

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA  
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE DII

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN  
INGEGNERIA ENERGETICA

**ALGORITMI DI OTTIMIZZAZIONE MPPT PER  
L'ENERGY HARVESTING INDOOR TRAMITE  
MODULI FOTOVOLTAICI**

Relatore:

**Chiarissimo Prof. Nicola Trivellin**

Candidato:

**Fabio Tomassini**

Correlatori:

**Chiarissimo Prof. Alessandro Pozzebon**

**Dott. Alessandro Caria**

**Dott. Matteo Bertoncello**

Matricola:

**2023523**

Anno accademico 2021-2022



# INDICE

## **CAPITOLO 1. L'Energy Harvesting**

1.1 Introduzione.....	6
-----------------------	---

## **CAPITOLO 2. Tecnologia fotovoltaica**

2.1 Principio di funzionamento di una cella fotovoltaica .....	11
2.1.1 Funzione di distribuzione di Fermi-Dirac .....	16
2.1.2 La conversione fotovoltaica .....	17
2.1.3 Circuito equivalente della cella fotovoltaica .....	21
2.2 Stato dell'arte delle diverse tecnologie .....	23
2.2.1 Celle in silicio monocristallino .....	29
2.2.2 Celle in silicio policristallino .....	30
2.2.3 Celle in silicio amorfo .....	31
2.2.4 Celle in CIGS .....	31
2.2.5 Celle DSSC .....	32

## **CAPITOLO 3. Caratterizzazione dei moduli**

3.1 Caratterizzazione dei moduli.....	35
3.1.1 External Quantum Efficiency.....	36
3.1.2 Matching spettrale .....	42
3.1.3 Caratteristica I-V di un modulo fotovoltaico .....	46
3.1.4 Calibrazione del simulatore solare .....	47
3.1.5 Calibrazione della lampada e dello spettrometro .....	51
3.1.6 Caratteristiche I-V dark.....	59
3.2 Stima dei parametri elettrici dei moduli.....	61

3.2.1 Metodo di approssimazione lineare dei dati sperimentali .....	62
3.2.2 Metodo di approssimazione polinomiale dei dati sperimentali.....	63
3.2.3 Metodo di approssimazione esponenziale dei dati sperimentali.....	64
3.2.4 Determinazione dei modelli di approssimazione .....	64
3.3 Determinazione del transitorio da $V_{SC}$ a $V_{OC}$ e da $V_{MPP}$ a $V_{OC}$ .....	73
3.3.1 Carica del condensatore da stato nullo.....	75
3.3.2 Carica del condensatore da stato non nullo.....	76
3.3.3 Transitorio dalla condizione di $V_{SC}$ a quella di $V_{OC}$ .....	77
3.3.4 Transitorio dalla condizione di $V_{MPP}$ a quella di $V_{OC}$ .....	81
3.3.5 Tempo di salita e media mobile .....	84
3.3.6 Durata del transitorio da $V_{MPP}$ a $V_{OC}$ in funzione della $V_{OC}$ .....	93

## **CAPITOLO 4. La piattaforma hardware Arduino**

4.1 Conversione analogico-digitale.....	98
4.1.1 Quantizzazione.....	98
4.2 La piattaforma hardware Arduino.....	99
4.2.1 Modulazione PWM.....	100
4.2.2 Valore medio di un segnale periodico.....	101
4.2.3 Input analogico.....	102

## **CAPITOLO 5. Algoritmi di ottimizzazione MPPT**

5.1 Algoritmi di MPPT.....	103
5.1.1 Convertitore buck-boost LTC3106.....	104
5.1.2 Algoritmo della tensione operativa come funzione della $V_{OC}$ .....	106
5.1.3 Algoritmo di Perturb and Observe (P&O).....	111

## **CAPITOLO 6. Test sperimentali**

6.1 Test sperimentali di producibilità in termini di energia.....	118
6.1.1 Producibilità dell'algoritmo della tensione operativa come funzione della $V_{OC}$ .....	119
6.1.2 Producibilità dell'algoritmo di Perturb and Observe.....	120

## **CAPITOLO 7. Considerazioni finali**

7.1 Conclusioni.....	122
----------------------	-----

<b>BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>124</b>
--------------------------	------------

# CAPITOLO 1

## 1.1 INTRODUZIONE

In questi ultimi anni è cresciuto di molto l'interesse verso tutte quelle tecnologie in grado di convertire l'energia ambientale in energia elettrica. Pur non rappresentando la soluzione definitiva ai problemi energetici globali o alla transizione ecologica verso forme di energia pulite, viste le ridotte quantità di energia prodotte, l'energy harvesting (letteralmente "raccolta di energia") è sempre più sfruttato in molte applicazioni elettroniche per sopperire ai problemi di alimentazione di molti dispositivi a basso consumo [1]. Infatti, la forza di tale tecnica risiede nella possibilità di poter sostituire i tradizionali metodi di alimentazione, ingombranti e poco flessibili, con sistemi di alimentazione più dinamici. Si pensi, ad esempio, alla possibilità di poter caricare le batterie di un dispositivo in qualunque luogo senza bisogno di allacciarsi alla rete elettrica; oppure alla possibilità di eliminare, in alcune applicazioni, le costose batterie a favore di semplici circuiti di alimentazione, che si attivano al bisogno, grazie all'energia proveniente dall'ambiente esterno [2]. L'energy harvesting è una tecnica che consente di catturare e recuperare l'energia proveniente dagli ambienti antropizzati, come ad esempio l'energia elettromagnetica, l'energia del calore, l'energia luminosa, oppure l'energia proveniente dalle vibrazioni di differenti fenomeni. Catturare l'energia direttamente dall'ambiente rappresenta dunque un'eccezionale alternativa all'uso di batterie per l'alimentazione di circuiti elettronici a basso consumo. Un altro esempio di applicazione dell'energy harvesting si ha nel settore residenziale e commerciale degli edifici. Come riportato dall'articolo *Review of the application of energy harvesting in buildings* [3], dai diversi tipi di energia presenti all'interno degli edifici, che si trovano sotto forma di energia elettromagnetica (ottica e a radiofrequenza), cinetica, termica e le fonti energetiche basate sul flusso d'aria, si riescono a ricavare discrete quantità di potenza. Infatti, i calcoli basati sulle misure della potenza elettrica prodotta e sulle specifiche tecniche degli harvester più avanzati, mostrano che le potenze raccolte tipiche siano:

- Cella solare indoor (area attiva di  $9 \text{ cm}^2$ ):  $\sim 300 \mu\text{W}$  da un'intensità luminosa di 1000 lux (unità di misura per l'illuminamento);
- Harvester termoelettrico (volume di  $1,4 \text{ cm}^3$ ):  $6 \text{ mW}$  da un gradiente termico di  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ;
- Harvester di energia cinetica periodico (volume di  $0,15 \text{ cm}^3$ ):  $2 \mu\text{W}$  da un'accelerazione vibrazionale di  $0,25 \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$  a  $45 \text{ Hz}$ ;

- Harvester di onde elettromagnetiche (antenna di 13 cm di lunghezza ed efficienza di conversione di 0.7): 1  $\mu\text{W}$  con una potenza della sorgente a radiofrequenza di 25 dBm (unità di livello assoluta riferita alla potenza di 1 mW);
- Harvester a flusso d'aria (turbina eolica con una pala di 6 cm di diametro ed efficienza di conversione elettromeccanica di 0.41): 140 mW da un flusso d'aria di  $8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ .

Questi risultati evidenziano l'elevato potenziale della tecnologia di raccolta dell'energia negli edifici e l'attrattiva relativa di queste diverse tecnologie. L'energia raccolta può essere utilizzata per sostituire le batterie esistenti o per prolungare la durata delle batterie ricaricabili per dispositivi elettronici di bassa potenza ( $\sim 1 \text{ mW}_e$ ) [3]. Tra le varie tecnologie di energy harvesting annoverate, quella fotovoltaica è sicuramente la più diffusa e consolidata. L'harvesting di energia fotovoltaica permette di ottenere energia elettrica dalla luce ambientale, sia naturale che artificiale, utilizzando celle fotovoltaiche. La quantità di energia raccolta dipende dall'intensità e dal contenuto spettrale della luce che incide sulla superficie della cella, dall'angolo di incidenza della luce rispetto al piano della cella, dalle dimensioni, dalla sensibilità, dalla temperatura e dal tipo di celle utilizzate. Una considerazione importante per quanto riguarda l'energy harvesting fotovoltaico è la sorgente dell'energia luminosa che deve essere raccolta, dato che la composizione spettrale della luce differisce da quella naturale a quella artificiale. Attualmente, la maggioranza delle sorgenti artificiali di illuminazione sono costituite dalle sorgenti LED, il cui spettro relativo è riportato a titolo d'esempio in figura 1.1 [3].

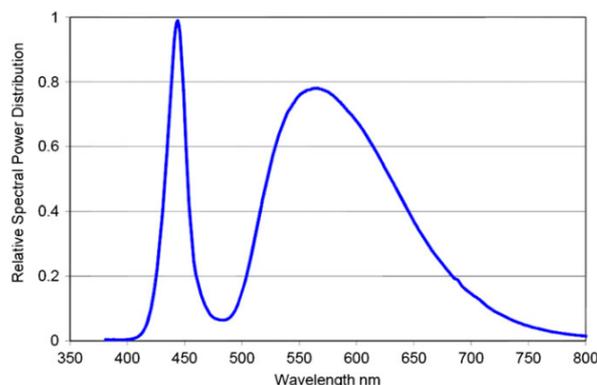


Figura 1.1: Spettro relativo di un LED bianco ad alta potenza LUXEON Rebel LXML-PWN2

I componenti elettronici alimentati da energy harvesting e, in particolare, da energia luminosa sono i più utilizzati ed in continuo aumento. In quest'ottica, questo lavoro di tesi si prefigge come fine quello di contribuire allo sviluppo di quest'ultima tecnica di energy harvesting che, al momento, sembra la più interessante e promettente. Si studieranno, dunque, diversi sistemi

di moduli fotovoltaici in grado di caricare una batteria. L'obiettivo della tesi è quello di analizzare la possibilità di sostituire, in alcune applicazioni, i moduli in silicio, attualmente i più utilizzati al mondo, con dei moduli DSSC (Dye-Sensitized Solar Cell) per applicazioni a basso consumo in ambienti controllati, come le serre. Le celle DSSC sono delle celle fotoelettrochimiche realizzate da un semiconduttore ( $\text{TiO}_2$ ) sul quale viene depositato un colorante (che può essere organico o inorganico), che funge da strato attivo in grado di convertire fotoni in elettroni. L'interesse per questo tipo di cella deriva dal fatto che esse promettono efficienze di conversione relativamente elevate e costi minori rispetto alle celle tradizionali in silicio e a film sottile. In una cella DSSC si ha un colorante che assume la stessa funzione che la clorofilla ha nella fotosintesi clorofilliana, tuttavia il processo della fotosintesi clorofilliana è diverso, infatti in una cella DSSC si ha la generazione di elettroni che vengono successivamente estratti attraverso un elettrolita, viceversa nel processo di fotosintesi gli elettroni generati partecipano ad una serie di reazioni chimiche i cui prodotti sono dei composti organici. Una differenza sostanziale rispetto alle celle convenzionali è che mentre l'assorbimento dell'energia luminosa, la generazione delle cariche elettriche e il trasporto di quest'ultime, vengano tutte assolte da un unico materiale (come nel caso del silicio), in una cella DSSC le tre funzioni sono separate e svolte da diverse componenti. In tal modo si possono ottimizzare i diversi passaggi attraverso l'utilizzo di diversi tipi di materiali [23]. Tuttavia, la tecnologia DSSC è oggi in uno stato di sviluppo avanzato e la sua commercializzazione si ritiene che possa essere ampliata nei prossimi anni per via del potenziale miglioramento dell'efficienza e della diminuzione dei costi. Vi sono, purtroppo, alcuni svantaggi derivanti dal modo di funzionamento di questa tecnologia: infatti, la necessità di complesse reazioni chimiche per garantirne il funzionamento inducono dei tempi di risposta lunghi nel passaggio dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto. Ciò risulta fondamentale nell'implementazione degli algoritmi di Maximum Power Point Tracking, ossia quegli algoritmi che permettono al modulo fotovoltaico di lavorare nel punto di erogazione di massima potenza. In particolare, in questo lavoro ci si concentrerà sull'algoritmo MPPT della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto. Questo algoritmo si basa sul principio secondo cui il punto di massima potenza è sempre una funzione della tensione a circuito aperto. Se il transitorio dalla condizione di MPP a quella di circuito aperto è relativamente lento, è necessario attendere un tempo elevato prima di effettuare la misura della tensione di circuito aperto ( $V_{oc}$ ) per imporre successivamente la tensione desiderata ai capi del generatore fotovoltaico: ciò implica un tempo di lunga durata in cui quest'ultimo non produce potenza elettrica utile.

Il fine di questa tesi è quello di caratterizzare vari moduli fotovoltaici, così come implementare due algoritmi di inseguimento del punto di massima potenza per questi moduli e confrontare

tra loro il funzionamento dei due diversi algoritmi. In particolare nella prima parte di questa tesi verranno caratterizzati 6 moduli fotovoltaici: uno in silicio monocristallino, uno in silicio policristallino, uno in silicio amorfo, uno modulo in thin film in CIGS, un modulo DSSC realizzato su substrato di vetro e un modulo DSSC flessibile. Nella seconda parte, invece verranno implementati un circuito basato su un microcontrollore che sia in grado di misurare la tensione di circuito aperto della cella e di determinarne la tensione di MPP (Maximum Power Point) e un circuito basato su un microcontrollore che sia in grado di perturbare il sistema cercando di raggiungere il punto di massima potenza variando la tensione di riferimento ad ogni iterazione.

I principali obiettivi di questo lavoro sono:

- Studiare e caratterizzare otticamente i moduli fotovoltaici attualmente presenti nel mercato, compatibili con l'ambiente indoor; in particolare moduli in silicio monocristallino, policristallino e amorfo, modulo flessibile in CIGS e moduli DSSC (i quali sono caratterizzati da un tempo di risposta particolarmente lento). Da tale studio e dalla caratterizzazione delle prestazioni, è possibile ricavare l'efficienza quantica in funzione della lunghezza d'onda della radiazione luminosa, ovvero una misura dell'efficienza di conversione della luce. Ciò consente di confrontare lo spettro della radiazione e l'efficienza dei moduli, noto lo spettro delle diverse sorgenti luminose. Il confronto tra i vari moduli permette di analizzare le caratteristiche delle diverse tecnologie ed i loro diversi comportamenti nelle varie condizioni operative.

- Studiare e caratterizzare elettricamente i dispositivi sotto test, attraverso le curve I-V e la risposta temporale dei moduli alle variazioni di carico.

Si pone enfasi sul fatto che in questa applicazione l'effetto della temperatura interna della cella sia meno rilevante rispetto ad un'applicazione solare outdoor, in quanto l'ambiente per la crescita delle piante (ambiente indoor di riferimento) è controllato, quindi la temperatura subisce delle piccole variazioni durante l'anno;

- Sviluppare un modello dell'algoritmo di Maximum Power Point Tracking (MPPT) che sia adatto a questo tipo di applicazione;

- Implementare il modello con un microcontrollore e nello specifico con la piattaforma Arduino, il quale, misurando la tensione di circuito aperto del modulo, impone successivamente la corretta tensione al circuito;

- Verificare le prestazioni dei moduli collegati ad un carico con diversi irraggiamenti;

La tesi è stata svolta presso il Polo fotovoltaico (caratterizzazione elettrica dei moduli) e presso il laboratorio LED (caratterizzazione ottica) del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Padova.

## CAPITOLO 2

### 2.1) PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DI UNA CELLA FOTOVOLTAICA

Le celle fotovoltaiche sono realizzate sfruttando le proprietà fisiche dei semiconduttori. Per spiegare il ruolo dei semiconduttori nella conversione fotovoltaica, si devono introdurre alcuni concetti di fisica dei materiali, come banda di valenza, banda di conduzione, energy gap, elettroni di valenza ed elettroni di conduzione.

In generale, il semiconduttore è una struttura cristallina, che ha proprietà elettriche intermedie tra un conduttore e un isolante. È noto che in un solido cristallino vi sono dei livelli energetici che possono essere assunti dagli elettroni. Tali livelli energetici possono essere raggruppati in bande di energia. Si hanno essenzialmente tre bande: i) la banda di valenza, nella quale i livelli energetici degli elettroni si trovano nell'orbita più esterna degli atomi (detti elettroni di valenza); ii) la banda di conduzione, che raggruppa i livelli energetici della cosiddetta nube elettronica, ossia degli elettroni responsabili del fenomeno della conduzione elettrica; iii) la banda proibita, in cui non si hanno livelli energetici disponibili, posizionata tra la banda di conduzione e la banda di valenza come schematizzato in figura 2.1.

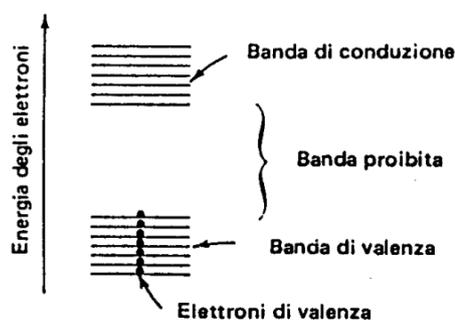
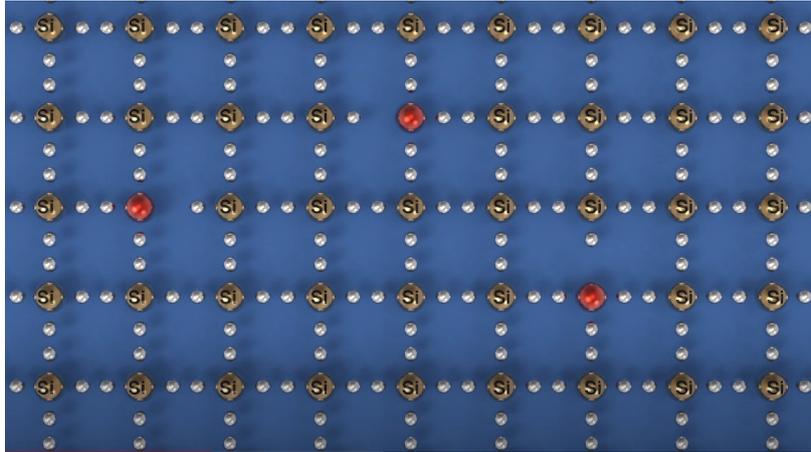


Figura 2.1: Schematizzazione delle bande di energia degli elettroni in un solido

La differenza di energia tra il livello energetico superiore della banda di valenza e quello inferiore della banda di conduzione viene chiamato energy gap, ed equivale in termini di energia all'ampiezza della banda proibita. L'energy gap è una proprietà estremamente importante nella conversione fotovoltaica, perché determina la conduttività elettrica di un solido [4]. Un elettrone in banda di valenza può passare in banda di conduzione. Per far ciò, deve assorbire

dall'esterno un'energia tale da permettergli di oltrepassare il band gap e posizionarsi su uno dei livelli energetici liberi in banda di conduzione. Questa energia può essere data da fotoni o da fononi. Ragionando in termini di modello atomico orbitale, gli elettroni presenti in banda di valenza rappresentano gli elettroni più esterni dell'atomo di un semiconduttore, quelli che sono in grado di realizzare legami chimici di valenza con altri atomi. A temperatura ambiente, la maggior parte di questi elettroni formano legami di valenza con gli elettroni di altri atomi. Quando, però, l'elettrone riesce ad assorbire dall'esterno l'energia necessaria, questo è in grado di rompere il legame chimico di valenza e liberarsi dall'attrazione del nucleo dell'atomo. In questa nuova condizione, l'elettrone è libero di muoversi all'interno del reticolo cristallino della cella e possiede uno stato energetico maggiore, che manterrà per un tempo limitato (lifetime), prima di ritornare a formare un nuovo legame di valenza. Gli elettroni liberi si muovono in modo caotico all'interno del reticolo cristallino; non appena questi vengono sottoposti a un campo elettrico, cominceranno a muoversi in un'unica direzione formando, così, una corrente [5].

Nei semiconduttori l'energy gap è compreso tra 1 e 2 eV (l'elettronvolt è un'unità di misura dell'energia e corrisponde a  $1,602176634 \cdot 10^{-19}$  J). Nel caso del silicio cristallino per promuovere un elettrone dalla banda di valenza a quella di conduzione sono necessari 1.12 eV, mentre per il silicio amorfo sono necessari 1.76 eV. Le celle fotovoltaiche tradizionali (di prima generazione) sono realizzate in silicio, un elemento della tavola periodica che appartiene alla categoria dei semiconduttori. Osservando la struttura atomica del silicio si può osservare che gli elettroni di valenza, cioè quelli dello strato più esterno dell'atomo, siano legati con gli altri atomi di silicio creando un reticolo cristallino molto regolare. Per poter essere usato nei dispositivi elettronici e fotovoltaici il silicio deve subire alcune particolari lavorazioni in grado di attivare le proprietà elettriche ed elettroniche necessarie per realizzare dispositivi funzionanti. Il principale di questi processi è il drogaggio, che permette di aumentare il numero di cariche libere presenti nel reticolo cristallino. Tramite sofisticate tecnologie, vengono inseriti, nel silicio purissimo, atomi di elementi diversi. Il silicio appartiene al gruppo 14 della tavola periodica e possiede quattro elettroni di valenza, ovvero è un elemento tetravalente. Se gli atomi droganti appartengono a elementi del gruppo 13 (quindi a tre elettroni di valenza), come il boro, si ottiene un semiconduttore di tipo p e si crea una lacuna ed essi prendono il nome di atomi ricettori, come schematizzato in figura 2.2.



*Figura 2.2: Reticolo cristallino del silicio drogato di tipo p*

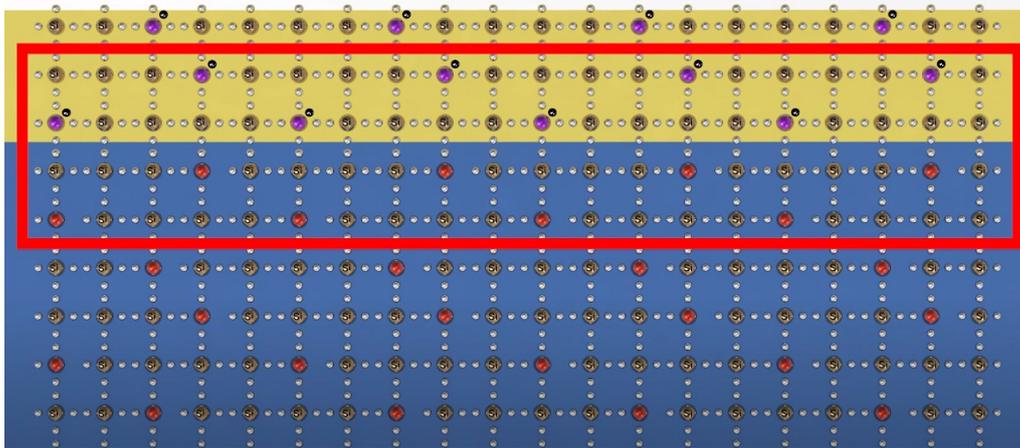
Se invece si usano elementi del gruppo 15 (con cinque elettroni di valenza) come ad esempio il fosforo, si ottiene un semiconduttore di tipo n e ci sarà un elettrone libero nel reticolo cristallino ed essi prendono il nome di atomi donatori, come in figura 2.3.



