (c) 3 A;(d) 4 A

Di seguito si riportano, in Figura 6.2.4.2 e in Figura 6.2.4.3, la regressione lineare ottenuta tramite i punti ottenuti durante le misure e, rispettivamente, l'andamento della tensione  $V_{pv}$  simulata con il modello PLEX nelle medesime condizioni operative.

Per quanto riguarda l'interpolazione lineare si ottiene una retta caratterizzata dai seguenti coefficienti:

$$m_4 = 0.1135 \quad q_4 = -15.37$$

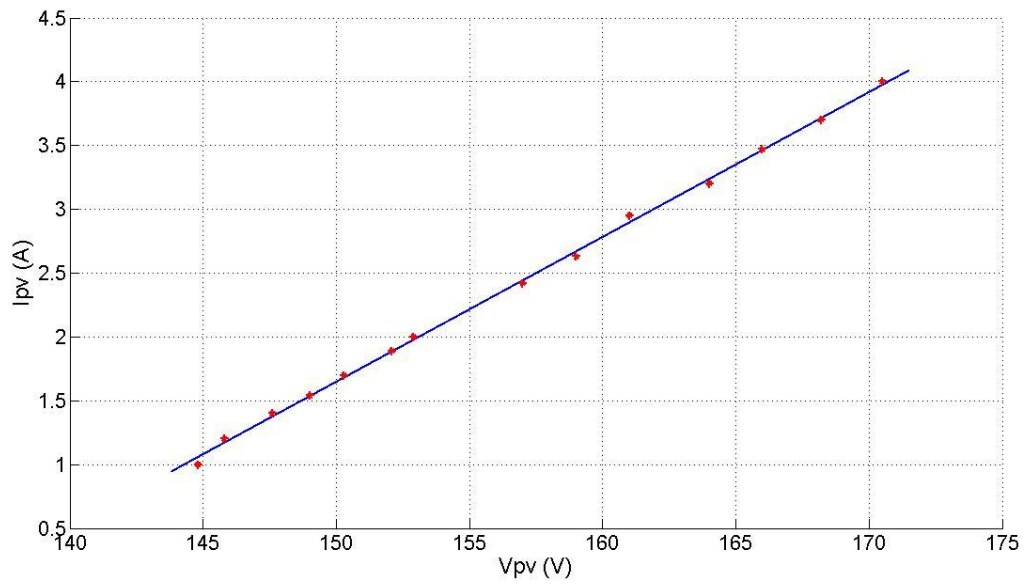


Figura 6.2.4.2 - Retta interpolatrice dei valori misurati:  $m_3 = 0.1135$ ;  $q_3 = -15.37$