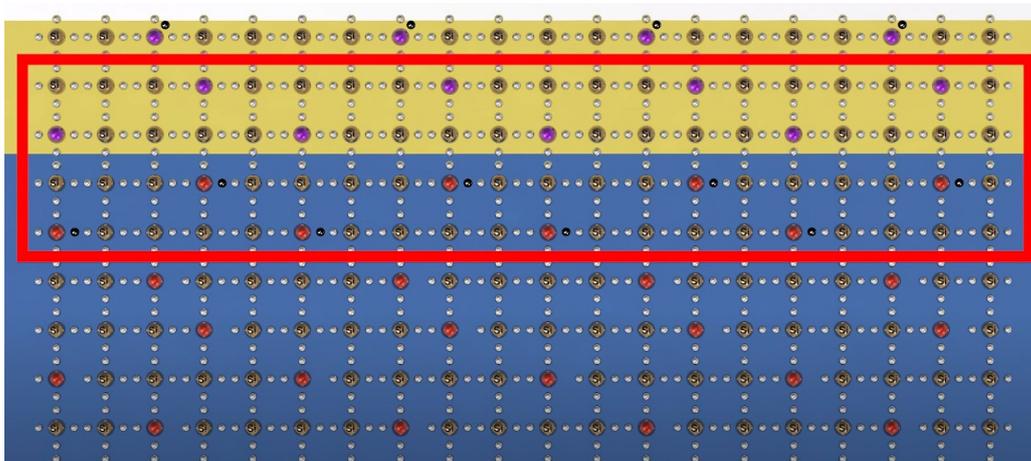
*Figura 2.3: Reticolo cristallino del silicio drogato di tipo n*

In una cella fotovoltaica al silicio, la lamina di semiconduttore di tipo p viene accoppiata a una lamina di semiconduttore di tipo n, formando una giunzione p-n. Unendo i due tipi di semiconduttore (figura 2.4), si creano dei gradienti, in quanto si hanno due zone limitrofe così contraddistinte: i) una zona ricca di elettroni e povera di lacune; ii) una zona ricca di lacune e povera di elettroni. Si innesca, così, una migrazione dei portatori di carica (lacune ed elettroni) che cercano di equilibrare le concentrazioni (figura 2.5). Man mano che elettroni e lacune migrano, si allontanano dagli atomi di appartenenza. Questo fa sì che i vari atomi perdano la loro neutralità, manifestando una carica elettrica. Gli atomi che perdono elettroni manifestano una carica positiva, gli atomi che perdono lacune una carica negativa. In questo modo inizia a

instaurarsi un campo elettrico che si oppone al moto dei portatori, fino a bloccarlo. A questo punto si ha un semiconduttore diviso in tre zone: i) una regione neutra drogata n; ii) una regione neutra drogata p; iii) una zona svuotata dai portatori, nelle vicinanze del luogo di giunzione. A questo punto la struttura è in uno stato di equilibrio, elettricamente neutra. [19]

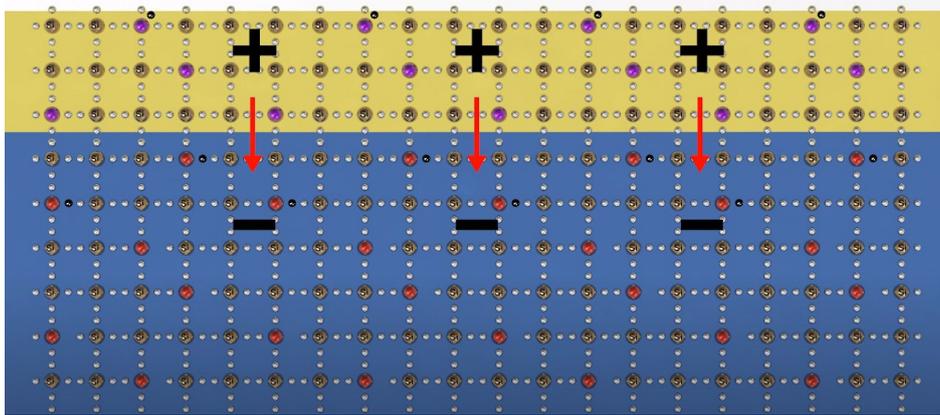


*Figura 2.4: Creazione della giunzione p-n*



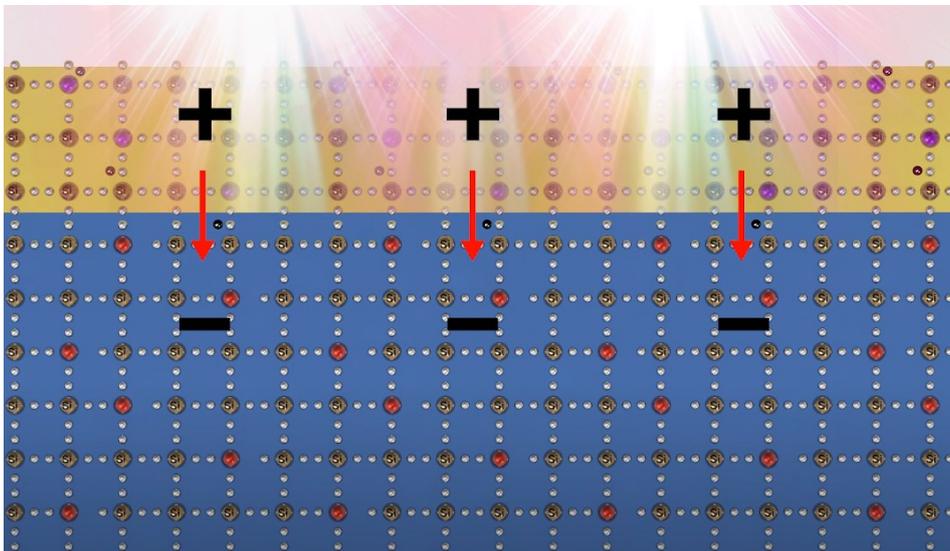
*Figura 2.5: Migrazione degli elettroni liberi del lato n verso le lacune del lato p*

A causa della migrazione, il lato n diventa carico positivamente e il lato p diventa carico negativamente, producendo così un campo elettrico (figura 2.6).



*Figura 2.6: Campo elettrico prodotto dalla migrazione delle cariche*

Per avere una corrente elettrica bisogna creare uno squilibrio di portatori tra le due regioni neutre. Per far questo è sufficiente illuminare la giunzione p-n per creare nuovi portatori attraverso l'effetto fotoelettrico. Lo strato esterno di tipo n è molto più sottile di quello di tipo p, per permettere ai fotoni di arrivare alla zona di svuotamento, dove per mezzo dell'effetto fotoelettrico, dei legami si rompono e si creano delle lacune e degli elettroni liberi (figura 2.7).



*Figura 2.7: Generazione delle coppie elettrone-lacune per mezzo dell'effetto fotoelettrico*

Grazie alla forza del campo elettrico di giunzione, gli elettroni attraversano la zona di giunzione, creando un eccesso di lacune della zona p, ed uno di elettroni nella zona n, creando una differenza di potenziale elettrico. Collegando un circuito esterno ai due strati, si ottiene una

circolazione di elettroni, cioè una corrente elettrica continua che scorre da n a p, e gli elettroni di n occupano in modo ciclico la posizione delle lacune di p [7].

### 2.1.1) FUNZIONE DI DISTRIBUZIONE DI FERMI-DIRAC

Un modo per caratterizzare i semiconduttori, siano essi puri o drogati, è quello di determinare il cosiddetto livello energetico di Fermi. Si deve innanzitutto introdurre la funzione di distribuzione di Fermi-Dirac. Essa esprime la probabilità che un certo livello di energia sia occupato da un elettrone ed è di seguito riportata nell'equazione (2.1).

$$f(E) = \frac{1}{1 + e^{\left(\frac{E-E_f}{k \cdot T}\right)}} \quad (2.1)$$

in cui  $E$  rappresenta il livello energetico,  $E_f$  il livello energetico di Fermi,  $k$  la costante di Boltzmann e  $T$  la temperatura assoluta espressa in kelvin. Tale funzione fornisce la probabilità che un certo livello di energia sia occupato da un elettrone una volta definita la temperatura. Il livello energetico di Fermi si può facilmente definire dalla precedente equazione, in quanto equivale al livello energetico per il quale la probabilità che esso sia occupato da un elettrone è pari a  $\frac{1}{2}$ . Come si vede nella figura 2.8, la funzione di Fermi è fortemente dipendente dalla temperatura. In corrispondenza dello zero assoluto, essa è una funzione a gradino, e tutti gli stati al di sotto di  $E_f$  sono occupati da elettroni, e tutti quelli al di sopra sono completamente vuoti. All'aumentare della temperatura, l'eccitazione termica lascerà alcuni stati al di sotto di  $E_f$  vuoti e il corrispondente numero di stati al di sopra di  $E_f$  sarà occupato da elettroni.

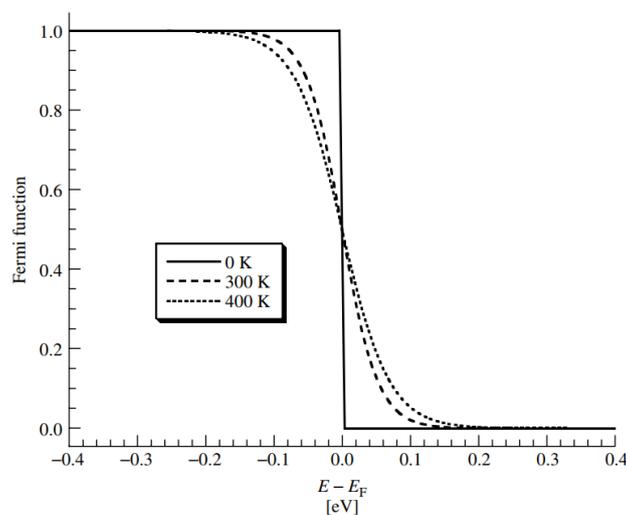


Figura 2.8: Andamento della funzione di Fermi al variare della temperatura

Viceversa in figura 2.9 è rappresentato il livello di energia in funzione della funzione di Fermi-Dirac per un semiconduttore puro (o intrinseco), drogato di tipo n e drogato di tipo p rispettivamente.

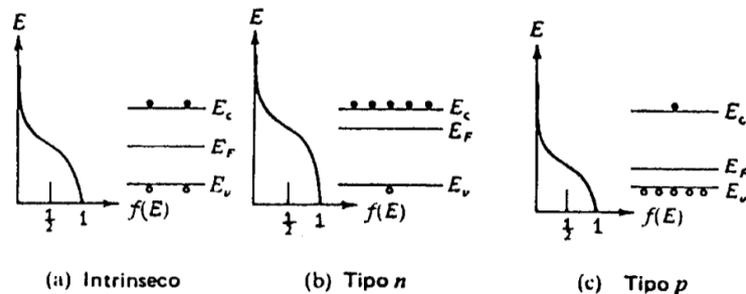


Figura 2.9: Funzione di distribuzione di Fermi-Dirac per un semiconduttore intrinseco, drogato di tipo p e drogato di tipo n

Si può osservare che nel caso di un semiconduttore puro la probabilità che un certo livello energetico occupato da un elettrone sia pari a  $\frac{1}{2}$  si ha per un livello di energia esattamente nel mezzo tra il livello energetico inferiore della banda di conduzione e quello superiore della banda di valenza. Al contrario in un semiconduttore drogato di tipo n si ha un eccesso di elettroni nella banda di conduzione, mentre in un semiconduttore drogato di tipo p si ha un eccesso di lacune nella banda di valenza. Dunque in termini di livello energetico di Fermi ciò significa che in un semiconduttore di tipo n esso si trova più spostato verso la banda di conduzione, e verso la banda di valenza in un semiconduttore di tipo p.

## 2.1.2) LA CONVERSIONE FOTOVOLTAICA

La creazione di coppie elettrone-lacuna attraverso l'assorbimento della luce ambientale è fondamentale per il funzionamento delle celle solari. L'eccitazione di un elettrone direttamente dalla banda di valenza (che genera a sua volta una lacuna) alla banda di conduzione è chiamato "assorbimento fondamentale" [8]. Come già esposto precedentemente nel paragrafo 2.1 la cella fotovoltaica è essenzialmente una giunzione p-n. In condizioni di stabilità, la giunzione p-n è in equilibrio dinamico. Questa situazione di equilibrio che si viene a creare implica che i livelli energetici di Fermi si trovino allo stesso livello, come schematizzato in figura 2.10.

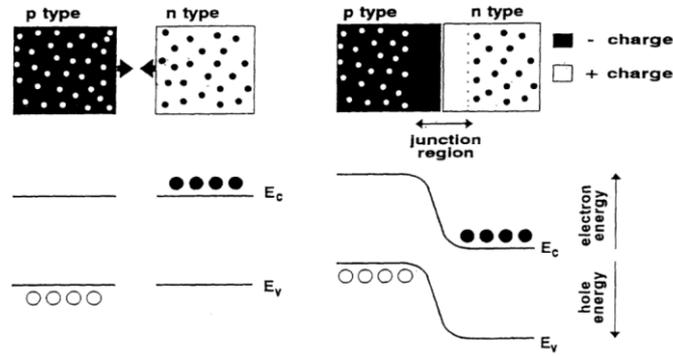


Figura 2.10: Diagramma della giunzione p-n con la struttura a banda risultante

La giunzione p-n quando non è illuminata è equivalente ad un diodo. Quando la cella è illuminata si ha un ulteriore effetto, come presentato in seguito. La radiazione elettromagnetica può essere considerata come un insieme di particelle prive di massa, i fotoni. L'energia trasportata da un singolo fotone è esprimibile come nell'equazione (2.2).

$$E = \frac{h \cdot c}{\lambda} \quad (2.2)$$

in cui  $h = 6.62607015 \text{ J}\cdot\text{s}$  è la costante di Planck,  $c = 299752458 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  è la velocità di propagazione di un'onda elettromagnetica e di una particella libera senza massa e  $\lambda$  (espressa generalmente in micrometri) è la lunghezza d'onda della radiazione.

Nel caso in cui l'energia del fotone sia sufficiente a rompere il legame dell'elettrone con il relativo atomo e a portarlo alla banda di conduzione, si ha un elettrone in più nella banda di conduzione ed una lacuna in più nella banda di valenza. La Figura 2.11 mostra la relazione idealizzata tra il livello energia (asse verticale) e i confini spaziali (asse orizzontale):

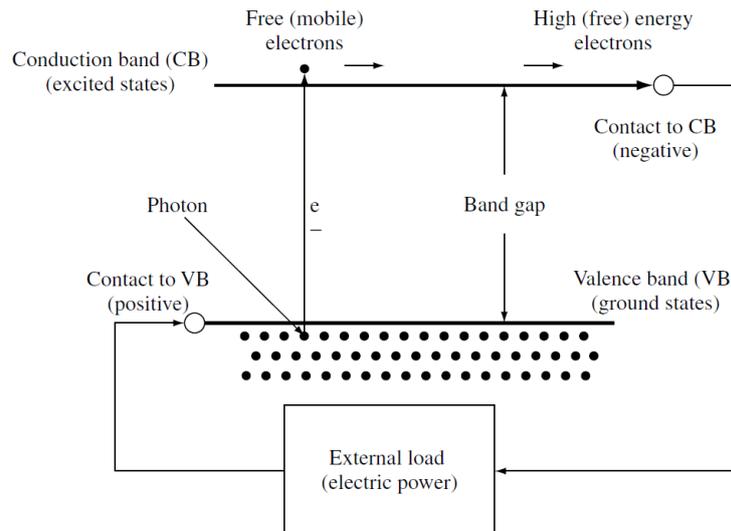


Figura 2.11: Schematizzazione di una cella fotovoltaica

Gli elettroni sono eccitati dai fotoni dalla banda di valenza alla banda di conduzione. Lì vengono estratti da un contatto selettivo alla banda di conduzione a un'energia più elevata e consegnati al carico tramite cavi, dove svolgono un lavoro utile, quindi vengono restituiti alla banda di valenza a un'energia inferiore da un contatto selettivo alla banda di valenza [8].

Si è visto come una volta creata la giunzione p-n si si formi la regione di giunzione con la rispettiva migrazione delle cariche, ma una volta raggiunto l'equilibrio si ha come conseguenza una distorsione delle bande energetiche, dovuto al potenziale di giunzione: il moto netto delle cariche è nullo. Applicando un potenziale elettrico esterno si può aumentare il piegamento delle bande (potenziale concorde al potenziale di giunzione) oppure diminuire il piegamento delle bande (con un potenziale discorde) e permettere il passaggio della carica elettrica attraverso la giunzione. In questo secondo caso si parla di polarizzazione diretta del diodo. Diagrammando la curva caratteristica di tale giunzione p-n si osserva la corrente elettrica in funzione della tensione (figura 2.12).

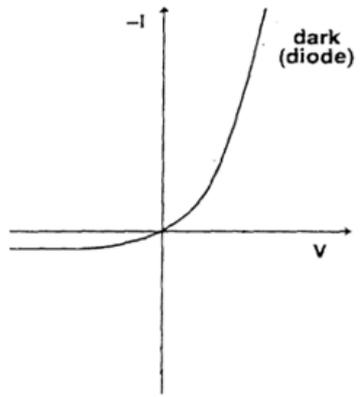


Figura 2.12: Caratteristica tensione corrente di una giunzione p-n non illuminata

Poiché si vuole erogare corrente dalla cella fotovoltaica, la giunzione p-n viene fatta lavorare in inversa, ovvero con una tensione concorde con quella di giunzione in modo da mantenere le bande piegate, non far fluire corrente attraverso la giunzione e impedire fenomeni di ricombinazione dei portatori.

Illuminando la cella si incrementano il numero di portatori presenti all'interno della giunzione p-n (fenomeno della generazione dei portatori). Il potenziale elettrico della giunzione aiuta la raccolta dei portatori generati, convogliando le lacune nella regione p e gli elettroni nella regione n, garantendo così la separazione delle due cariche, evitando ricombinazioni. Il risultato di questo meccanismo è una corrente netta, indicata in figura 2.13 con  $I_L$ . Pertanto per effetto dell'illuminazione si ha una traslazione della caratteristica I-V rispetto al caso della giunzione p-n non illuminata [4].

La curva caratteristica I-V di una cella fotovoltaica illuminata cambia nel seguente modo rispetto al caso in cui essa non sia illuminata (figura 2.13).

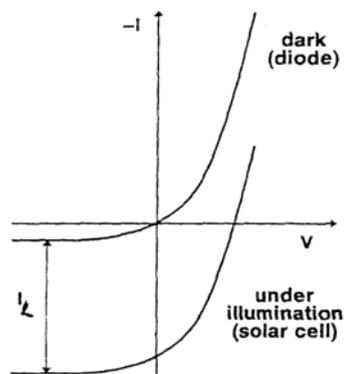


Figura 2.13: Curva caratteristica I-V di una cella fotovoltaica illuminata confrontata con quella di una giunzione p-n illuminata

### 2.1.3) CIRCUITO EQUIVALENTE DELLA CELLA FOTOVOLTAICA

È interessante analizzare il circuito equivalente di una cella fotovoltaica. Un'espressione generale della corrente prodotta da una cella fotovoltaica è data dall'equazione (2.3) [8].

$$I = I_{SC} - I_{o_1} \cdot \left( e^{\left( \frac{q \cdot V}{k \cdot T} \right)} - 1 \right) - I_{o_n} \cdot \left( e^{\left( \frac{q \cdot V}{n \cdot k \cdot T} \right)} - 1 \right) \quad (2.3)$$

in cui  $I_{SC}$  è la corrente di cortocircuito,  $I_{o_1}$  e  $I_{o_n}$  sono le correnti di saturazione al buio,  $e$  è la funzione esponenziale,  $q$  è la carica elementare dell'elettrone,  $k$  la costante di Stefan-Boltzmann e  $T$  la temperatura assoluta in kelvin. I termini  $I_{SC}$ ,  $I_{o_1}$  e  $I_{o_n}$  dell'equazione (2.3) sono piuttosto complessi e dipendono dalla struttura della cella fotovoltaica, dalle proprietà del materiale da cui è composta e dalle condizioni operative. Da un punto di vista circuitale è evidente come una cella fotovoltaica possa essere modellizzata (ad esempio nel caso di  $n = 2$ ) come un generatore ideale di corrente  $I_{SC}$  con in parallelo due diodi, come mostrato in figura 2.14.

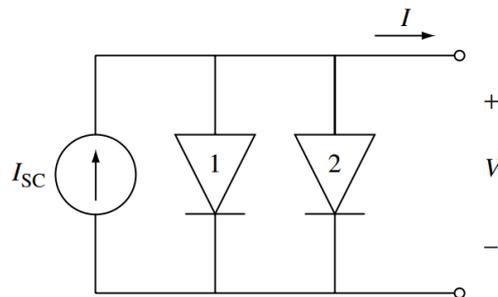


Figura 2.14: Modello semplificato di una cella fotovoltaica: il diodo 1 rappresenta la corrente di ricombinazione nelle regioni quasi neutre ( $\propto e^{\left( \frac{q \cdot V}{k \cdot T} \right)}$ ) mentre il diodo 2 rappresenta la corrente di ricombinazione nella regione di svuotamento ( $\propto e^{\left( \frac{q \cdot V}{2 \cdot k \cdot T} \right)}$ )

Si deve osservare che la direzione della corrente  $I_{SC}$  del generatore ideale di corrente sia opposta rispetto a quella della corrente circolante nei due diodi.

La curva caratteristica corrente-tensione di una tipica cella al silicio è riportata in figura 2.15.

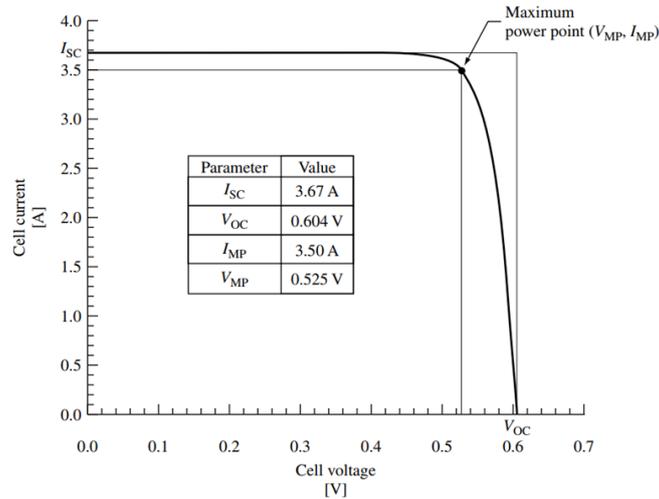


Figura 2.15: Caratteristica corrente-tensione di una tipica cella al silicio

Il grafico permette di illustrare numerosi importanti parametri in merito alle celle fotovoltaiche, come la corrente di cortocircuito, la tensione di circuito aperto ed il fattore di riempimento. Il rettangolo definito dalla  $V_{OC}$  (tensione di circuito aperto) e dalla  $I_{SC}$  (corrente di cortocircuito) fornisce un'indicazione utile a caratterizzare una cella fotovoltaica. Infatti il fattore di riempimento è definito come il rapporto tra l'area del rettangolo definita dalla  $V_{OC}$  e dalla  $I_{SC}$  e l'area del rettangolo definita da  $V_{MP}$  (tensione nel punto di massima potenza) e  $I_{MP}$  (corrente nel punto di massima potenza) ed è dato dall'equazione (2.4).

$$FF = \frac{V_{MP} \cdot I_{MP}}{V_{OC} \cdot I_{SC}} \quad (2.4)$$

Il fattore di riempimento  $FF$  indica quanto la potenza massima reale si avvicini a quella ideale ed è dunque un parametro chiave per valutare le performance di una cella fotovoltaica.

L'equazione (2.3) ritiene trascurabile la resistenza serie parassita e la resistenza di shunt, le quali sono tipicamente associate alle celle fotovoltaiche reali. La resistenza di shunt  $R_{sh}$  è un componente discreto usualmente incluso nel circuito equivalente della cella fotovoltaica per tenere in conto percorsi alternativi per la corrente che scorre attraverso i due diodi o lungo i bordi della cella. Questo parametro parassita può essere considerato un indicatore della qualità della cella, poiché i percorsi cosiddetti di shunt sono dovuti a difetti di costruzione come le imperfezioni del reticolo o dell'impurità all'interno o nelle prossimità della regione di svuotamento [9]. Analogamente la resistenza serie  $R_s$  tiene conto della resistenza che si oppone al moto delle cariche attraverso il carico, essendo la cella costituita da un materiale semiconduttore.

Includendo queste due resistenze nel modello circuitale di figura 2.14, si ottiene la nuova equazione (2.5) [8].

$$I = I'_{SC} - I_{o_1} \cdot \left( e^{\left( \frac{q \cdot (V - I \cdot R_s)}{k \cdot T} \right)} - 1 \right) - I_{o_n} \cdot \left( e^{\left( \frac{q \cdot (V - I \cdot R_s)}{n \cdot k \cdot T} \right)} - 1 \right) - \frac{(V + I \cdot R_s)}{R_{sh}} \quad (2.5)$$

in cui  $I'_{SC}$  rappresenta la corrente di cortocircuito quando non siano presenti resistenze parassite. Il nuovo circuito equivalente per una cella fotovoltaica reale (nel caso di  $n = 2$ ) è mostrato in figura 2.16.

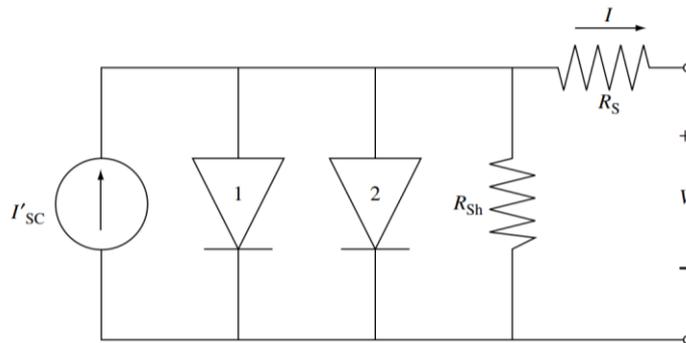


Figura 2.16: Modello del circuito equivalente di una cella fotovoltaica (nel caso di  $n = 2$ ) che include la resistenza serie parassita e la resistenza di shunt

## 2.1) STATO DELL'ARTE DELLE DIVERSE TECNOLOGIE

La gamma delle attuali tecnologie fotovoltaiche è raggruppata in tre sottogruppi, chiamati “generazioni”. Attualmente il mercato fotovoltaico è dominato dalle tecnologie in silicio. Studiate fin dai primi anni '50 del secolo scorso, queste tecnologie hanno raggiunto eccellenti risultati in termini di prestazioni e affidabilità. Sono comunemente indicate come prima generazione. In figura 2.17 è illustrato uno schema tipico di cella in silicio.

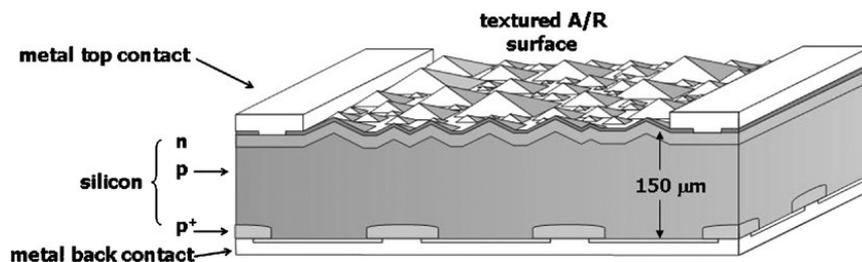


Figura 2.17: Tecnologia della giunzione p-n

Lo sviluppo successivo della tecnologia fotovoltaica è stato quello di creare dispositivi più economici, più flessibili e con pari prestazioni del silicio: nacquero i dispositivi in film sottile. Questa tecnologia di seconda generazione è costituita da celle a giunzione singola, come la prima generazione, ma sfruttando i nuovi semiconduttori che l'ingegneria dei materiali metteva a disposizione. Con cella a singola giunzione si intende una cella realizzata con una sola giunzione p-n. Le celle fotovoltaiche di seconda generazione sfruttano materiali come il silicio amorfo (a-Si), il diselenuro di rame, indio e gallio ( $\text{CuIn(Ga)Se}_2$ , (CIGS) depositati generalmente in substrati di vetro o flessibili. Il principio di funzionamento di queste tecnologie è che i suddetti materiali assorbano lo spettro della radiazione luminosa in modo molto più efficiente rispetto al silicio mono e policristallino e che sia necessario solo uno spessore dell'ordine di  $1\div 10\ \mu\text{m}$  di materiale attivo, come rappresentato in Figura 2.18:

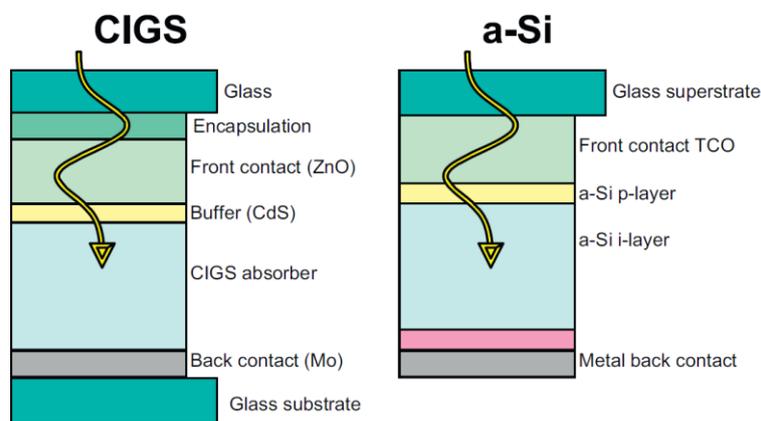


Figura 2.18: Rappresentazione schematica delle celle in film sottile in CIGS e silicio amorfo

I due gruppi di tecnologie presentati formano da soli quasi il 100% del mercato attuale del fotovoltaico: il (c-Si) ricopre attualmente circa il 95% del mercato, mentre il restante 5% è rappresentato dalle cosiddette celle di seconda generazione, realizzate in film sottili (thin film) di materiali compositi quali il Seleniuro di Rame-Indio-Gallio (CIGS), CdTe o silicio amorfo (a-Si). Se da un lato il silicio cristallino può vantare una vasta diffusione per via di una maggiore maturità tecnologica e di un'efficienza più elevata (fino al 22% per il poli-Si, oltre il 26% per il mono-Si), dall'altro i materiali a film sottile presentano notevoli vantaggi, quali: minor impiego di materie prime, peso ridotto, costi di produzione e intensità energetica inferiori (il processo di fusione e cristallizzazione del silicio richiede invece temperature superiori ai  $1400\ ^\circ\text{C}$ ). Si distinguono inoltre per la possibilità di essere depositati su substrati flessibili [22]. In figura 2.19 sono raffigurate le tipologie di celle attualmente più diffuse di prima generazione in silicio cristallino e di seconda generazione.

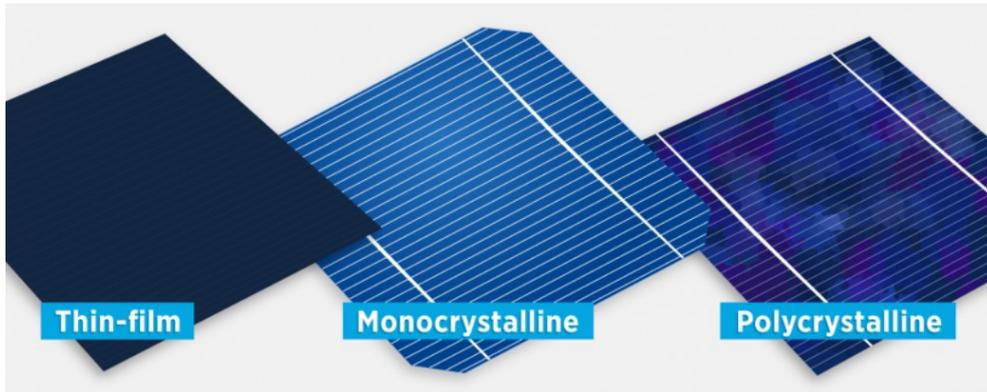


Figura 2.19: Celle in silicio cristallino e a film sottile. Fonte: US Department of Energy, Office of Energy Efficiency & Renewable Energy

Nell'ultimo ventennio lo sviluppo di nuovi materiali, di nuove configurazioni e di nuove tecniche di processo da parte della ricerca, ha dato vita alle celle di terza generazione. Tale categoria di celle fotovoltaiche è potenzialmente in grado di superare i limiti delle celle tradizionali. La ridotta efficienza di una cella a giunzione singola è dovuta al fatto che la cella solare non è in grado di trasferire agli elettroni tutta l'energia proveniente dai fotoni. Questo è dovuto principalmente a due cause: i) l'impossibilità dei fotoni con energia minore dell'energy gap di generare coppie elettrone lacuna, non trasferendo di fatto la loro energia a nessun elettrone; ii) l'impossibilità fisica di trasferire energie maggiori all'energy gap agli elettroni. A titolo d'esempio si consideri l'arseniuro di gallio (GaAs), che appartiene alla tecnologia di seconda generazione a film sottile. In figura 2.20 è riportato lo spettro solare corrispondente ad una massa d'aria di 1.5 (la massa d'aria è definita come il percorso relativo dei raggi solari nell'atmosfera rispetto al percorso che essi avrebbero se il sole fosse normale al piano della cella), mentre l'area in verde rappresenta la potenza sfruttabile in  $W/m^2$  per una cella a giunzione singola in GaAs.

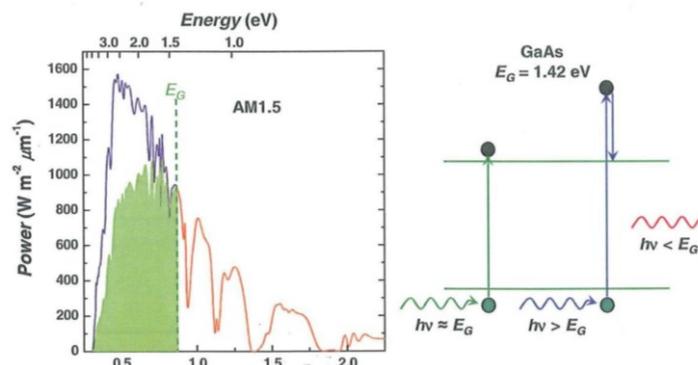


Figura 2.20: Limiti della generazione di potenza per una cella a giunzione singola in GaAs

Nel caso dell'arseniuro di gallio si ha un energy gap di 1.42 eV, a cui corrisponde una lunghezza d'onda di 0.87  $\mu\text{m}$ , dunque solo i fotoni con una lunghezza d'onda inferiore a tale valore vengono sfruttati nella conversione fotovoltaica, ma di questi solo una parte di potenza è sfruttata, corrispondente all'area verde. L'energia sfruttata è quella per cui l'energia del fotone è  $\sim \frac{h \cdot c}{0.87 \cdot 10^{-6}}$  [J], in cui  $h = 6.62607015 \text{ J} \cdot \text{s}$  è la costante di Planck e  $c = 299752458 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  è la velocità di propagazione di un'onda elettromagnetica e di una particella libera senza massa: quando l'energia del fotone incidente è inferiore a tale valore la radiazione non è assorbita mentre quando è superiore una parte di energia viene dissipata in calore. Da qui è nata l'idea di sviluppare delle celle a più giunzioni con diversi materiali sovrapposti, come schematizzato in figura 2.21 per una cella a giunzione tripla.

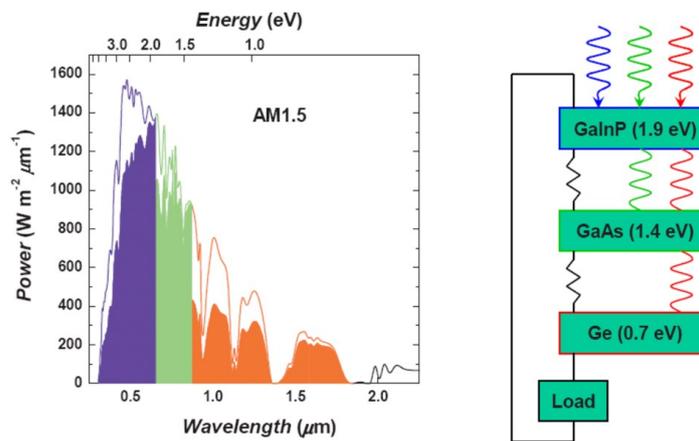


Figura 2.21: Generazione di potenza in una cella a tripla giunzione (GaInP – GaAs – Ge)

In questo caso i tre diversi materiali semiconduttori utilizzati sono caratterizzati da tre diversi energy gap, per cui il semiconduttore con l'energy gap più elevato (in questo caso il GaInP) assorbe solamente la radiazione più energetica ed in modo ottimale, il semiconduttore con energy gap intermedio (in questo caso il GaAs) assorbe la radiazione energetica intermedia, mentre lascia passare la radiazione a più alta lunghezza d'onda, che viene invece assorbita dal germanio, ovvero il semiconduttore con l'energy gap inferiore. Le celle a giunzioni multiple sono più complesse da ottenere, ma permettono di sfruttare meglio lo spettro della radiazione elettromagnetica infatti sono comunemente impiegate nelle applicazioni spaziali, in cui l'efficienza predomina sui costi. Oltre alle celle a multigiunzione, la categoria di terza generazione include le celle polimeriche e il fotovoltaico organico, le celle ibride, le celle a nanocristalli, le celle basate sui quantum dots ed altre tipologie. Lo scopo che le celle fotovoltaiche di terza generazione si prefiggono è quello di migliorare il rapporto

tra efficienza e costo delle celle stesse. La flessibilità e la leggerezza, in particolare, saranno due caratteristiche fisiche dei vari tipi di celle fotovoltaiche di terza generazione, e renderanno possibili molte nuove applicazioni. Tra le celle appartenenti alla terza generazione, quelle DSSC sono le più adatte all'utilizzo indoor, legato soprattutto al loro intrinseco costo ridotto. Le celle DSSC (dette anche di Grätzel) sono tuttavia ancora contraddistinte da una bassa mobilità dei portatori di carica e di una bassa stabilità del dispositivo. Lo sguardo della ricerca dunque è attualmente rivolto verso lo studio di nuove soluzioni alternative al silicio, come le celle organiche (OPV) o le DSSC (Dye Sensitized Solar Cells), capaci di garantire buone prestazioni anche con un irraggiamento ridotto [22]. Ad esempio il NREL (National Renewable Energy Laboratory), il laboratorio nazionale statunitense dedicato alla ricerca e allo sviluppo delle energie rinnovabili, fornisce un grafico delle più alte efficienze di conversione confermate per le celle di ricerca per una gamma di tecnologie fotovoltaiche dal 1976 ad oggi [10], come illustrato in figura 2.22.



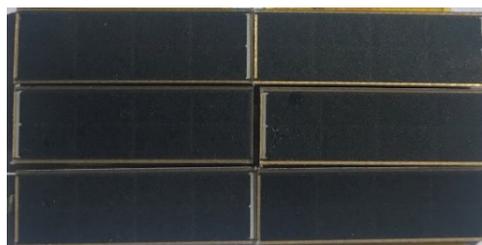
### 2.2.1) CELLE IN SILICIO MONOCRISTALLINO

Il silicio monocristallino è costituito da un cristallo singolo di silicio, che ha un reticolo cristallino continuo, senza interruzioni (bordi di grano) in tutto il solido. Storicamente la prima tecnica, risalente agli anni cinquanta per la produzione delle celle in silicio monocristallino, è stato il processo Czochralski. Tale processo prende il nome dal chimico polacco Jan Czochralski. A grandi linee il metodo consiste nell'andar a mettere in contatto un seme di silicio monocristallino con del silicio fuso all'interno di un crogiolo. In questo modo, aiutati dalla lenta rotazione del seme e del crogiolo in sensi opposti, gli atomi di silicio fuso possono aderire agli atomi del seme di silicio. Il lento raffreddamento, garantito dal processo, permette agli atomi che si aggregano di orientarsi nello stesso verso degli atomi presenti nel seme di silicio, andando a formare, così, una struttura cristallina omogenea e uniforme. Una volta creato il lingotto in silicio monocristallino, esso viene estratto e tagliato in sottili fette, chiamate wafers. Ad esempio in figura 2.23 è raffigurato un lingotto in silicio policristallino per la produzione di silicio monocristallino attraverso il metodo Czochralski [8].



*Figura 2.23: Lingotto in silicio policristallino per la produzione di silicio monocristallino attraverso il metodo Czochralski (lunghezza 10 cm, diametro 4 cm)*

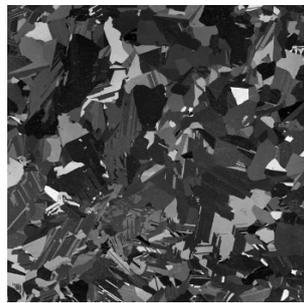
In figura 2.24 si mostra il modulo in silicio monocristallino utilizzato nelle misure sperimentali.



*Figura 2.24: Modulo in silicio monocristallino*

## 2.2.2) CELLE IN SILICIO POLICRISTALLINO

Il silicio policristallino o polisilicio è un materiale costituito da cristalli di silicio disallineati (policristallo). Le celle in silicio policristallino hanno un'efficienza variabile tra il 12 ed il 21%. La produzione dei moduli in silicio policristallino è meno costosa di quella dei moduli monocristallini e questo si riflette anche sul prezzo finale. Le celle sono costituite da cristalli di silicio orientati in modo casuale. Questo fa sì che essi abbiano un'efficienza inferiore se colpite perpendicolarmente dai raggi luminosi. Tuttavia questo aspetto negativo rappresenta anche la loro peculiarità: riescono a sfruttare meglio la radiazione durante l'arco della giornata. Le performance delle celle in silicio policristallino sono principalmente limitate dalla ricombinazione dei portatori di carica. A seconda del processo di cristallizzazione, i materiali sviluppano diversi difetti della struttura atomica, che ne determinano e limitano l'efficienza. In generale le dislocazioni e i difetti tra i grani come certe impurità, piccoli gruppi di atomi o precipitati sono principalmente responsabili dei processi di ricombinazione. In figura 2.25 è mostrata la struttura dei bordi di grano in un wafer (sottile fetta del materiale semiconduttore) in silicio policristallino [11].



*Figura 2.25: Wafer in silicio policristallino di dimensione  $10 \times 10 \text{ cm}^2$*

In figura 2.26 si mostra il modulo in silicio policristallino utilizzato nelle misure sperimentali.



*Figura 2.26: Modulo in silicio policristallino*

### 2.2.3) CELLE IN SILICIO AMORFO

Il silicio amorfo appartiene alla categoria delle celle a film sottile. Ritornando al caso del silicio cristallino, esso è un materiale caratterizzato da un basso coefficiente di assorbimento, ovvero è necessario uno spessore elevato di materiale per riuscire ad intercettare i fotoni. Come ordine di grandezza, sono necessari circa 200  $\mu\text{m}$  di spessore di materiale. Viceversa il silicio amorfo ha un coefficiente di assorbimento (definito come il rapporto tra la radiazione assorbita dal materiale nel suo spessore e la radiazione incidente) molto maggiore a parità di spessore, pertanto è sufficiente uno spessore molto minore. Inoltre la sua fabbricazione avviene a temperature dell'ordine di 300÷400 °C, per cui con dispendio energetico di produzione molto inferiore rispetto a quello del silicio cristallino [8]. In figura 2.27 si mostra il modulo in silicio amorfo utilizzato nelle misure sperimentali.



*Figura 2.27: Modulo in silicio amorfo con substrato in vetro*

### 2.1.4) CELLE FLESSIBILI IN CIGS

Le celle fotovoltaiche in diselenuro di rame indio gallio (acronimo inglese CIGS) sono classificate nella categoria del fotovoltaico a film sottile, in quanto come ordine di grandezza gli strati dei diversi materiali che compongono le celle sono 50÷100 volte più sottili delle tradizionali celle al silicio. A partire dalla parte posteriore, gli strati principali sono generalmente costituiti da un vetro o da un materiale plastico flessibile (substrato), dal molibdeno che funge da contatto posteriore, dal CIGS come materiale di tipo p, dal solfuro di cadmio (CdS) come materiale di tipo n e dall'ossido di zinco, un ossido conduttivo trasparente, che permette il passaggio di fotoni nello strato assorbitore e fornisce il contatto elettrico frontale della cella [8]. In figura 2.28 si ha una rappresentazione schematica di una cella in CIGS.