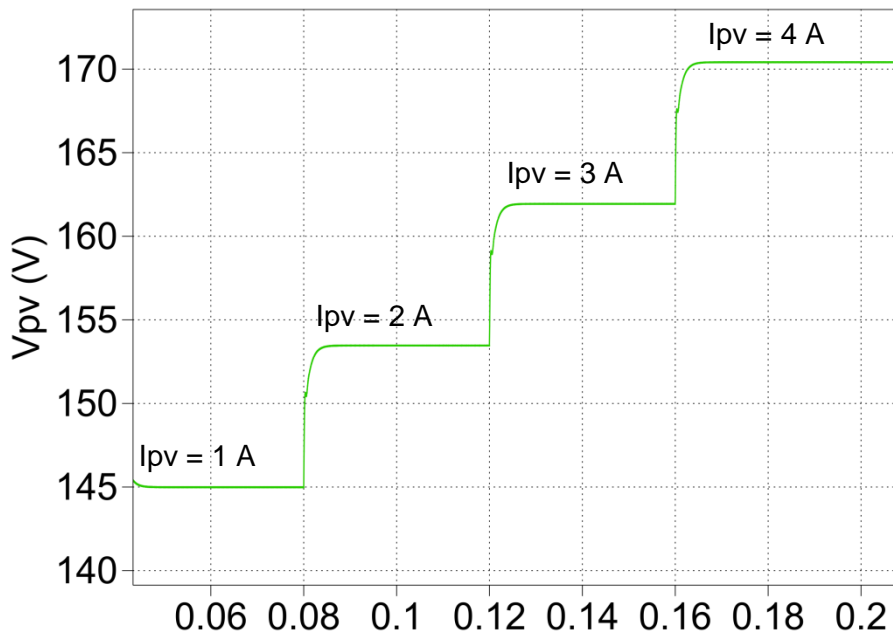
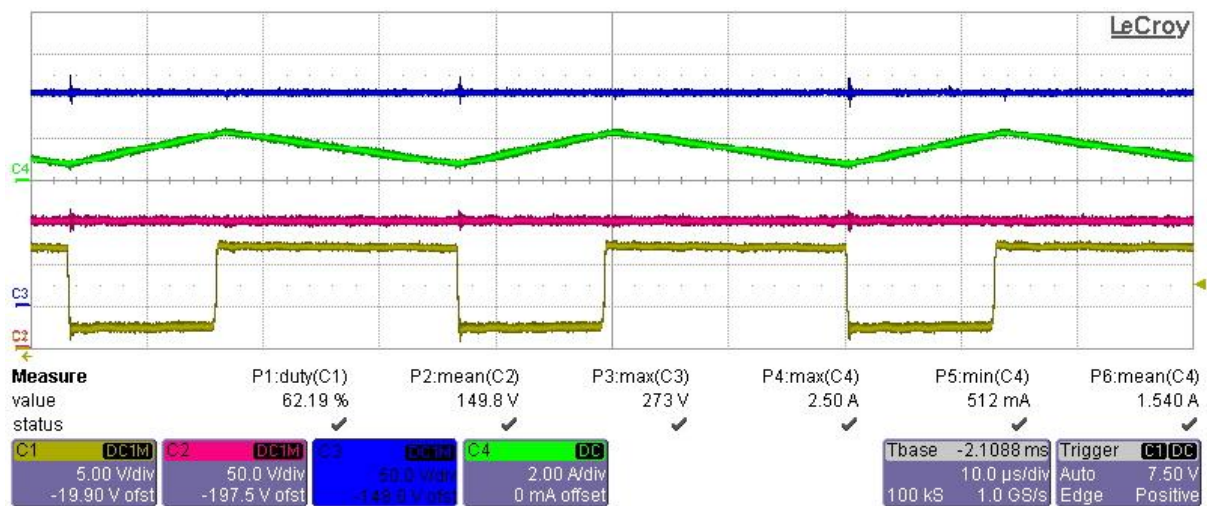
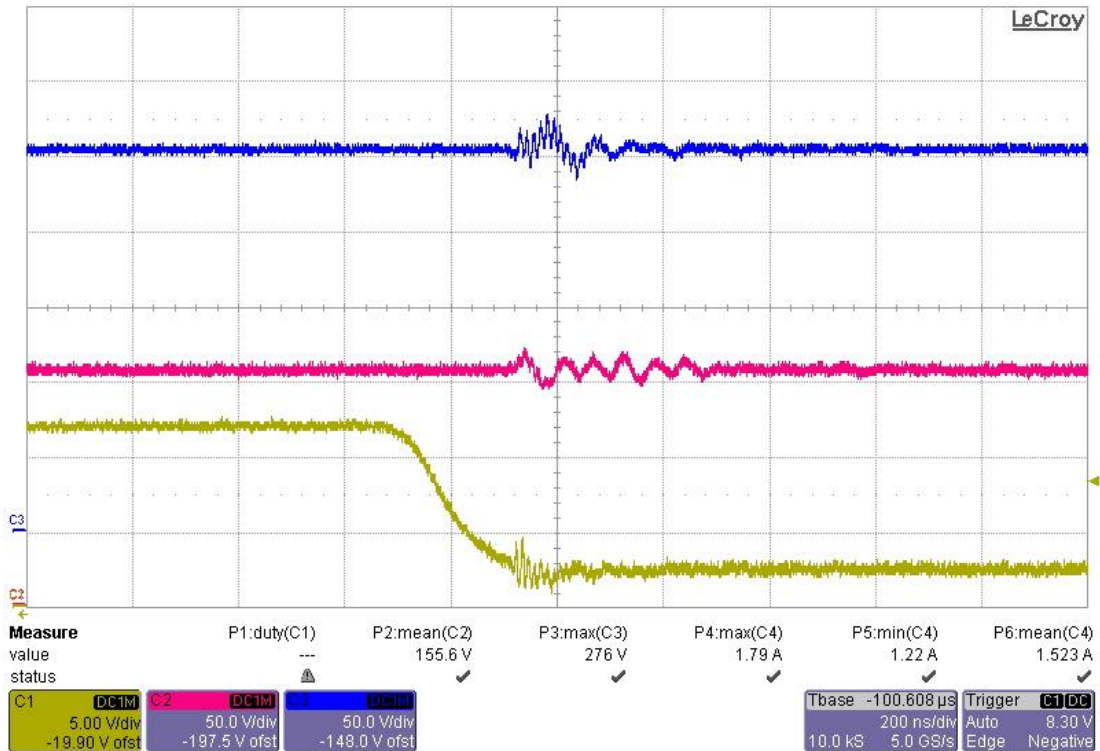