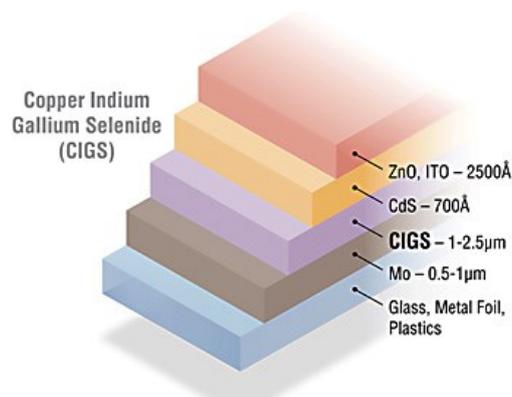


Figura 2.28: Schematizzazione di una cella in CIGS

In figura 2.29 si mostra il modulo in CIGS utilizzato nelle misure sperimentali.

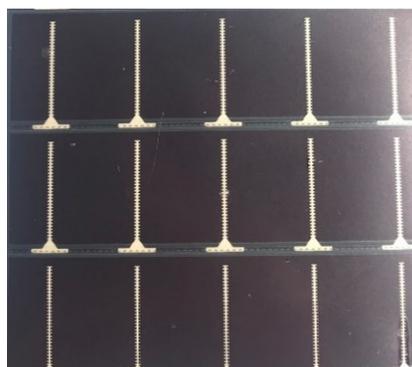


Figura 2.29: Modulo flessibile in CIGS

### 2.2.5) CELLE DSSC

Le celle DSSC appartengono alla categoria delle celle organiche. Le celle fotovoltaiche organiche utilizzano polimeri o piccole molecole per assorbire la luce, per generare e trasportare le cariche. Uno dei vantaggi principali delle celle solari organiche è quello dell'utilizzo di materiali organici. I materiali organici hanno principalmente un vantaggio rispetto a quelli inorganici, ed è correlato ai costi: i materiali organici sono più economici di alcuni materiali inorganici. I materiali organici sono costituiti da molecole generalmente costituite da carbonio. Le celle DSSC sono simili alle celle organiche, ma in questo caso l'assorbitore è un colorante, il quale è utilizzato per assorbire la luce, come schematizzato in figura 2.30.

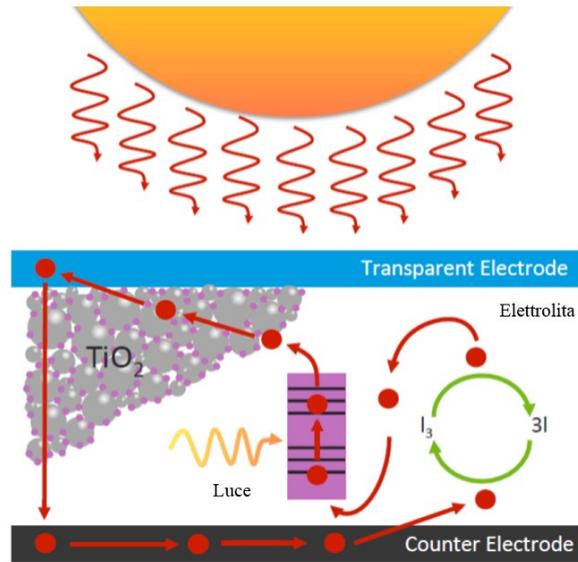


Figura 2.30: Funzionamento di una cella DSSC

L'idea è quella di utilizzare un fotoanodo in biossido di titanio, il quale è depositato in uno strato di vetro trasparente a ossido conduttivo (TCO). Si consideri una particella di colorante (detto anche sensibilizzante), la quale è depositata su una molecola di  $\text{TiO}_2$ . Essa assorbe la luce, e rilascia un elettrone, il quale è successivamente trasportato attraverso l'ossido di titanio e assorbito dal vetro in TCO. L'elettrone rilasciato dalla particella di colorante viene sostituito da un elettrone proveniente dall'elettrolita, una soluzione contenente elementi ionizzati, come lo iodio (figura 2.31).

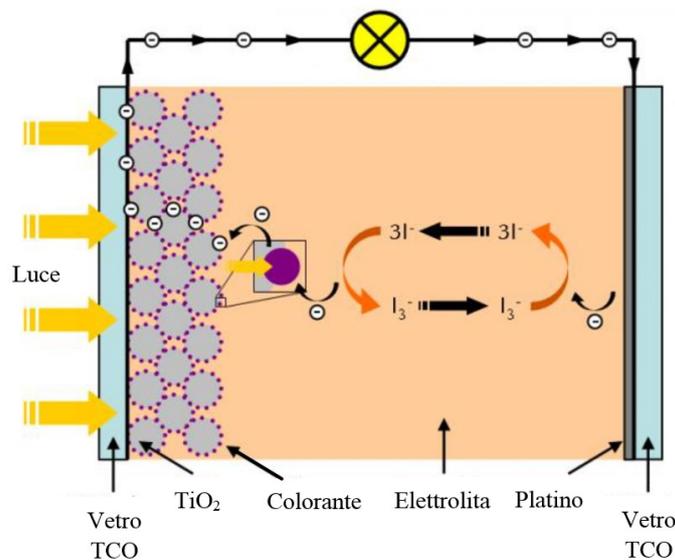


Figura 2.31: Reazioni del processo fotoelettrochimico in una cella DSSC

Il vantaggio di questa tecnologia è quello di essere una soluzione estremamente semplice da realizzare ed esistono innumerevoli coloranti organici che possono essere utilizzati per sensibilizzare il biossido di titanio. Inoltre tali celle fotovoltaiche funzionano bene anche in condizioni di basso irraggiamento, come negli ambienti indoor. Queste celle hanno delle problematiche sia di natura estrinseca, in quanto alcuni materiali possono entrare attraverso il materiale sigillante, che di natura intrinseca, ovvero il colorante e l'elettrolita possono degradarsi anche a temperature di 80 °C. I moduli che sono state utilizzati nel lavoro di tesi sono di tipo commerciale, i quali sono più affidabili di quelli di ricerca e sono illustrati rispettivamente nelle figure 2.32 e 2.33.



*Figura 2.32: Modulo commerciale DSSC glass Fujikura FDSC-FSC12FGC*



*Figura 2.33: Modulo commerciale DSSC flessibile G24i di Gcell*

## CAPITOLO 3

### 3.1) CARATTERIZZAZIONE DEI MODULI

La misura dei parametri chiave dei moduli fotovoltaici è richiesta in tutte le attività di ricerca e sviluppo, produzione ed ottimizzazione [11]. I parametri tipici che servono a caratterizzare un singolo modulo sono:

- Tensione di circuito aperto ( $V_{OC}$ ), ovvero la tensione del modulo quando i terminali della cella non sono collegati al carico;
- Corrente di cortocircuito ( $I_{SC}$ ), ovvero la corrente erogata dal modulo quando i terminali della cella sono cortocircuitati;
- Potenza di picco della cella ( $P_{MPP}$ ), ovvero il valore di tensione e corrente in corrispondenza del quale il modulo genera la sua potenza massima. Il punto  $P_{MPP}$  individuato sulla curva I-V, è spesso indicato anche come punto di massima potenza o MPP (Maximum Power Point);
- Tensione alla massima potenza ( $V_{MPP}$ ), ovvero la tensione sviluppata dal modulo in corrispondenza di  $P_{MPP}$ ;
- Corrente alla massima potenza ( $I_{MPP}$ ), ovvero la corrente erogata dal modulo in corrispondenza di  $P_{MPP}$ ;
- External Quantum Efficiency (EQE), in funzione di diverse lunghezze d'onda;
- Efficienza di conversione del dispositivo ( $\eta$ ), ovvero la percentuale di potenza luminosa che viene convertita dal modulo in potenza elettrica. Questo termine viene calcolato dividendo la massima potenza  $P_{MPP}$  in [W] per l'irradianza  $I$  in [ $W/m^2$ ] della luce incidente in condizioni di prova standard (STC, Standard Test Condition) e per la superficie del modulo fotovoltaico  $A_m$  in [ $m^2$ ];
- Caratteristica I-V in funzione di diverse condizioni di illuminazione;

### 3.1.1) EXTERNAL QUANTUM EFFICIENCY

Lo spettro della radiazione luminosa è fondamentale per determinare l'efficienza di un modulo fotovoltaico. Secondo la meccanica quantistica, la luce è considerata allo stesso tempo come un'onda elettromagnetica ed una particella. Il dualismo onda-particella fu generalizzato dal principio di complementarità enunciato da Niels Bohr nel 1927. Secondo tale principio, in meccanica quantistica si manifestano alternativamente l'aspetto ondulatorio o quello corpuscolare, a seconda del tipo di strumento utilizzato per la misurazione [24].

L'efficienza quantica esterna per un modulo è definita come il rapporto tra gli elettroni fotogenerati dal modulo fotovoltaico e il numero di fotoni incidenti. Matematicamente, si può esprimere questa relazione con la seguente equazione (3.1).

$$EQE(\lambda) = \frac{\left(\frac{I_{SC}}{q}\right)}{\Phi_{in}(\lambda)} \quad (3.1)$$

in cui  $I_{SC}$  è la corrente di cortocircuito,  $q$  la carica elementare dell'elettrone pari a  $e = 1.602176634 \cdot 10^{-19}$  C,  $\Phi_{in}$  è il flusso di fotoni incidenti sul modulo e  $\lambda$  la lunghezza d'onda della radiazione incidente. Si osserva dunque come l'efficienza quantica esterna sia una funzione della lunghezza d'onda, in quanto al flusso di fotoni incidenti è associata una sola lunghezza d'onda.

Grazie all'EQE si possono ricavare molte informazioni sullo stato del dispositivo fotovoltaico in esame. Infatti, l'EQE, oltre ad indicare quali fotoni il modulo è in grado di convertire in elettroni e con quale efficienza riesca a farlo, essa può dare informazione su quali siano gli strati del dispositivo affetti da problematiche. Ad esempio, un valore limitato di efficienza quantica per lunghezze d'onda maggiori di 1000 nm indica la presenza di difetti negli strati più profondi del modulo (strato assorbitore/contatti elettrici); mentre, un valore limitato di efficienza per lunghezze d'onda minori di 500 nm indica la presenza di difetti negli strati più superficiali del dispositivo (strati finestra/contatti frontali). Queste informazioni contribuiscono a comprendere maggiormente il funzionamento del dispositivo, oltre a dare indicazioni su dove intervenire per migliorarne le prestazioni [12].

Una curva di efficienza quantica per una cella fotovoltaica ideale è rappresentata dalla curva marrone in Figura 3.1 [13].

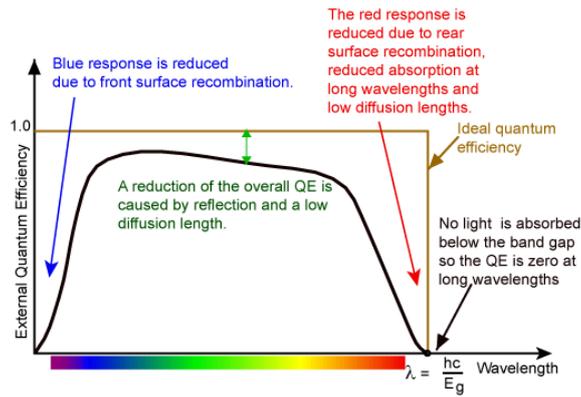


Figura 3.1: Andamento tipico dell'EQE di una cella fotovoltaica in silicio

Nella realtà l'EQE è molto inferiore a 1 nella regione delle lunghezze d'onda più lunghe e in quella delle lunghezze d'onda più corte, mentre si osserva una sorta di plateau, nel restante intervallo. Le misure delle EQE delle celle oggetto di questa tesi sono state effettuate con una lampada alogena allo xeno, la quale, secondo la normativa, è il tipo di luce che meglio approssima lo spettro solare. Il range di lunghezze d'onda misurato è compreso nell'intervallo  $350 \div 1100$  nm, con uno step di 5 nm. Tale range di spettro è adatto all'applicazione, in quanto i moduli prevalentemente operano in ambiente indoor nello spettro della luce visibile, che in aria è compreso tra i 390 e i 700 nm. Per generare le diverse lunghezze d'onda usate per misurare l'EQE, si è fatto uso di un monocromatore, come quello in figura 3.2.

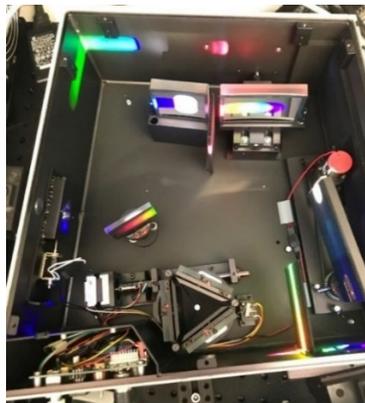
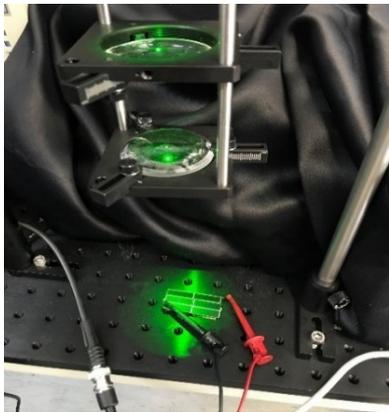


Figura 3.2: Monocromatore

La luce entra dalla fessura principale del monocromatore, impatta con una serie di specchi; poi, giunge a un reticolo di diffrazione, che separa la luce nelle sue componenti. All'uscita del monocromatore si trova un chopper a frequenza regolabile che permette di generare un segnale luminoso variabile nel tempo. Il chopper è uno strumento che viene utilizzato per imporre alla luce proveniente dal monocromatore una frequenza nota, in modo tale che si possa sempre

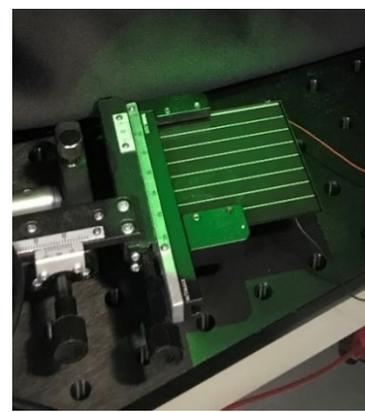
distinguere la luce generata dal monocromatore da quella di altre fonti luminose che potrebbero colpire il modulo fotovoltaico, come ad esempio la luce solare che in qualche modo filtra all'interno della macchina, riflessi spuri che potrebbero arrivare dalla lampadina del monocromatore, luce di bias (luce polarizzata) che potrebbe essere utilizzata in alcune circostanze. Se il chopper non venisse utilizzato, la luce del monocromatore si confonderebbe con tutte le altre fonti luminose e non si saprebbe più distinguere il loro contributo energetico. Ciò comporta che la corrente generata dalla luce pulsata del chopper abbia la stessa frequenza ed utilizzando un lock in-amplifier (sincronizzato con la stessa frequenza del chopper) si possa leggere il valore della corrente generata dalla luce del monocromatore, priva di interferenze. La frequenza di chopping minima del monocromatore è di 4 Hz. Nelle figure 3.3÷3.8 si possono osservare alcune fasi delle misure dell'EQE per i diversi moduli.



*Figura 3.3*



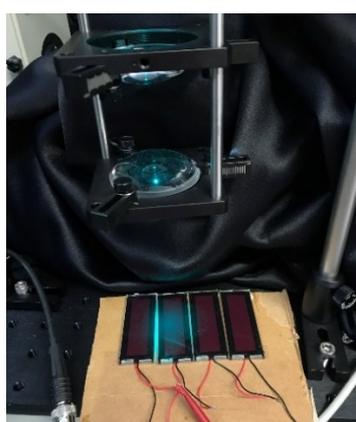
*Figura 3.4*



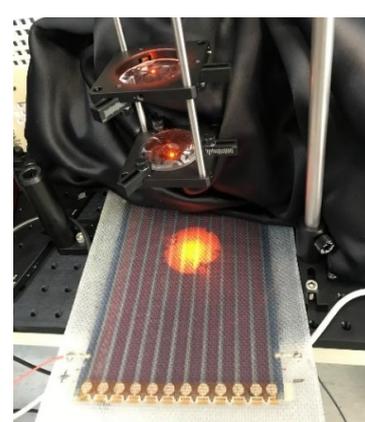
*Figura 3.5*



*Figura 3.6*



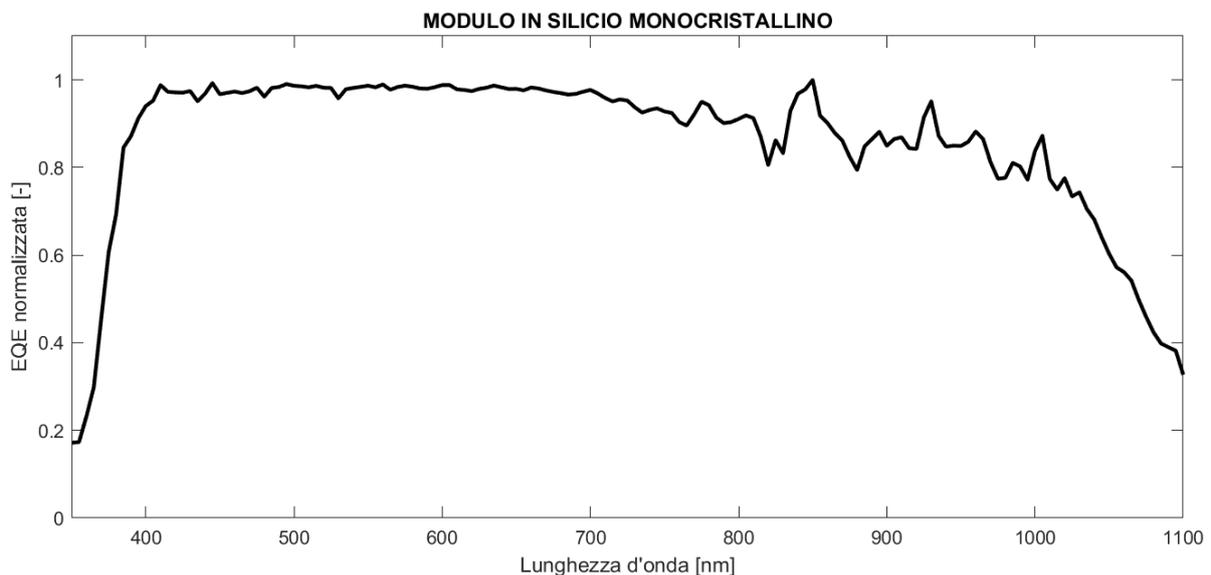
*Figura 3.7*



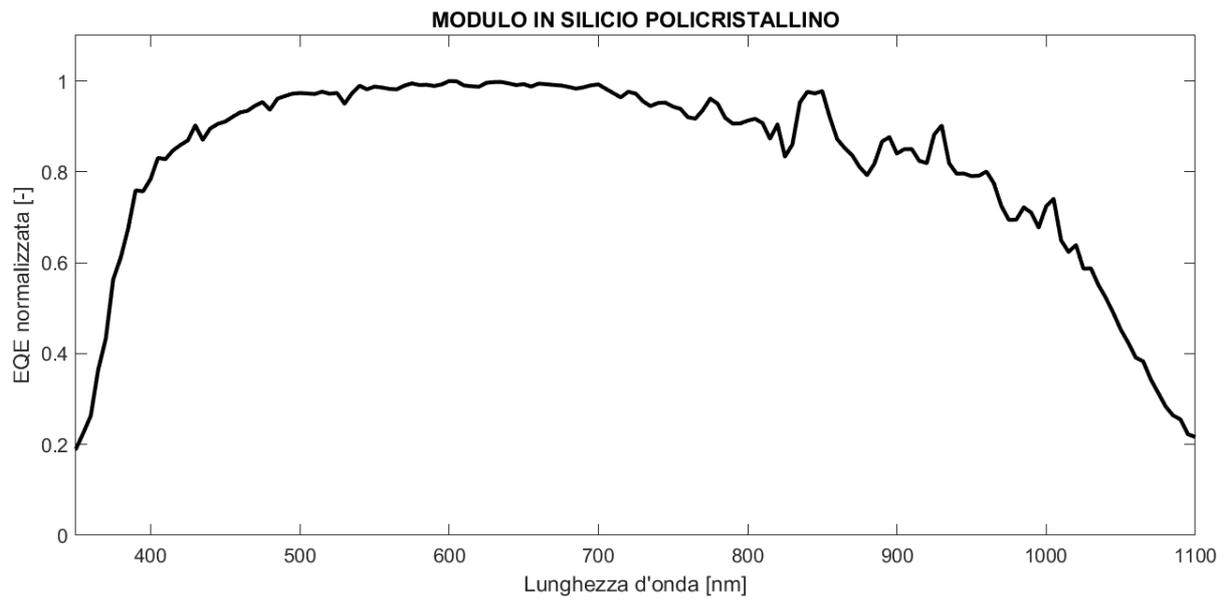
*Figura 3.8*

*Figure 3.3÷3.8: Fasi di misura dell'EQE per i moduli in silicio monocristallino, silicio policristallino, silicio amorfo, CIGS, DSSC in vetro e DSSC flessibile rispettivamente*

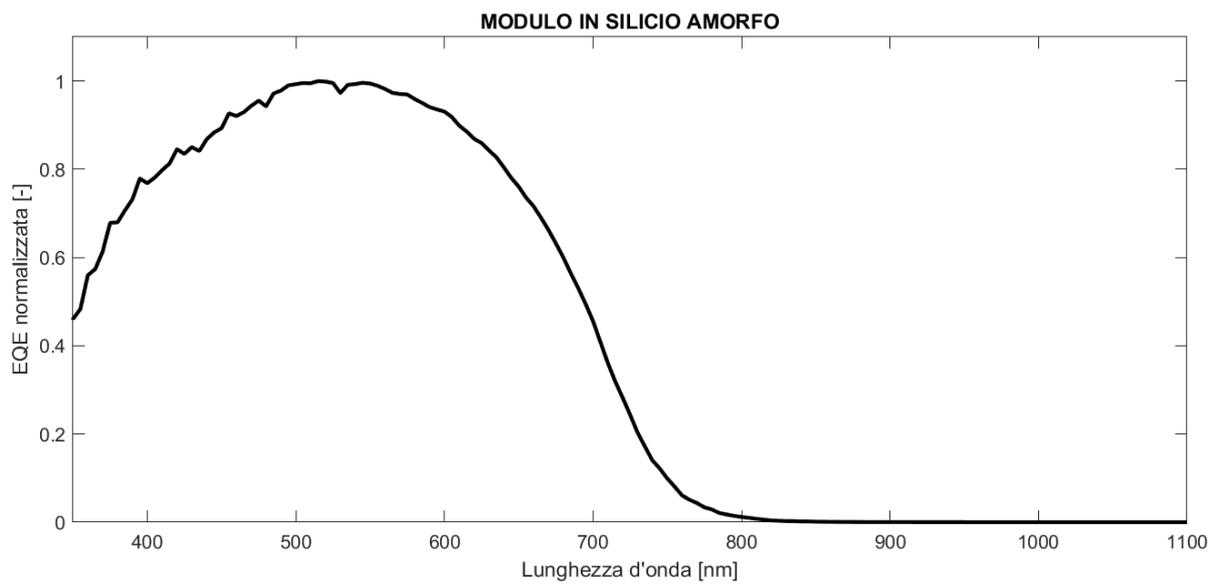
La frequenza di chopping utilizzata per i due moduli DSSC è di 4 Hz, mentre per i moduli al silicio e CIGS una frequenza di 75 Hz. È importante evidenziare che l'aspetto di interesse della misura dell'EQE, trattandosi di moduli fotovoltaici (costituiti da più celle fotovoltaiche connesse in serie e/o parallelo) non sia il valore assoluto dell'efficienza quantica esterna, bensì quello di confrontare l'andamento delle diverse curve tra le diverse tecnologie. Infatti, l'effetto di carico delle diverse celle connesse in serie e/o parallelo rende i valori dell'EQE inferiori rispetto a quelli che si avrebbero con delle celle singole (standard di misura usato per questo tipo di misura). Pertanto i valori di EQE sono stati normalizzati. Dopo aver effettuato le varie misure dell'EQE con la luce allo xeno si sono ottenuti i seguenti risultati, illustrati nelle figure 3.9÷3.14.



*Figura 3.9: EQE normalizzata del modulo in silicio monocristallino*



*Figura 3.10: EQE normalizzata del modulo in silicio policristallino*



*Figura 3.11: EQE normalizzata del modulo in silicio amorfo*

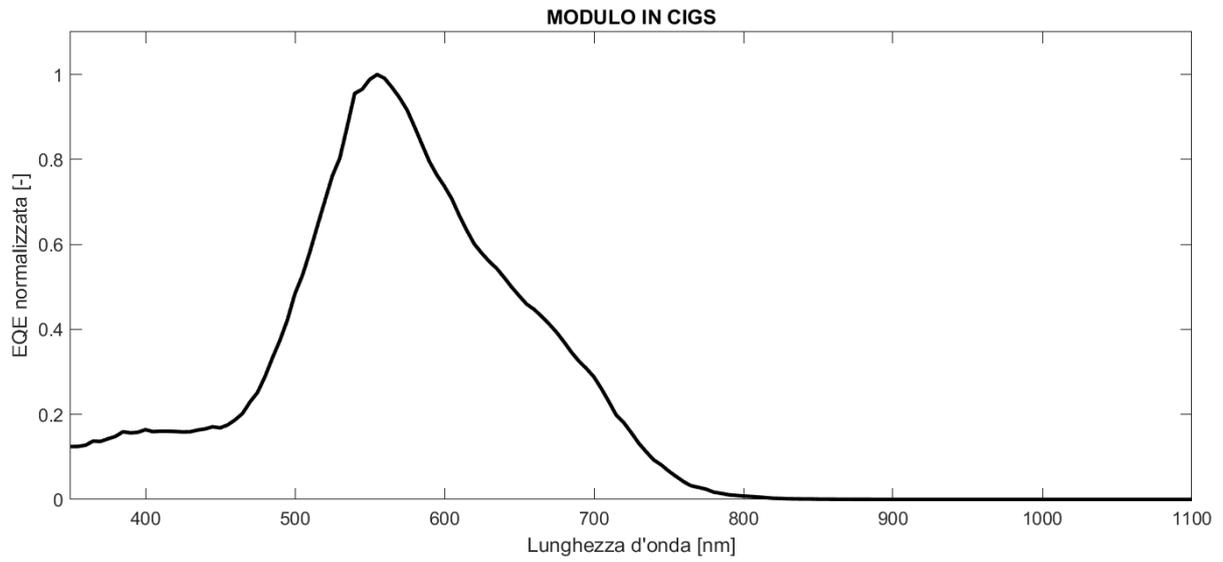


Figura 3.12: EQE normalizzata del modulo in CIGS

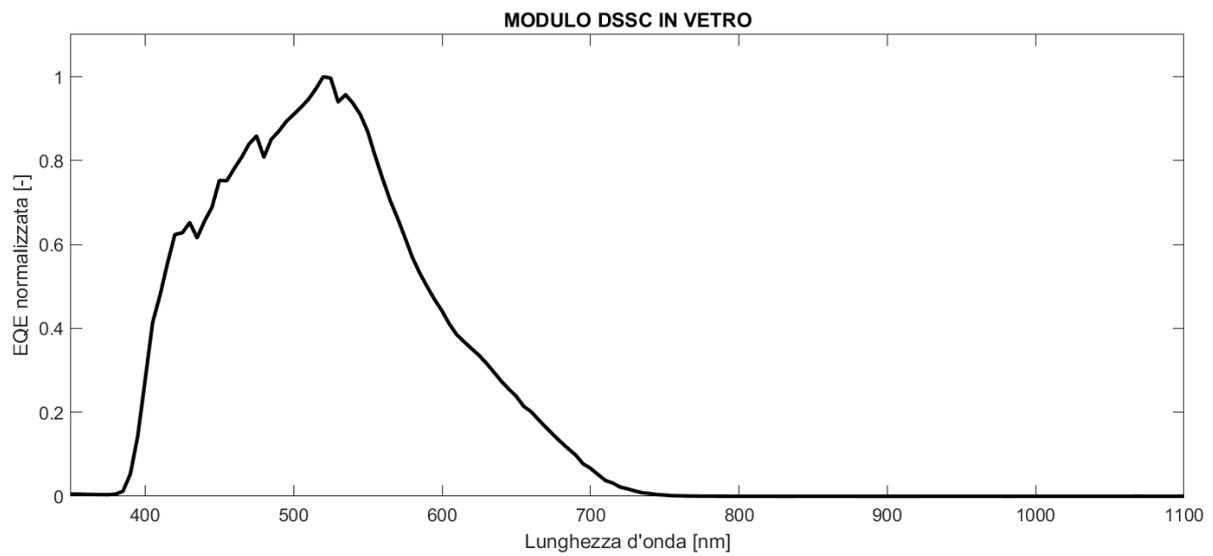


Figura 3.13: EQE normalizzata del modulo DSSC in vetro

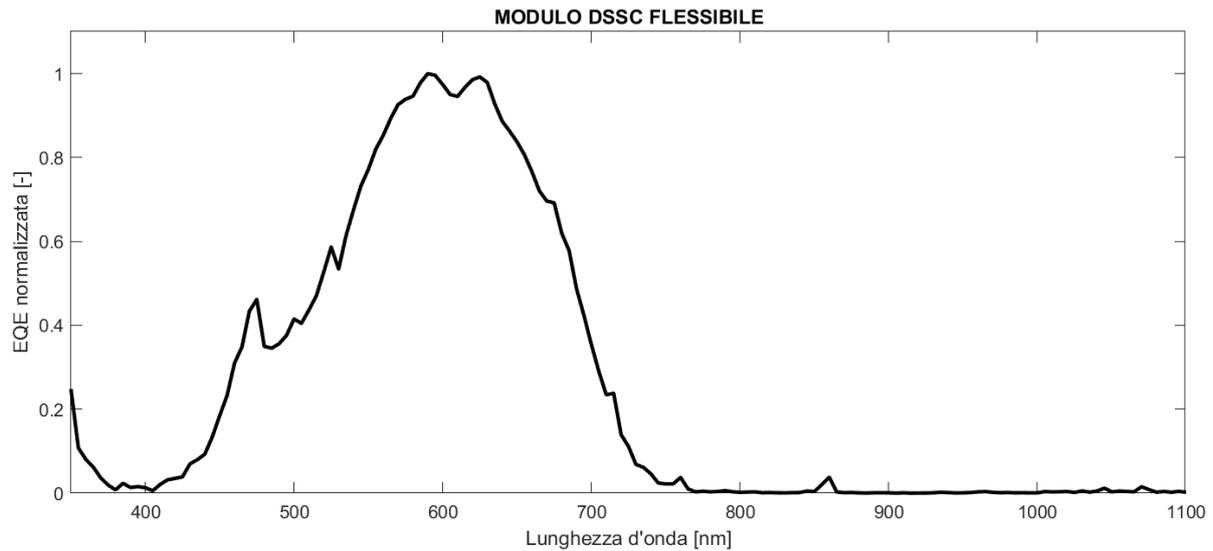


Figura 3.14: EQE normalizzata del modulo DSSC flessibile

### 3.1.2) MATCHING SPETTRALE

La coltivazione indoor è un metodo molto diffuso nella coltivazione delle piante (orticoltura) e nella coltivazione idroponica, ovvero la coltivazione delle piante non nel terreno ma attraverso un mezzo artificiale. Essa permette di coltivare qualsiasi pianta in qualsiasi momento dell'anno e in qualunque stagione. Le lampade HPS sono attualmente le più utilizzate nella coltivazione indoor. Si riportano nelle figure 3.15÷3.17 gli spettri elettromagnetici di una lampada al sodio ad alta pressione o HPS (High Pressure Sodium), le quali sono studiate per essere delle soluzioni specifiche e ideali per la fase di fioritura delle piante nella coltivazione indoor, di una lampada a LED bianco e di una lampada a LED rosso-blu.

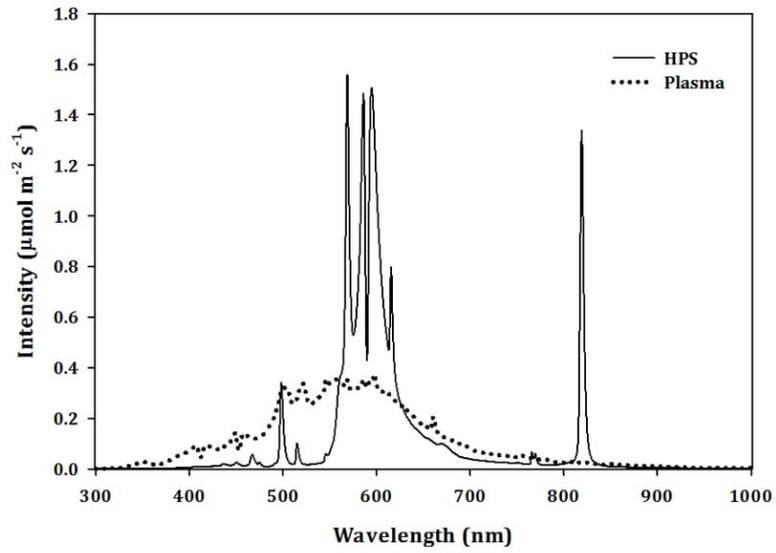


Figura 3.15: Spettro elettromagnetico di una lampada HPS (linea continua)

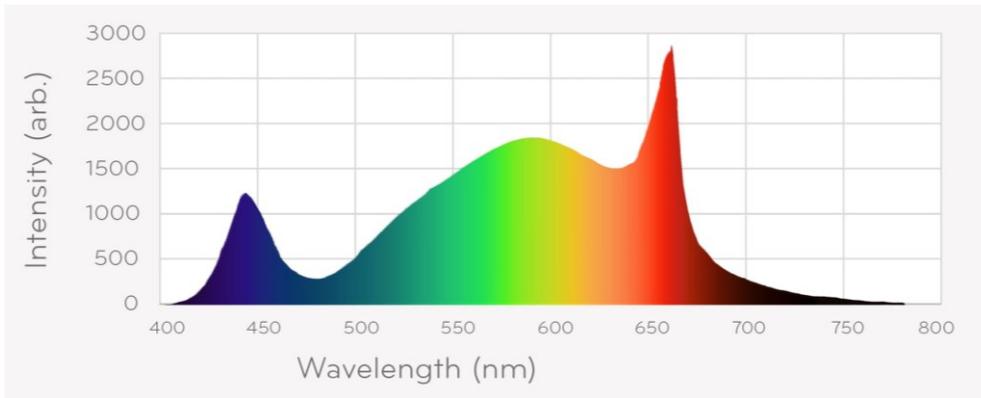


Figura 3.16: Spettro elettromagnetico di una lampada a LED bianco

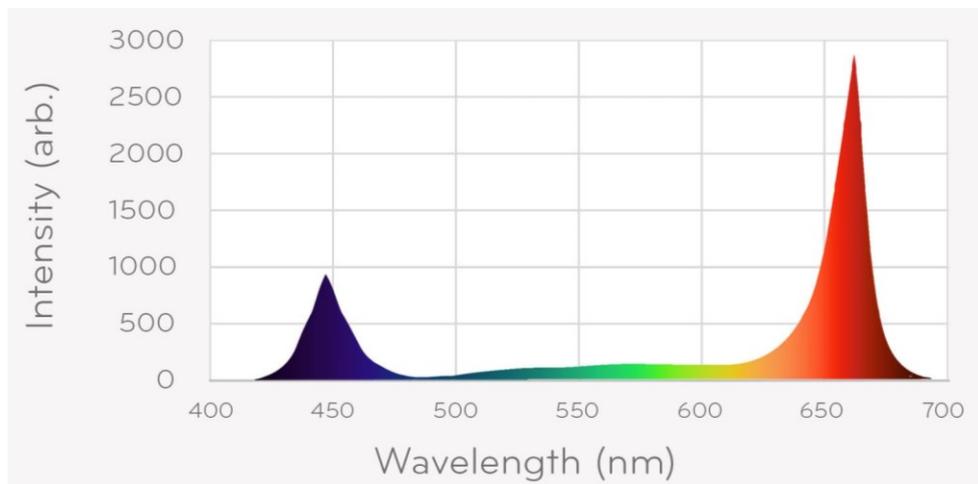


Figura 3.17: Spettro elettromagnetico di una lampada a LED rosso-blu

Attraverso il software *WebPlotDigitizer* è possibile estrarre dati numerici da un'immagine. Dai grafici di figure 3.15÷3.17 è dunque possibile ricavare i rispettivi dati numerici e normalizzare gli spettri, in modo tale da eseguire un confronto tra gli spettri normalizzati delle fonti luminose e le EQE normalizzate dei diversi moduli per effettuare un matching spettrale. Gli spettri normalizzati delle tre lampade sono riportati nelle figure 3.18÷3.20.

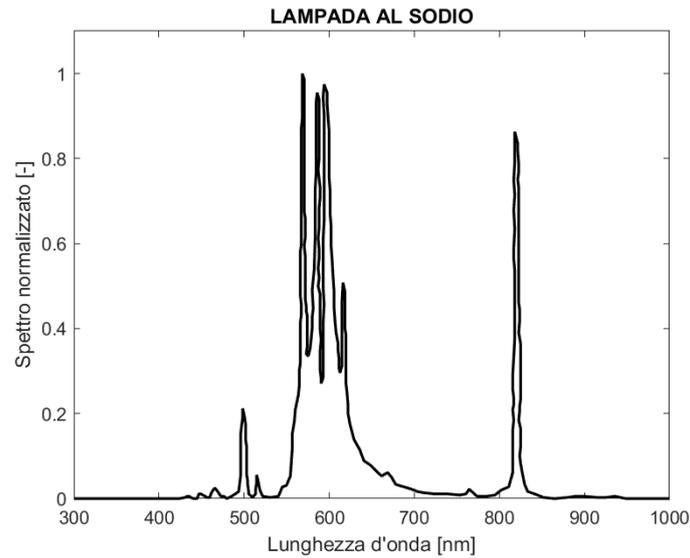


Figura 3.18: Spettro normalizzato della lampada al sodio ad alta pressione

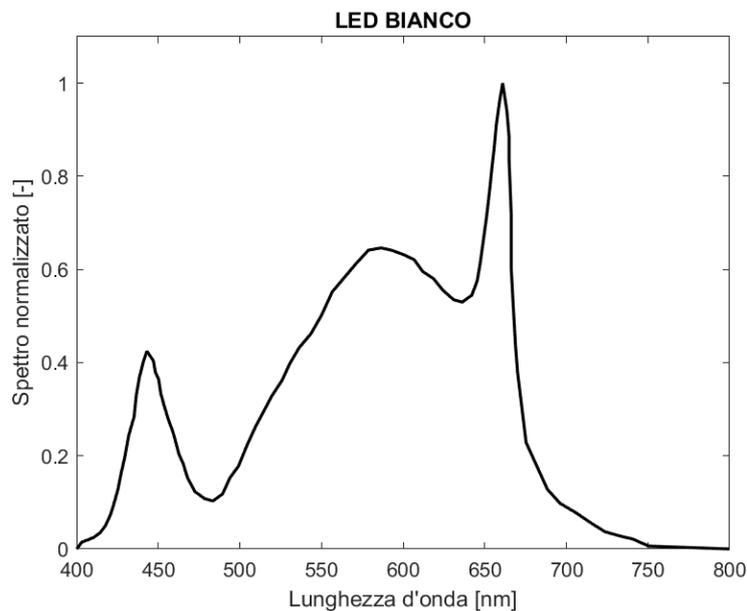


Figura 3.19: Spettro normalizzato della lampada a LED bianco

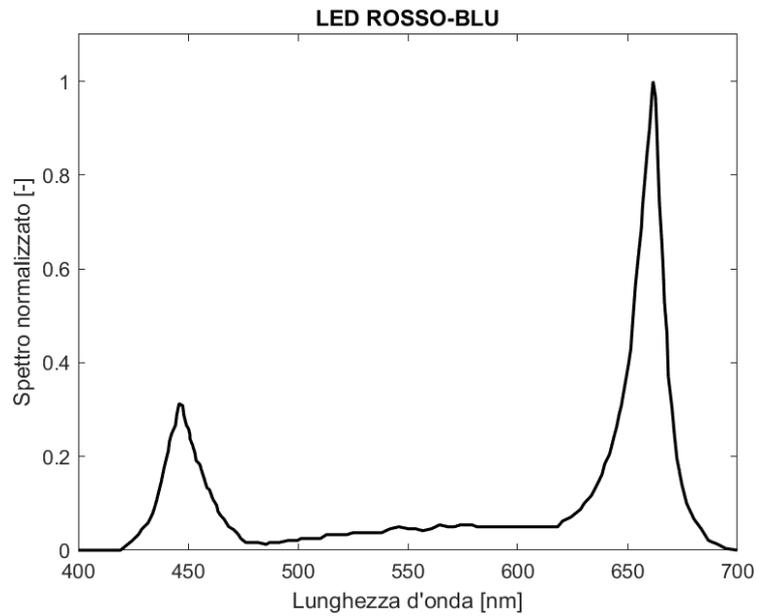


Figura 3.20: Spettro normalizzato della lampada a LED rosso-blu

Si confrontano inoltre in un unico grafico gli spettri normalizzati delle diverse lampade con le EQE normalizzate dei moduli in silicio cristallino, come illustrato in figura 3.21-a.

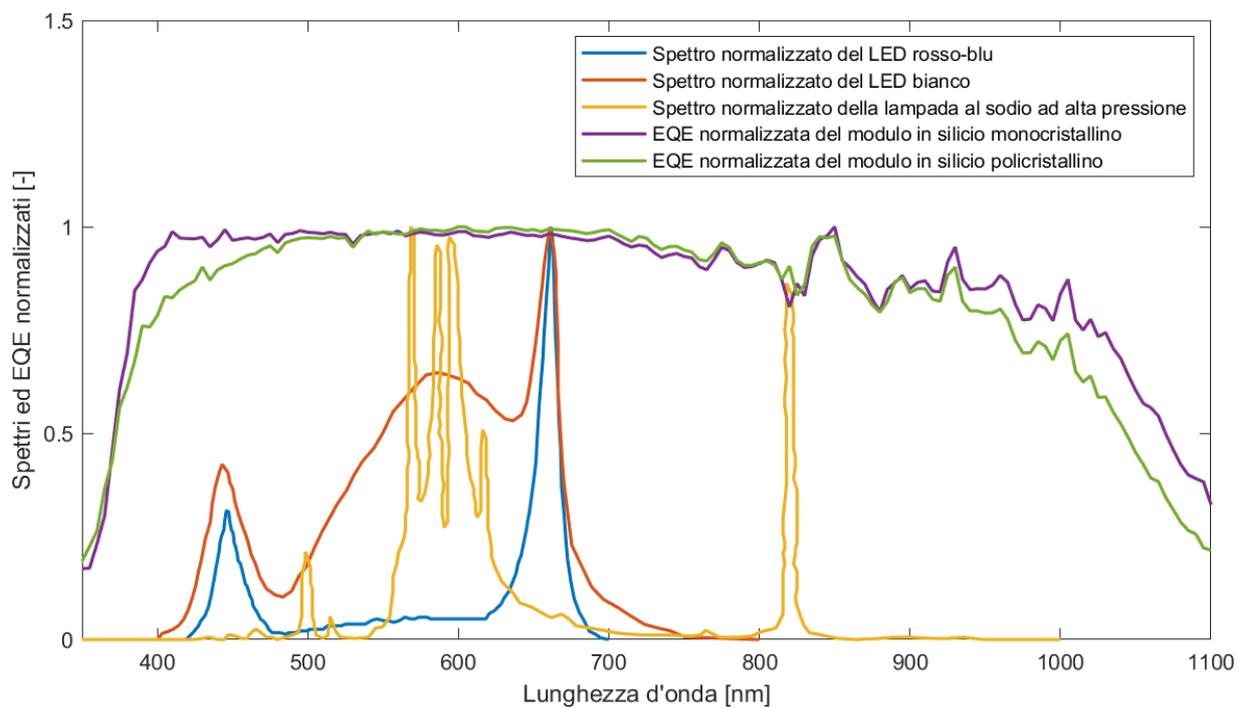
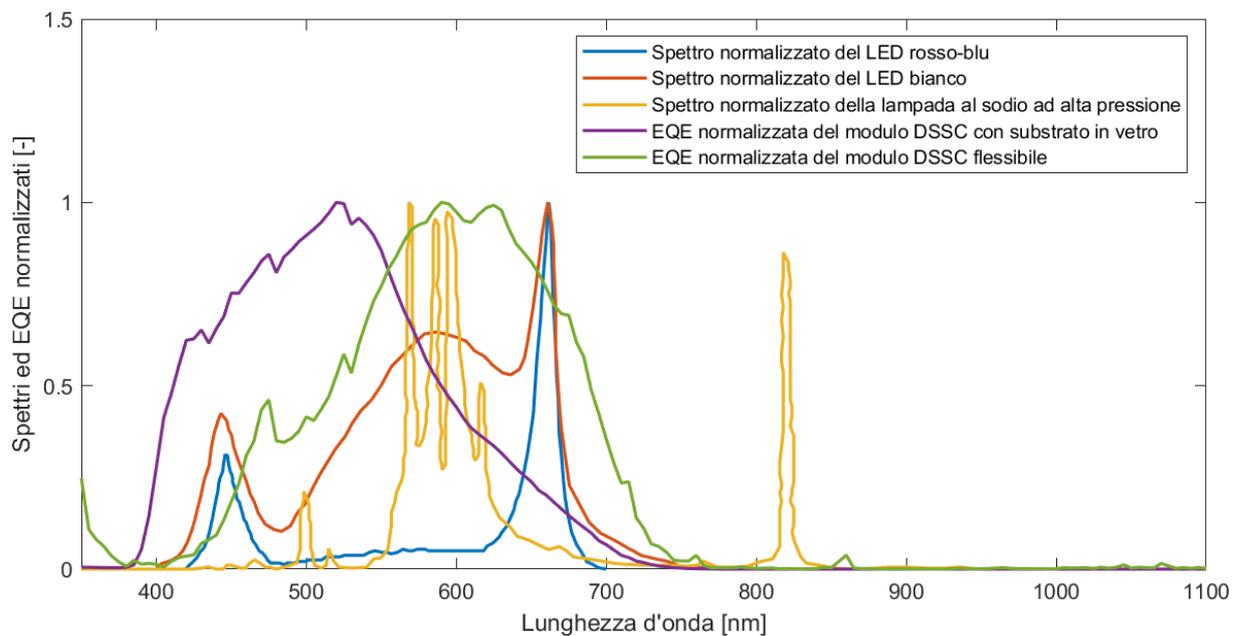


Figura 3.21-a: Matching spettrale tra gli spettri normalizzati delle diverse fonti luminose e le EQE normalizzate dei moduli in silicio cristallino

Si può osservare come nel caso del silicio cristallino si abbia un assorbimento della radiazione incidente anche ben al di sopra dei 700 nm, tuttavia tale radiazione non viene generata dalle lampade a LED per orticoltura, mentre si ha solo un picco in corrispondenza di all'incirca 820 nm nel caso della lampada al sodio ad alta pressione. Da tale analisi si deduce che nonostante i moduli in silicio cristallino siano performanti in un vasto range di lunghezza d'onda della radiazione incidente, questa caratteristica positiva risulti poco vantaggiosa nel caso specifico delle applicazioni indoor.