Figura 6.2.4.3 – Andamento di V<sub>pv</sub> con  $m = 0.1181$ ,  $q = -15.37$

Successivamente (Figura 6.2.4.3) si riporta l'andamento della tensione d'uscita (traccia blu) in una particolare condizione di lavoro. Come si può notare sono presenti, per ogni fronte di discesa del segnale di comando generato dal modulatore PWM, degli spike di tensione



(a)



(b)

Figura 6.2.4.3 – (a) tensione d'uscita (traccia blu) ; (b) particolare del ripple



Come si può notare nel particolare della figura, questo spike di tensione avviene in prossimità di un disturbo presente sul segnale di comando.

In origine tale disturbo aveva delle oscillazioni molto più ampie che portavano anche all'accensione improvvisa dei dispositivi IGBT. Si è notato che la fonte del problema era sul layout del circuito di controllo in quanto le piste di comando non erano sufficientemente "coperte" da un piano di massa. Si è cercato quindi di migliorare il layout, ottenendo dei notevoli miglioramenti. Prestazioni più performanti si possono ottenere con una revisione ulteriore del layout, ponendo le uscite del modulatore PWM più vicine al connettore a 14 vie e ai piani di massa.

Un'altro particolare che si vuole far notare è la velocità con cui si stabilizza la tensione d'ingresso nel punto di massima efficienza. In questo caso (vedi Figura 6.2.4.4) si prende come esempio il punto operativo caratterizzato da un corrente pari 1.5 A.

In circa 20 – 25 ms il sistema si porta a regime e, secondo il modello PLEX, per tensioni maggiori si possono raggiungere i 40 – 50 ms, dimostrando che il l' algoritmo di controllo permette di raggiungere l MPP con elevata rapidità.

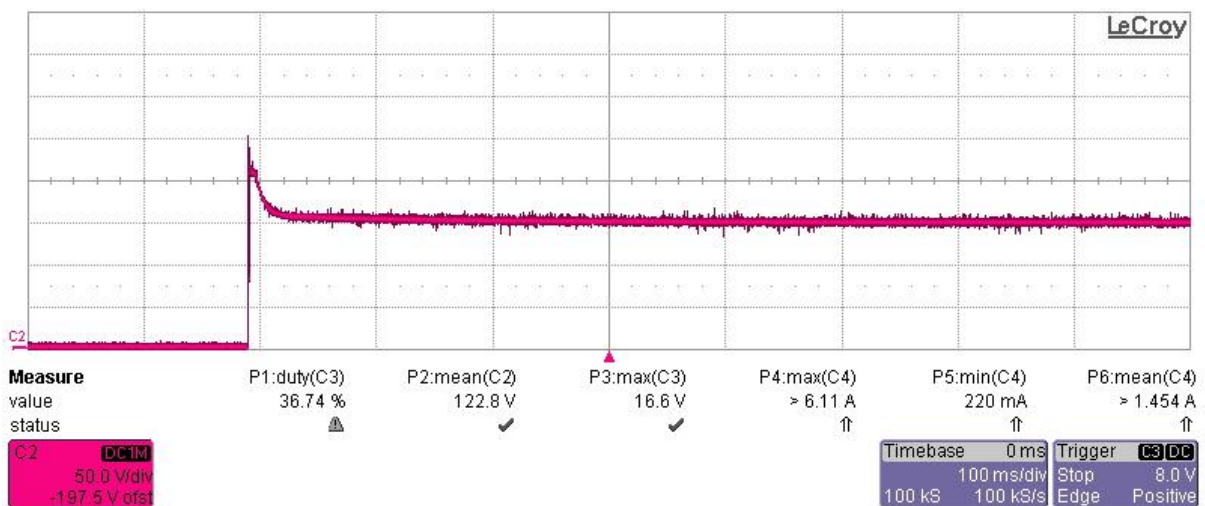


Figura 6.2.4.4 – Istante di accensione del circuito di controllo



# Conclusioni

Il lavoro effettuato in questo periodo di tesi ha permesso di sviluppare una nuova tecnica per la ricerca del MPP da applicare ad un convertitore BOOST interfacciato ad una stringa fotovoltaica per applicazioni domestiche.

L' algoritmo progettato, denominato LIMPP, insegue il MPP basandosi su interpolazione lineare che raggiunge, con un errore molto piccolo, i vari punti di massima potenza.

Il controllo viene effettuato utilizzando un sensing di corrente e uno di tensione. Quest' ultima funge da variabile indipendente nell' equazione di primo grado che genera il riferimento di corrente.