Viceversa nel caso dei moduli a film sottile, ma soprattutto nel caso dei moduli DSSC, essi assorbono una radiazione trascurabile al di sopra dei 700 nm, ciononostante anche gli spettri delle lampade per applicazioni indoor generano poca radiazione al di sopra di tale valore, come illustrato in figura 3.21-b.



*Figura 3.21-b: Matching spettrale tra gli spettri normalizzati delle diverse fonti luminose e le EQE normalizzate dei moduli DSSC*

### 3.1.3) CARATTERISTICA I-V SOTTO LUCE DI UN MODULO FOTOVOLTAICO

La caratteristica I-V sotto luce rappresenta la corrente in funzione della tensione del modulo. La  $V_{OC}$  è la tensione del modulo misurata in condizione di circuito aperto, mentre  $I_{SC}$  è la corrente misurata quando i terminali risultano cortocircuitati. La tensione a circuito aperto di

un modulo fotovoltaico è la massima tensione elettrica che esso può fornire e si ha in corrispondenza di una corrente nulla. Per eseguire questa misura c'è bisogno di illuminare la cella e per farlo in laboratorio si usa, in genere, un simulatore solare. Il simulatore solare è costituito di una matrice a LED e tale strumento viene utilizzato per eseguire caratterizzazioni elettriche, in particolare l'obiettivo è quello di determinare i valori della corrente di modulo in funzione di diversi livelli di tensione imposti e quindi dei diversi punti di lavoro del dispositivo in funzione del carico. La conoscenza della caratteristica è fondamentale per conoscere il valore di tensione di polarizzazione del modulo fotovoltaico nel punto di massima potenza. La misura viene effettuata con l'ausilio di un source meter (nel caso specifico il source meter Keitley 2651A) nel seguente modo: viene generato un primo flash di luce per determinare la  $V_{OC}$  e quindi il valore massimo di tensione; successivamente vengono imposti un certo numero di tensioni, dalla tensione di cortocircuito fino a quella di circuito aperto (nello specifico sono stati impostati 100 livelli di tensione). Ad ogni livello di tensione viene misurata la corrente erogata dal modulo.

### **3.1.4) CALIBRAZIONE DEL SIMULATORE SOLARE (POTENZE SUPERIORI A $200 \text{ W/m}^2$ )**

Per eseguire le misure delle curve I-V light (sotto luce) è necessario l'utilizzo di un simulatore solare. In particolare tale strumento è un simulatore solare a LED, il quale è stato calibrato nel seguente modo: alle diverse intensità luminose erogabili dal simulatore solare (80 livelli luminosi diversi) vengono associati i corrispondenti valori di irradianza luminosa, espressi in  $\text{W/m}^2$ . Si è deciso di fissare la posizione del simulatore solare ad un'altezza di 81 cm, in quanto l'irradianza dipende dalla distanza della fonte luminosa. Tale misura è stata effettuata con un piranometro, ovvero un dispositivo dotato di termopila che misura la radiazione globale. Attraverso la relazione di proporzionalità fornita dal costruttore dello strumento ( $1\text{V} : 400.2 \text{ W/m}^2 = \text{Tensione}_{\text{misurata}} : \text{Irradianza}_{\text{cercata}}$ ), è possibile ricavare l'irradianza in funzione della tensione in uscita del piranometro, misurata con un multimetro. Nelle Figure 3.22 e 3.23 si può osservare il simulatore solare in funzione posto ad 81 cm dall'estremità superiore del piranometro con la rispettiva misura del multimetro.

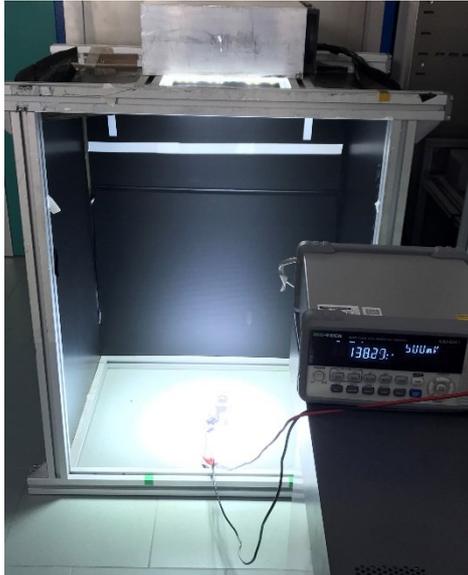


Figura 3.22



Figura 3.23

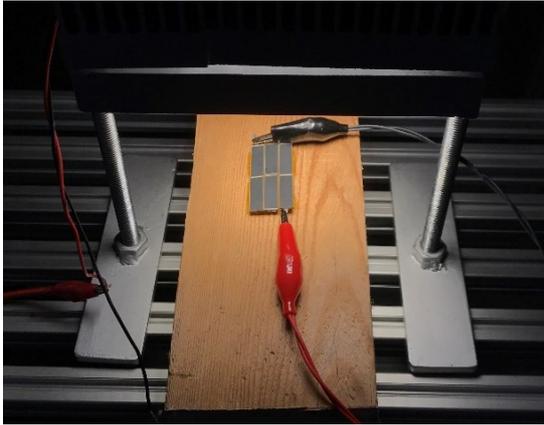
*Figure 3.22-3.23: Nella figura a sinistra è mostrata la calibrazione del piranometro tramite il simulatore solare mentre nella figura a destra si osserva il posizionamento del piranometro per la sua calibrazione. Successivamente sono stati posti i vari moduli in modo tale che l'estremità superiore di quest'ultimi coincidesse in termini di altezza dal suolo con l'estremità superiore del piranometro.*

È stato possibile automatizzare l'acquisizione e l'analisi dei dati attraverso il software LabVIEW. I valori numerici associati al simulatore solare, alla tensione misurata dal multimetro e dunque alla potenza radiante calcolata attraverso la correlazione dello strumento sono riportati rispettivamente nella tabella 3.1.

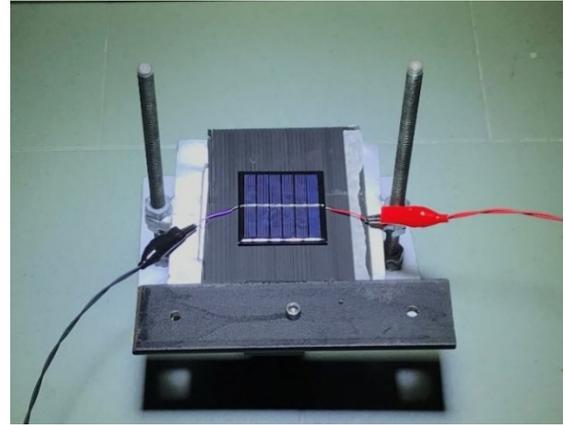
Livello luminoso indicato dal simulatore	Tensione misurata in uscita del piranometro[V]	Potenza calcolata [W/m <sup>2</sup> ]
13	0.686	274
16	0.883	353
19	1.081	432
22	1.26	504
25	1.42	568
28	1.57	628
31	1.71	684
34	1.85	740
37	1.98	792
40	2.1	840
43	2.22	888
46	2.34	936
49	2.45	980
51	2.52	1008
54	2.63	1052
57	2.74	1096
60	2.84	1136
63	2.95	1180
67	3.08	1232
70	3.18	1272

*Tabella 3.1: Valori numerici, tensione misurata e potenza calcolata tramite il piranometro*

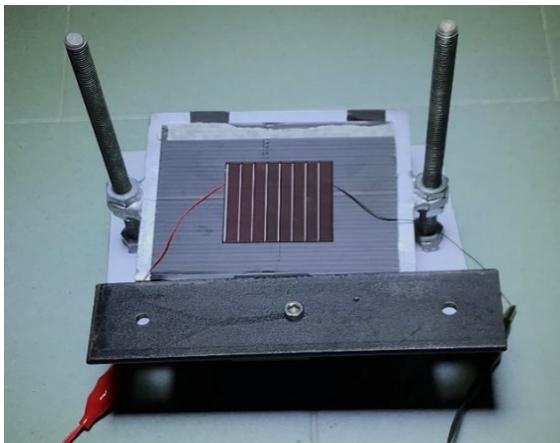
Nelle figure 3.24÷3.29 sono rappresentate le fasi di misura della caratteristica I-V sotto illuminamento da 274 a 1272 W/m<sup>2</sup> per i diversi moduli.



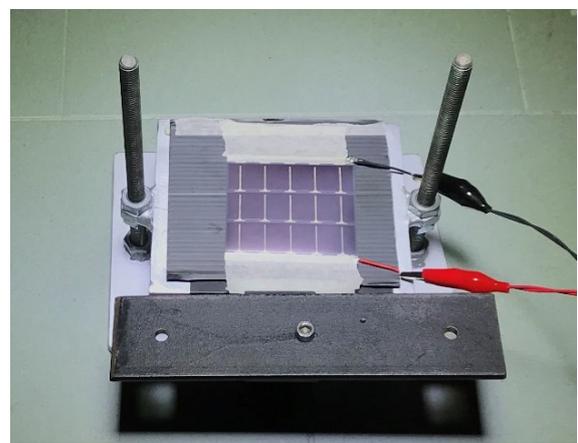
*Figura 3.24*



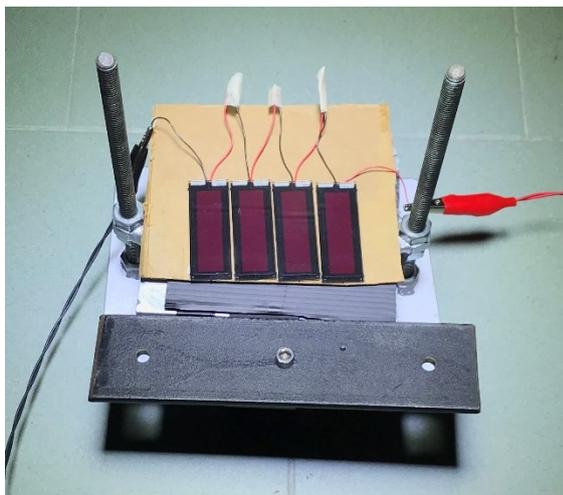
*Figura 3.25*



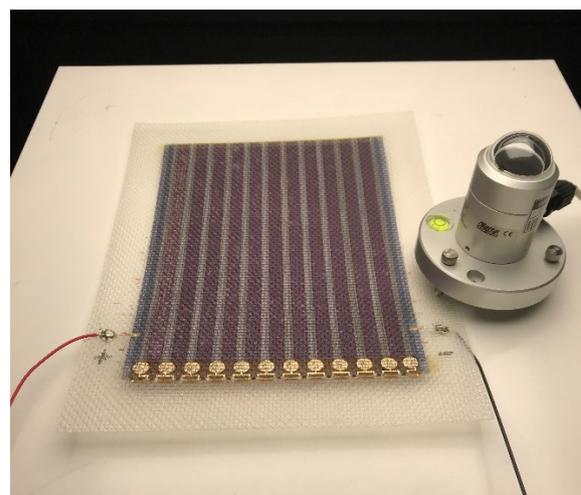
*Figura 3.26*



*Figura 3.27*



*Figura 3.28*



*Figura 3.29*

*Figure 3.24÷3.29: Fasi di misura della caratteristica I-V light per i moduli in silicio monocristallino, silicio policristallino, silicio amorfo, CIGS, DSSC in vetro e DSSC flessibile rispettivamente*

### 3.1.5) CALIBRAZIONE LAMPADA A LED (POTENZE INFERIORI A 200 W/m<sup>2</sup>)

Poichè il simulatore solare non è in grado di erogare irradianze luminose inferiori ai 200 W/m<sup>2</sup>, è stato necessario utilizzare un secondo set up sperimentale per le misure da 1.2 a 200 W/m<sup>2</sup>. Per questo scopo è stata utilizzata una matrice a LED simile a quella presente nel simulatore solare, alimentata però con un alimentatore da banco controllato in corrente, che permette una regolazione fine della luminosità. Inoltre, vista la poca sensibilità del piranometro per irradianze inferiori a 100 W/m<sup>2</sup>, si è dovuto far ricorso a uno spettrometro, strumento che permette una misura più accurata dell'irradianza luminosa. Da specifiche, infatti, si ricava che la sensibilità del piranometro, ovvero il più piccolo valore di potenza che lo strumento possa distinguere, è di 25 W/m<sup>2</sup>. A differenza del piranometro che sfrutta una termopila, lo spettrometro, invece, è in grado di misurare lo spettro della radiazione elettromagnetica in funzione della sua lunghezza d'onda. Lo spettrometro, dunque, determina idealmente la potenza totale come l'integrale dell'irradianza spettrale in tutto il campo di lunghezze d'onda esaminato (da 350 a 1100 nm).

$$I = \int_{350}^{1100} I_{\lambda} d\lambda \quad (3.2)$$

in cui i termini dell'equazione (3.2) sono rispettivamente  $I$  l'irradianza globale in [W/m<sup>2</sup>],  $I_{\lambda}$  l'irradianza monocromatica espressa in [W·m<sup>-2</sup>·nm<sup>-1</sup>] e  $d\lambda$  il differenziale della lunghezza d'onda in [nm].

Da notare che l'irradianza è un parametro che dipende dalla distanza della fonte luminosa dal sensore che rileva la misura; a parità di condizione di funzionamento della lampada, più ci si avvicina al sensore più aumenta l'irradianza misurata; viceversa, più ci si allontana dal sensore, minore è l'irradianza misurata. Questo è il motivo per cui si considera, tra i parametri della misura, anche la distanza dalla fonte luminosa. Tutti questi accorgimenti servono a rendere la misura ripetibile.

In figura 3.30 è mostrato il setup utilizzato per le misure da 1.2 a 200 W/m<sup>2</sup>.

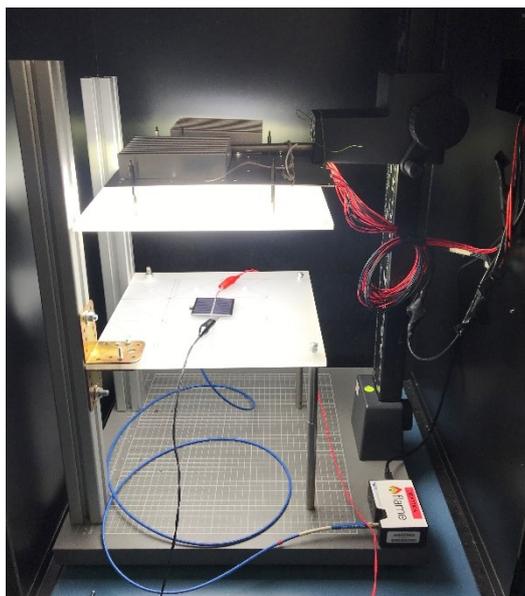


Figura 3.30: Lampada a LED e spettrometro

Si riportano in tabella 3.2 i valori della corrente di alimentazione e dell'altezza letta dal misuratore di altezza per i diversi irraggiamenti.

Corrente imposta dall'alimentatore [mA]	LED accesi (%)	Altezza dal sensore dello spettrometro [cm]	Potenza calcolata [ $\text{W}/\text{m}^2$ ]
20	50	60	1.2
34	50	60	2.1
47	50	60	3
62	50	60	4
77	50	60	5
92	50	60	6.1
105	50	60	7
119	50	60	8
135	50	60	9
150	50	60	10
300	50	60	20
760	50	60	50
750	100	60	100
820	100	51.5	200

Tabella 3.2: Potenza misurata dallo spettrometro in funzione della corrente imposta dall'alimentatore e dell'altezza dal piano di riferimento.

Si riportano di seguito nelle figure 3.31÷3.42 i grafici della caratteristica I-V ottenuta con i campioni illuminati per i diversi moduli a diverse irradianze.

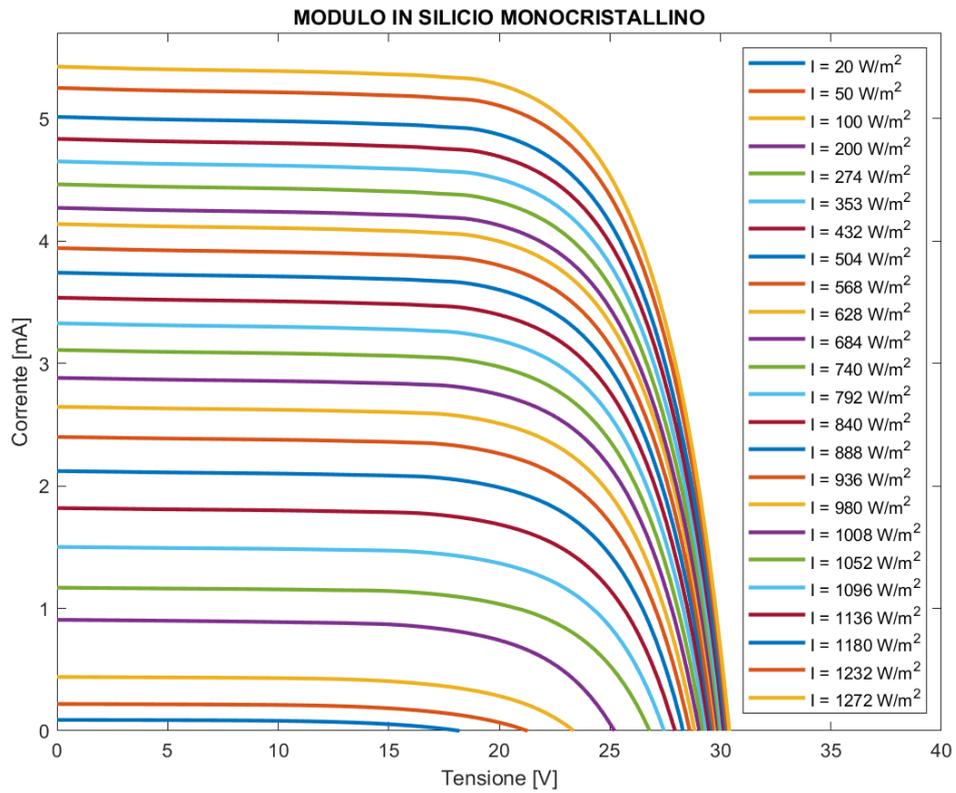


Figura 3.31: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 20 a 1272 W/m<sup>2</sup> per il modulo in silicio monocristallino

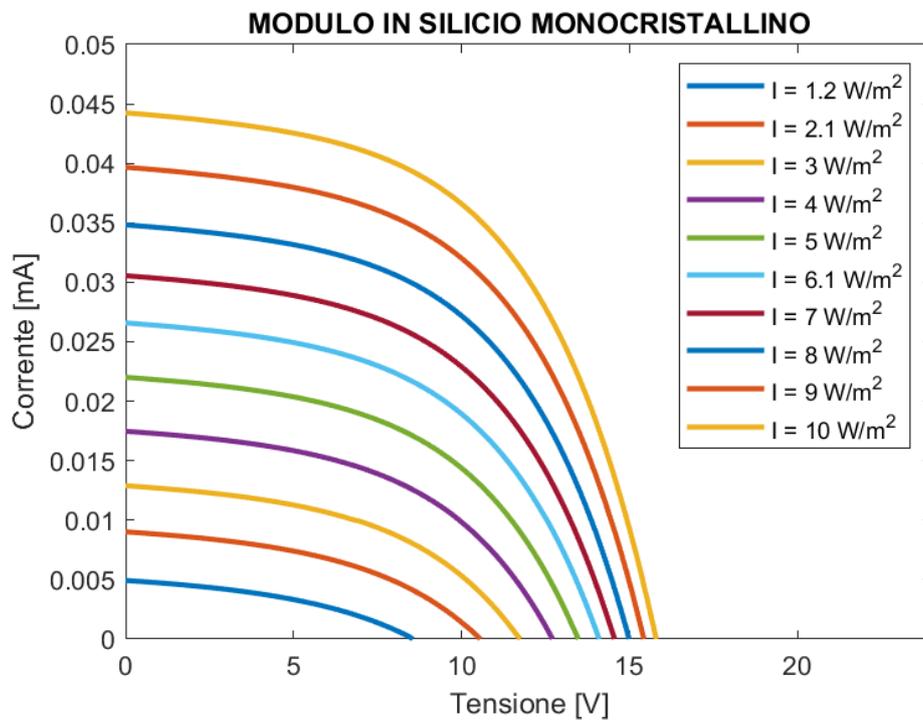


Figura 3.32: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 1.2 a 10 W/m<sup>2</sup> per il modulo in silicio monocristallino

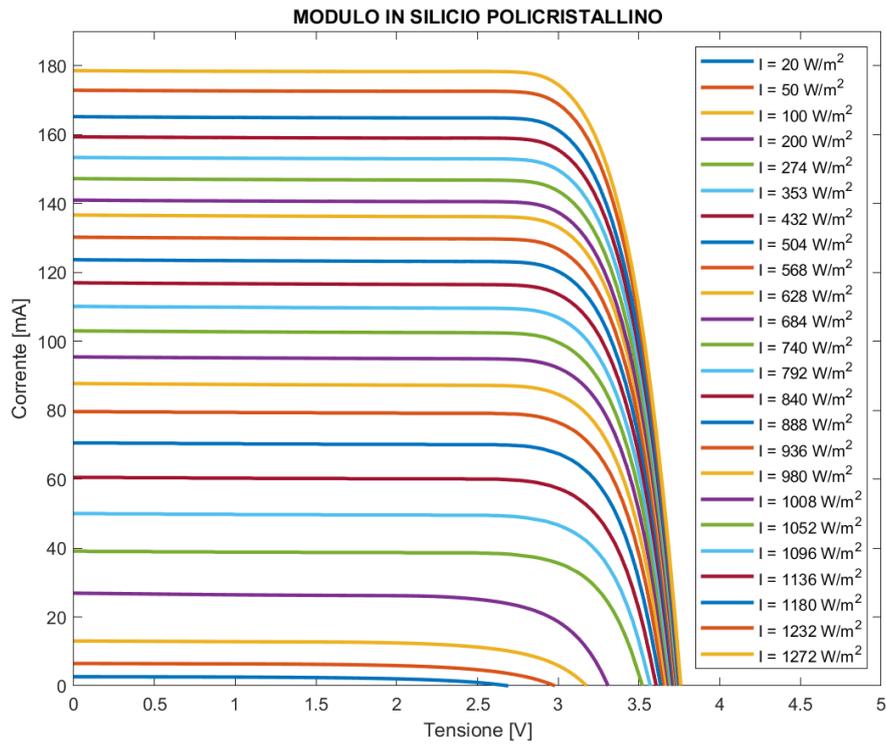


Figura 3.33: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 20 a 1272 W/m<sup>2</sup> per il modulo in silicio policristallino

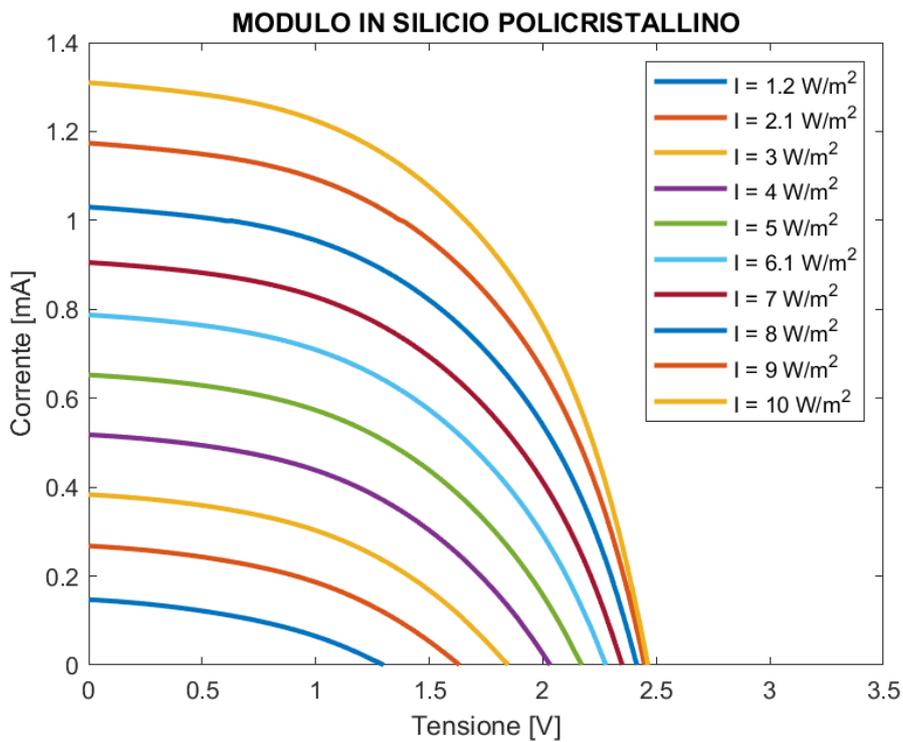


Figura 3.34: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 1.2 a 10 W/m<sup>2</sup> per il modulo in silicio policristallino

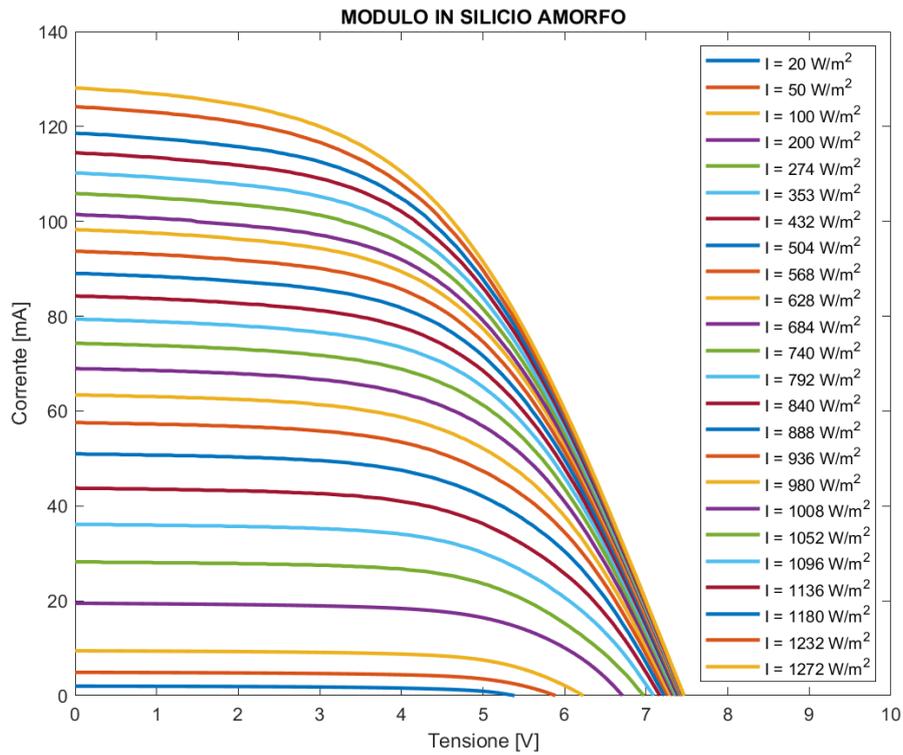


Figura 3.35: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 20 a 1272 W/m<sup>2</sup> per il modulo in silicio amorfo

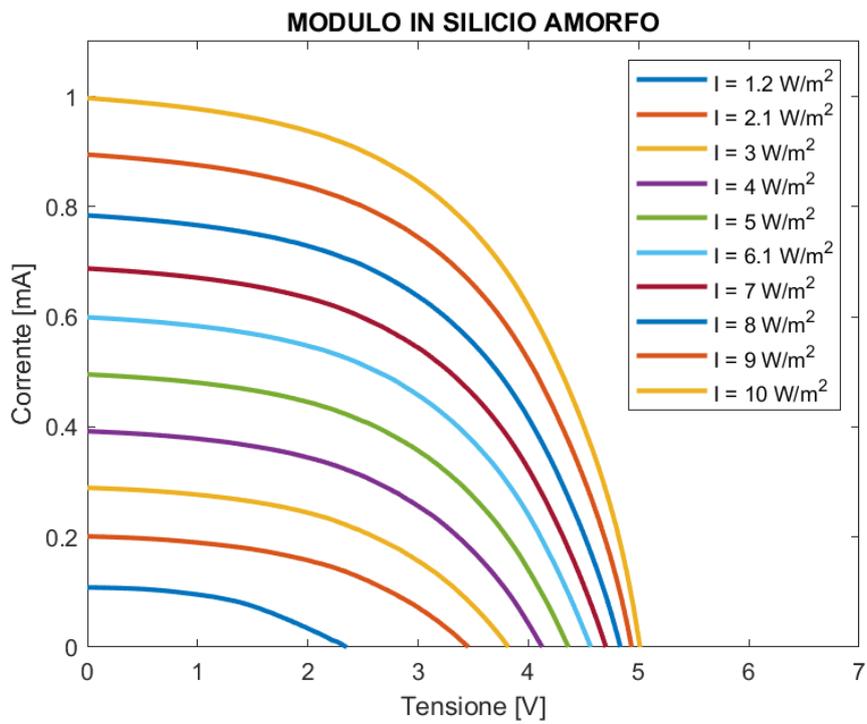


Figura 3.36: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 1.2 a 10 W/m<sup>2</sup> per il modulo in silicio amorfo

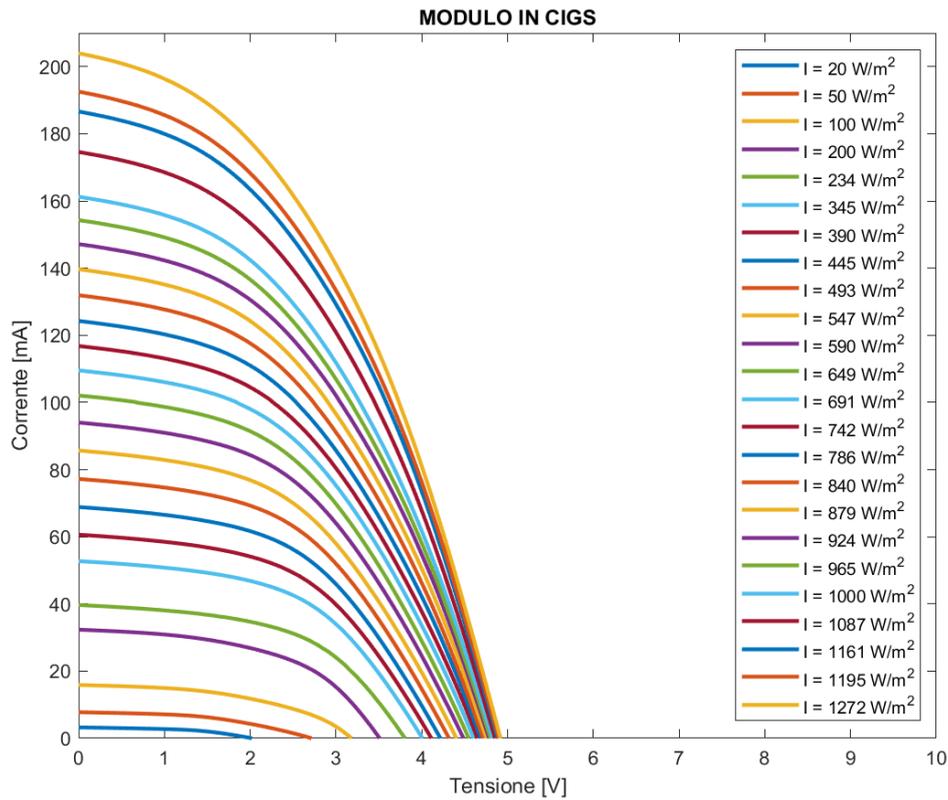


Figura 3.37: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 20 a 1272 W/m<sup>2</sup> per il modulo in CIGS

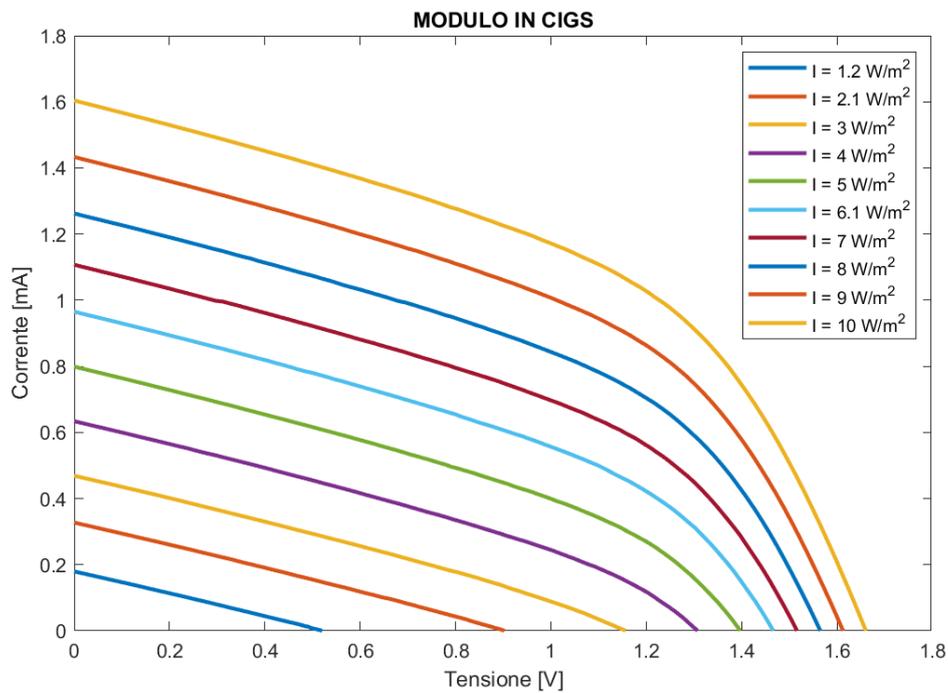


Figura 3.38: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 1.2 a 10 W/m<sup>2</sup> per il modulo in silicio CIGS

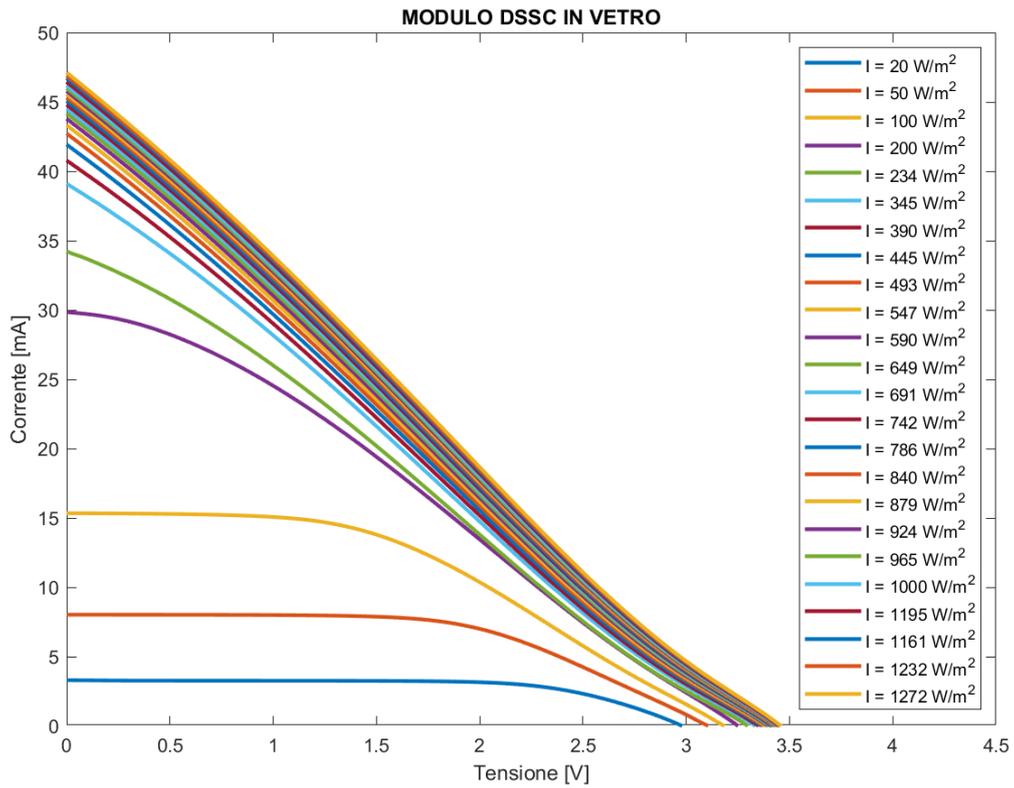


Figura 3.39: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 20 a 1272 W/m<sup>2</sup> per il modulo DSSC in vetro

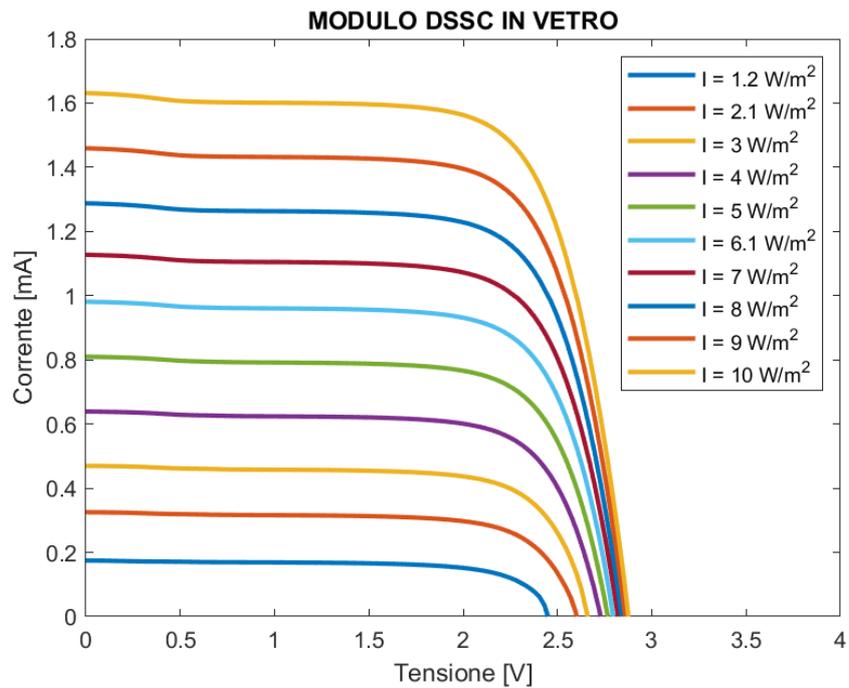


Figura 3.40: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 1.2 a 10 W/m<sup>2</sup> per il modulo DSSC in vetro

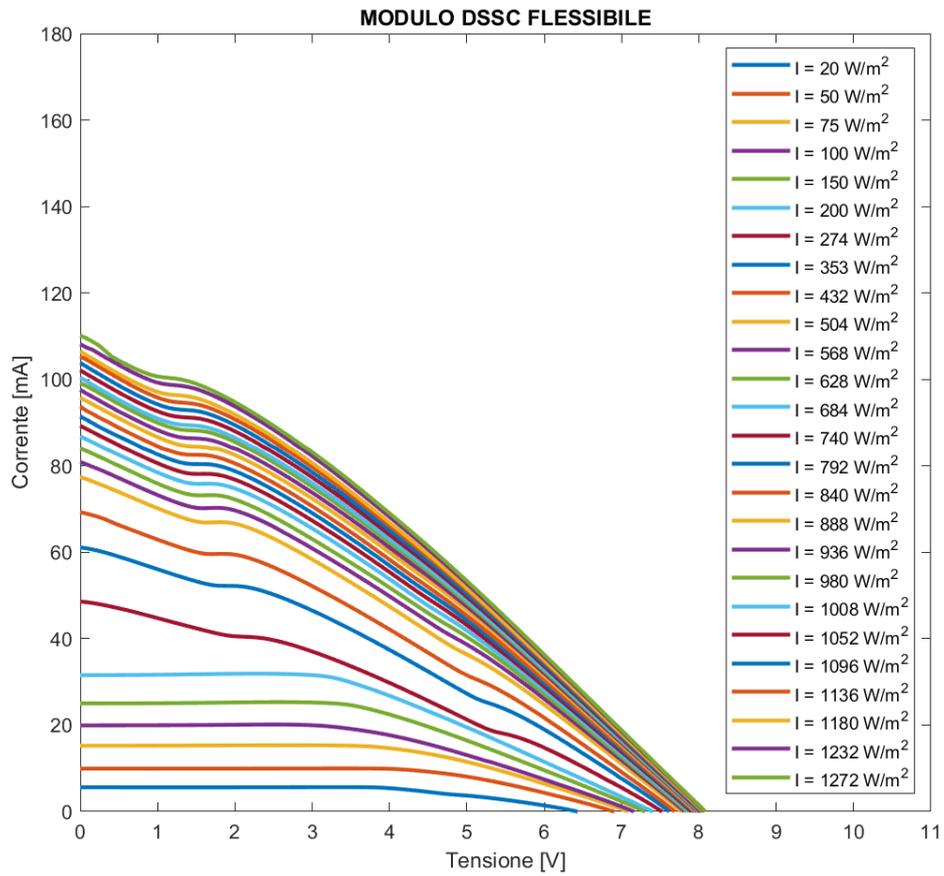


Figura 3.41: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 20 a 1272 W/m<sup>2</sup> per il modulo DSSC flessibile

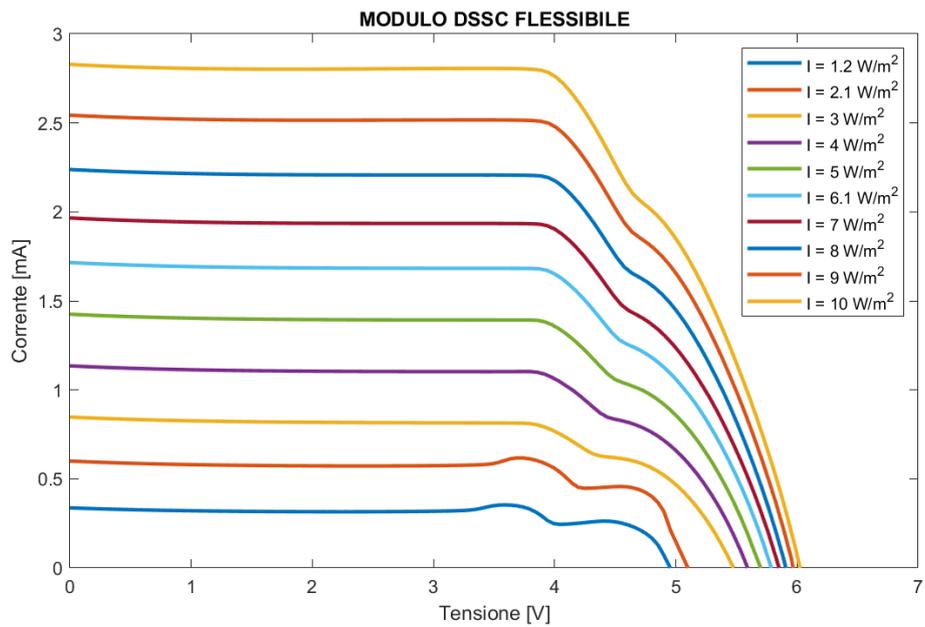


Figura 3.42: Caratteristica I-V light in funzione di diversi irraggiamenti da 1.2 a 10 W/m<sup>2</sup> per il modulo DSSC flessibile

Dai grafici delle figure 3.39÷3.42 dei moduli organici DDSC si può osservare come la caratteristica I-V per irraggiamenti superiori a  $200 \text{ W/m}^2$  si discosti da quella tipica di una cella fotovoltaica. Ad elevati irraggiamenti si ha un impatto significativo della resistenza serie nel circuito equivalente del modulo fotovoltaico. L'impatto principale della resistenza serie è la riduzione del fattore di riempimento, sebbene valori eccessivamente elevati possano anche ridurre la corrente di cortocircuito.