Le misure effettuate, limitate a basse tensioni, hanno permesso di riscontrare che il controllo analogico ideato permette di prelevare dalla sorgente fotovoltaica una tensione molto vicina a quella data dal simulatore utilizzato

Si è notato che la velocità con cui si raggiunge l MPP è più elevata (decina di millisecondi) rispetto a quella impiegata da altri sistemi di controllo. Inoltre a regime la potenza estratta dal pannello è costante, al contrario di ciò che avviene con altri algoritmi che basano il loro funzionamento sulla perturbazione continua di una delle due grandezze (tensione e corrente).

Altro particolare da sottolineare è il fatto che l' algoritmo LIMPP utilizza un controllo che risulta essere praticamente indipendente dalla conduttanza caratteristica, parametro che dipende dal punto di lavoro della stringa.

Eventuali sviluppi di questo algoritmo, si basano sull' impiego di un controllo digitale che permetterebbe di gestire il lavoro nel punto di massima potenza in funzione non solo del livello di insolazione incidente, ma anche di tutte quelle variabili che influenzano il funzionamento del pannello fotovoltaico (temperatura, inclinazione, periodo dell' anno, ecc.). Il controllo digitale permetterebbe anche di utilizzare funzioni interpolatrici di grado maggiore, complicate da realizzare per via analogica, riducendo ancora di più la differenza tra MPP e punto interpolato.

Infine l' implementazione numerica consentirebbe, una volta a regime, di perfezionare il punto di lavoro andando ad agire sui parametri  $m$  e  $q$  o, comunque, sui coefficienti della funzione interpolatrice.

# Bibliografia

- [1] L. Malesani, P. Mattavelli, G. Spiazzi: Dispense del corso di Elettronica Industriale, A.A 2005-2006
- [2] G. Spiazzi: Dispensa del corso di Elettronica di potenza, A.A 2008-2009
- [3] F. Groppi, C. Zuccaro: Impianti solari fotovoltaici a norme CEI, Editoriale Delfino, Milano, 2007
- [4] Trishan Eram, Patrick L. Chapman: "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques"
- [5] Yeong-Chau Kuo, Tsorng-Juu Liang, Jiann-Fuh Chen: "Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic Energy Conversion System", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 48, no. 3, june 2001
- [6] Geoff Walker: "Evaluating mppt converter topologies using a matlab pv model", University of Queensland, Australia.
- [7] Sachin Jain, Vivek Agarwal: "New Algorithm for Rapid Tracking of Approximate Maximum Power Point in Photovoltaic Systems", IEEE POWER ELECTRONICS LETTERS, vol. 2, no. 1, march 2004
- [8] Miguel Gonçalves Wanzeller, Raimundo Nazareno Cunha Alves, João Viana da Fonseca Neto, Wellington Alex dos Santos Fonseca: "Current Control Loop for Tracking of Maximum Power Point Supplied for Photovoltaic Array", IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, vol. 53, no. 4, august 2004

- [9] KK Tse, MT HO, Henry S.-H Chung, SY Hui: "A novel maximum power tracker for PV panels using switching frequency modulation", IEEE transaction on Power Electronics, November 2002, pp.980-989
- [11] Y.-T Hsiao and C.-H. Chen: "Maximum power tracking for photovoltaic power system" in Conf. Record of the 37<sup>th</sup> IAS Annual Meeting INd. Applicat. Conf. 2002, pp. 1035-1040
- [12] E.N. Costogue and S. Lindena: "Comparison of candidate solar array maximum power utilization approaches" in Intersociety energy conversion eng. Conf.
- [13] Weidong Xiao, Magnus G. J. Lind, William G. Dunford, Antoine Capel: "Real-Time Identification of Optimal Operating Points in Photovoltaic Power Systems", IEEE transactions on industrial electronics, vol. 53, no. 4, august 2006
- [14] Dimosthenis Peftitsis, Georgios Adamidis, Anastasios Balouktsis: "A New MPPT Method for Photovoltaic Generation Systems Based on Hill Climbing Algorithm", Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines
- [15] Xiaowei Wang, Jun Gao, Wenping Hu, Zhengang shi, Baofeng Tang: "Research of Effect on Distribution Network with Penetration of Photovoltaic System", UPEC2010 31st Aug - 3rd Sept 2010
- [16] TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors, Data Manual
- [17] Marco Prosperi, Claudio Minelli: "Dossier Solare Fotovoltaico", Progetto RES & RUE Dissemination
- [18] Daniele Cenni: "La progettazione dell'impianto fotovoltaico: aspetti teorici e tecnici"

[19] <http://www.enel.it>

[20] <http://www.enea.it>

[21] <http://www.wikipedia.it>