Si osserva inoltre come il fattore di riempimento, definito dall'equazione (2.4) vari in base alla tecnologia del modulo e all'irradianza a cui il modulo è esposto. L'incidenza dell'irradianza ha dipendenza logaritmica con il valore della tensione a vuoto, mentre varia in modo proporzionale la corrente di cortocircuito al variare dell'intensità dell'irraggiamento.

### **3.1.6) CARATTERISTICHE I-V DARK**

Poiché i moduli fotovoltaici convertono la luce in elettricità, potrebbe sembrare superfluo effettuare le misure dei moduli al buio. Tuttavia, le misure della caratteristica I-V dark sono preziose per indagare le proprietà elettriche dei diodi del modello equivalente della cella. Le misure IV al buio iniettano portatori nel circuito per mezzo di una source meter.

La caratteristica I-V al buio viene ricavata in modo analogo a quella sottoposta ad illuminazione, tuttavia in questo caso il range di misura è fisso, ovvero vengono stabilite la tensione minima e quella massima. Anche in questo caso viene generato uno sweep in tensione a gradino e quindi si misura la corrente. Generalmente la caratteristica I-V dark di una cella fotovoltaica viene diagrammata in scala logaritmica, essendo le correnti in gioco differenti di diversi ordini di grandezza tra quella minima e quella massima. Generalmente in questa tipologia di caratterizzazione si applica anche una tensione sia negativa sia che superiore alla tensione di circuito aperto (ovviamente con dei valori che non siano in grado di danneggiare il dispositivo), in tal modo da determinare alcuni parametri, come ad esempio la resistenza serie, il primo ed il secondo diodo del circuito equivalente del dispositivo fotovoltaico. Nelle figure 3.43÷3.48 sono riportate le caratteristiche I-V dark in scala logaritmica per i diversi moduli.

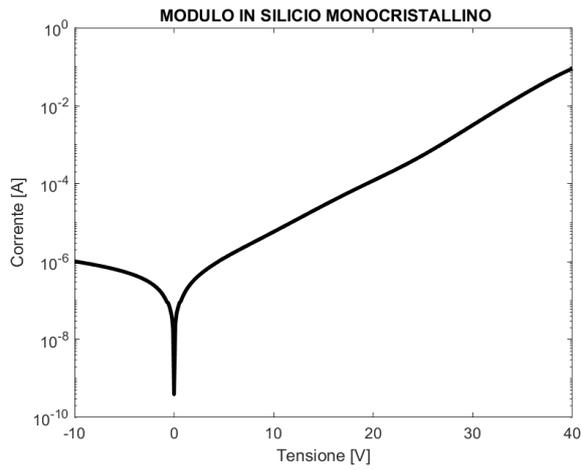


Figura 3.43

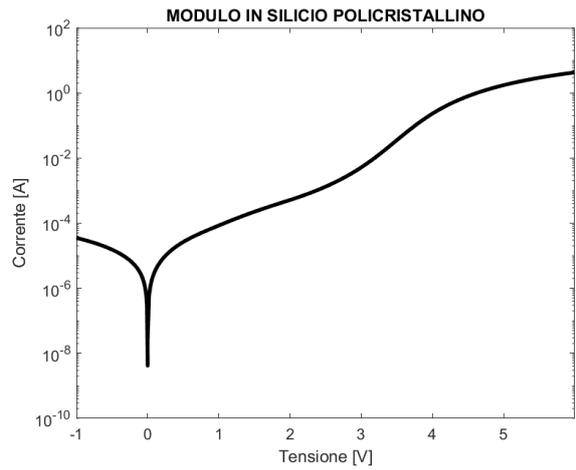


Figura 3.44

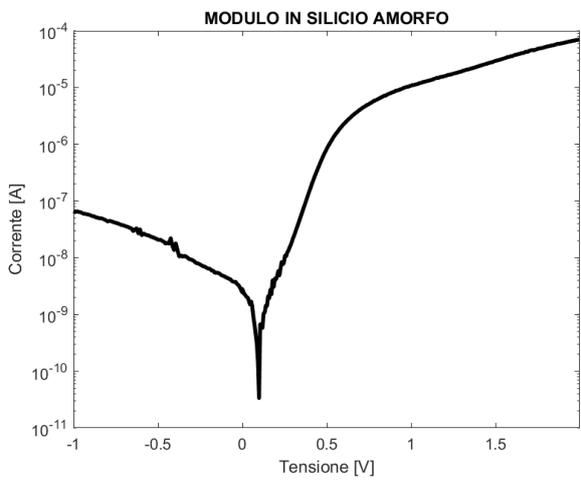


Figura 3.45

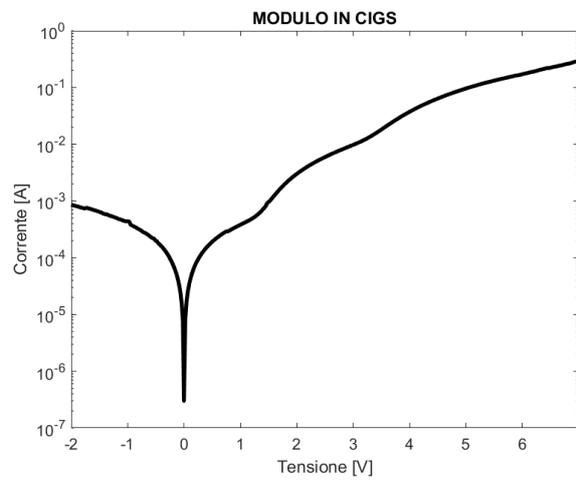


Figura 3.46

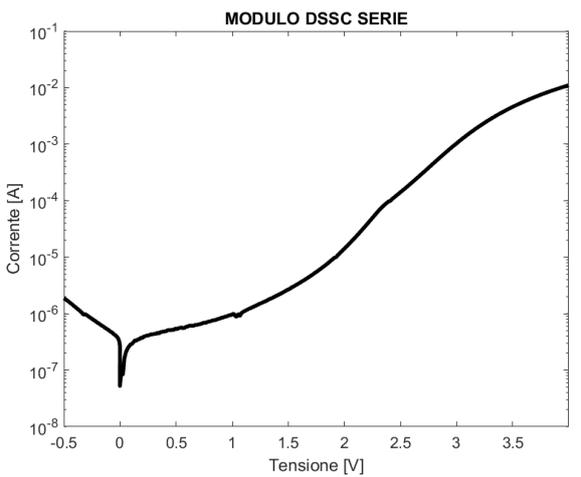


Figura 3.47

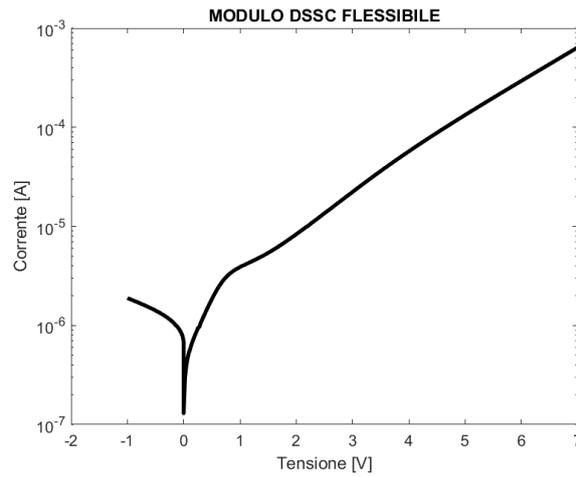


Figura 3.48

Figure 3.43÷3.48: Caratteristiche I-V dark in scala logaritmica per i moduli in silicio monocristallino, silicio policristallino, silicio amorfo, CIGS, DSSC in vetro e DSSC flessibile rispettivamente

Il modello del circuito equivalente di una cella fotovoltaica è stato presentato nel paragrafo 2.1.3. I diodi del modello hanno i seguenti scopi: il primo diodo modella la giunzione p-n che si crea al momento di una singola cella. Ad esempio nelle celle al silicio si ha uno strato drogato p e uno strato drogato n, mentre nelle celle in CIGS lo strato in CIGS costituisce il lato p, mentre lo strato in CdS costituisce il lato n. Il secondo diodo, invece, modella tutte le perdite ed i fenomeni di ricombinazione che avvengono all'interno della regione di svuotamento. Nei dispositivi ideali, come i diodi ad esempio, si può ipotizzare che tali perdite siano trascurabili. Viceversa il funzionamento di una cella fotovoltaica nella realtà è contraddistinta da numerosi fenomeni complessi, dunque il loro comportamento deve essere modellizzato più nel dettaglio [14].

### **3.2) STIMA DEI PARAMETRI ELETTRICI DEI MODULI**

Una volta ottenuti i dati sperimentali, si procede all'estrapolazione e alla stima dei parametri elettrici dei moduli, che verranno usati per progettare l'algoritmo MPPT. Per fare ciò si sfruttano dei metodi numerici, e in particolari dei metodi approssimazione. A differenza dell'interpolazione in cui si cerca una funzione che passi esattamente per i dati assegnati, nell'approssimazione si cerca una funzione che approssimi al meglio i dati assegnati senza passare esattamente per questi. Alcuni dei motivi che portano a cercare una funzione di approssimazione piuttosto che di interpolazione sono i seguenti:

- I dati a disposizione sono affetti da errore;
- Si è interessati a vedere l'andamento dei dati su lunga scala in una visione globale, in quanto avendo a disposizione  $n$  dati, anche molto accurati, una funzione interpolante può dare una buona idea localmente, mentre una funzione approssimante data da una retta fornisce una migliore idea del comportamento su lunga scala dei dati.

Non ha senso, quindi, cercare una funzione che passi esattamente per i dati assegnati (come accade nell'interpolazione), perché una funzione del genere introdurrebbe oscillazioni prive di significato fisico [15].

### 3.2.1) METODO DI APPROSSIMAZIONE LINEARE DEI DATI SPERIMENTALI

La retta che meglio approssima i dati sperimentali senza dover coincidere con essi prende il nome di retta di regressione ai minimi quadrati. Si devono approssimare le coppie di dati  $(x_i, y_i)$  con  $i = 1, \dots, n$ , mediante la retta  $p_1(x) = m \cdot x + q$ . I coefficienti  $m$  e  $q$  si determinano minimizzando globalmente gli scarti tra  $y_i$  e il corrispondente valore sulla retta  $p_1(x_i) = m \cdot x_i + q$ , per  $i = 1, \dots, n$ . Lo scarto è la differenza  $p_1(x_i) - y_i = m \cdot x_i + q - y_i$ . Si considera la somma dei quadrati degli scarti e si determinano i coefficienti  $m$  e  $q$  in modo da renderla minima. Si introduce la funzione  $S(m, q)$  data da:

$$S(m, q) = \sum_{i=1}^n [(m \cdot x_i + q) - y_i]^2 \quad (3.3)$$

Per determinare la coppia di valori  $(m, q)$  che minimizza  $S$  è sufficiente porre uguali a zero le derivate parziale di  $S$  rispetto ad  $m$  e  $q$  rispettivamente. Poiché:

$$\frac{\partial S(m, q)}{\partial m} = 2 \cdot \sum_{i=1}^n [(m \cdot x_i + q) - y_i] \cdot x_i \quad (3.4)$$

$$\frac{\partial S(m, q)}{\partial q} = 2 \cdot \sum_{i=1}^n [(m \cdot x_i + q) - y_i] \quad (3.5)$$

Imponendo le derivate parziali uguali a zero si ottiene il sistema:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n [(m \cdot x_i + q) - y_i] \cdot x_i = 0 \\ \sum_{i=1}^n [(m \cdot x_i + q) - y_i] = 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

Risolvendo il sistema (3.6) si determinano  $m$  e  $q$ , da cui si ottiene la retta di regressione lineare che minimizza gli scarti verticali [15].

### 3.2.2) METODO DI APPROSSIMAZIONE POLINOMIALE DEI DATI SPERIMENTALI

In generale, avendo a disposizione  $n + 1$  coppie di punti, il problema di approssimazione si può ricondurre alla ricerca di un polinomio di approssimazione di grado  $m$ :

$$p_m(x) = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + \dots + a_m \cdot x^m \quad (3.7)$$

con  $m < n$ . La funzione da minimizzare è:

$$S(a_0, a_1, \dots, a_m) = \sum_{i=0}^n [(a_0 + a_1 \cdot x_i + a_2 \cdot x_i^2 + \dots + a_m \cdot x_i^m) - y_i]^2 \quad (3.8)$$

I coefficienti  $a_0, a_1, \dots, a_m$  si determinano ponendo uguali a zero le  $m + 1$  derivate parziali della funzione  $S$  rispetto ai coefficienti del polinomio  $p_m$ :

$$\frac{dS(a_0, a_1, \dots, a_m)}{da_j} = 0 \quad (3.9)$$

con  $j = 0, 1, \dots, m$ . Si ricava quindi:

$$2 \cdot \sum_{i=0}^n (a_0 + a_1 \cdot x_i + a_2 \cdot x_i^2 + \dots + a_m \cdot x_i^m - y_i) \cdot x_i^j = 0 \quad (3.10)$$

per  $j = 0, 1, \dots, m$ . In forma estesa si ha:

$$a_0 \cdot \sum_{i=0}^n x_i^j + a_1 \cdot \sum_{i=0}^n x_i^{j+1} + \dots + a_m \cdot \sum_{i=0}^n x_i^{j+m} = \sum_{i=0}^n x_i^j \cdot y_i \quad (3.11)$$

per  $j = 0, 1, \dots, m$  [15].

### 3.2.3) METODO DI APPROSSIMAZIONE ESPONENZIALE DEI DATI SPERIMENTALI

Può capitare che i dati sperimentali abbiano un andamento di tipo esponenziale, allora si può richiedere che la funzione approssimante abbia la seguente forma:

$$y(x) = a \cdot e^{(b \cdot x)} \quad (3.12)$$

con  $a$  e  $b$  opportune costanti. Per ricavare  $a$  e  $b$  si passa ai logaritmi ricavando l'equazione di una retta i cui coefficienti sono ottenuti con la procedura di minimizzazione ai minimi quadrati. Da questi, si ritorna poi ai coefficienti delle funzioni di partenza. Nel caso del modello esponenziale, passando ai logaritmi (in base naturale) si ha:

$$\ln(y) = \ln(a) + b \cdot x \quad (3.13)$$

Ponendo  $X = x$ ,  $Y = y$ ,  $q = \ln(a)$  e  $m = b$  si ha un'equazione del tipo  $Y = m \cdot X + q$ . Quindi dalle coppie di dati  $(x_i, y_i)$ , con  $i = 1, 2, \dots, n$  si passa alle coppie  $(X_i = x_i, Y_i = \ln(y_i))$  e su queste coppie si costruisce la retta di approssimazione ai minimi quadrati con la procedura esposta nella sezione 5.1.2. Una volta ricavati i coefficienti  $m$  e  $q$ , si ha  $a = e^q$  e  $b = m$  [15].

### 3.2.4) DETERMINAZIONE DEI MODELLI DI APPROSSIMAZIONE

Tipicamente si ha inoltre che la potenza radiante globale in un ambiente indoor non superi i 200 W/m<sup>2</sup>, pertanto si è deciso di interpolare i dati sperimentali fino a questo valore di irraggiamento, e allo stesso modo di interpolare i dati fino ad una certa  $V_{OC}$  minima, in quanto al di sotto di tale soglia la potenza elettrica generata dal modulo sarebbe insufficiente a giustificare la spesa in termini di energia elettrica dell'algoritmo di MPPT. In particolare si è assunto convenzionalmente di interrompere l'algoritmo di MPPT quando la  $V_{OC}$  del modulo misurata sia inferiore rispetto alla  $V_{OC}$  misurata in corrispondenza di un'irradianza di 1.2 W/m<sup>2</sup>. Si riportano nelle tabelle 3.3÷3.8 i valori della potenza massima e della tensione nel punto di massima potenza  $V_{MPP}$  in funzione delle diverse irradianze, i grafici delle relative potenze in funzione della tensione e della tensione di  $V_{MPP}$  in funzione della  $V_{OC}$  nelle figure 3.49÷3.60.

MODULO IN SILICIO MONOCRISTALLINO		
Irradianza [ $\text{W}/\text{m}^2$ ]	Potenza massima [mW]	$V_{MPP}$ [V]
1.2	0.0167	5.2746
2.1	0.0418	6.7797
3	0.0704	7.7040
4	0.1074	8.5376
5	0.1474	9.1943
6.1	0.1902	9.6801
7	0.2291	9.9507
8	0.2726	10.2894
9	0.3232	10.6276
10	0.3726	10.9924
20	0.9109	12.8967
50	2.7649	15.3360
100	6.3910	17.2154
200	14.8981	19.1750

Tabella 3.3: Potenza massima e  $V_{MPP}$  in funzione dell'irradianza per il modulo in silicio monocristallino

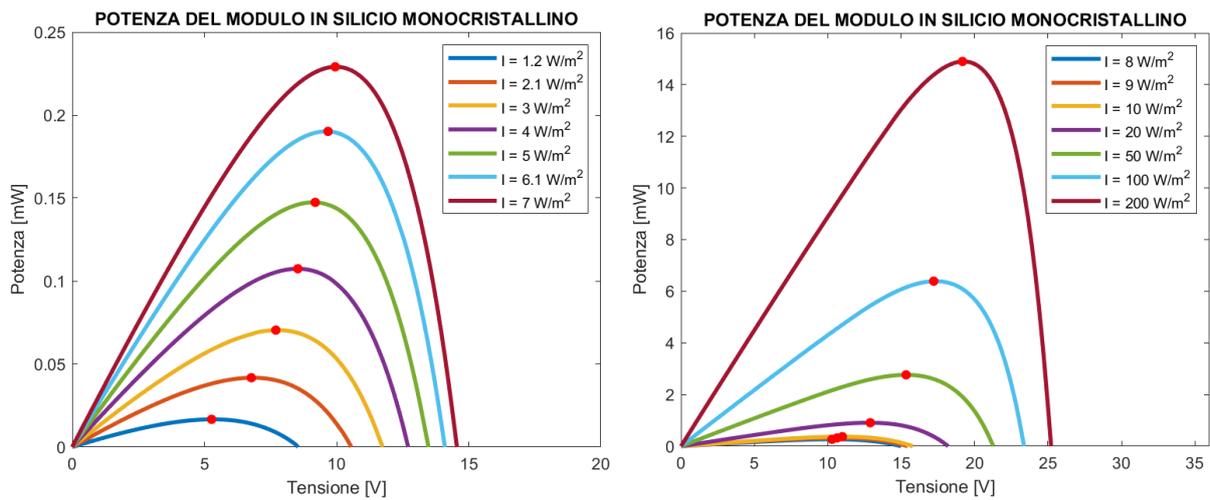


Figura 3.49: Potenza del modulo in silicio monocristallino in funzione dei diversi irraggiamenti da 1.2 a 200  $\text{W}/\text{m}^2$

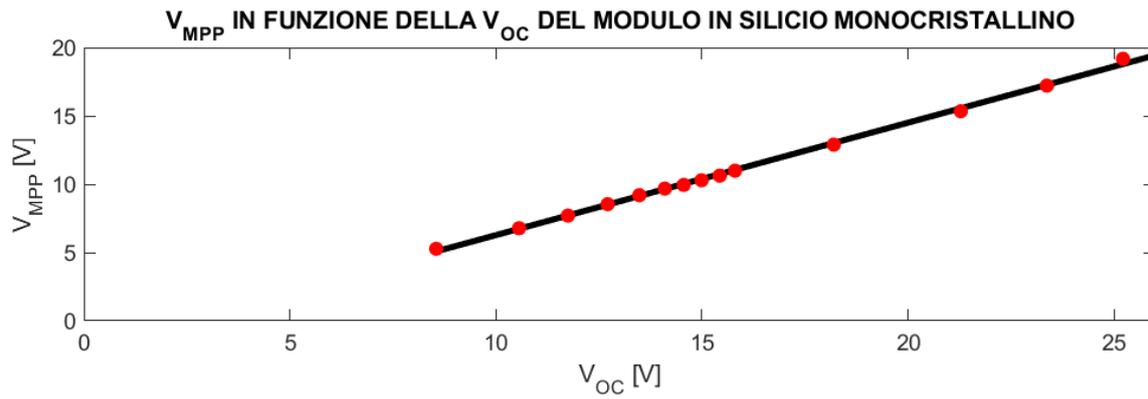


Figura 3.50:  $V_{MPP}$  in funzione della  $V_{OC}$  del modulo in silicio monocristallino

La retta di regressione lineare che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

$$V_{MPP} = 0.82261322 \cdot V_{OC} - 1.950884.$$

MODULO IN SILICIO POLICRISTALLINO		
Irradianza [ $W/m^2$ ]	Potenza massima [mW]	$V_{MPP}$ [V]
1.2	0.0745	0.8019
2.1	0.1864	1.0308
3	0.3140	1.1732
4	0.4810	1.2957
5	0.6636	1.3957
6.1	0.8610	1.4889
7	1.0443	1.5777
8	1.2486	1.6435
9	1.4682	1.6687
10	1.6626	1.6939
20	4.0771	1.9822
50	12.2823	2.2757
100	28.1086	2.4911
200	64.1773	2.6809

Tabella 3.4: Potenza massima e  $V_{MPP}$  in funzione dell'irradianza per il modulo in silicio policristallino

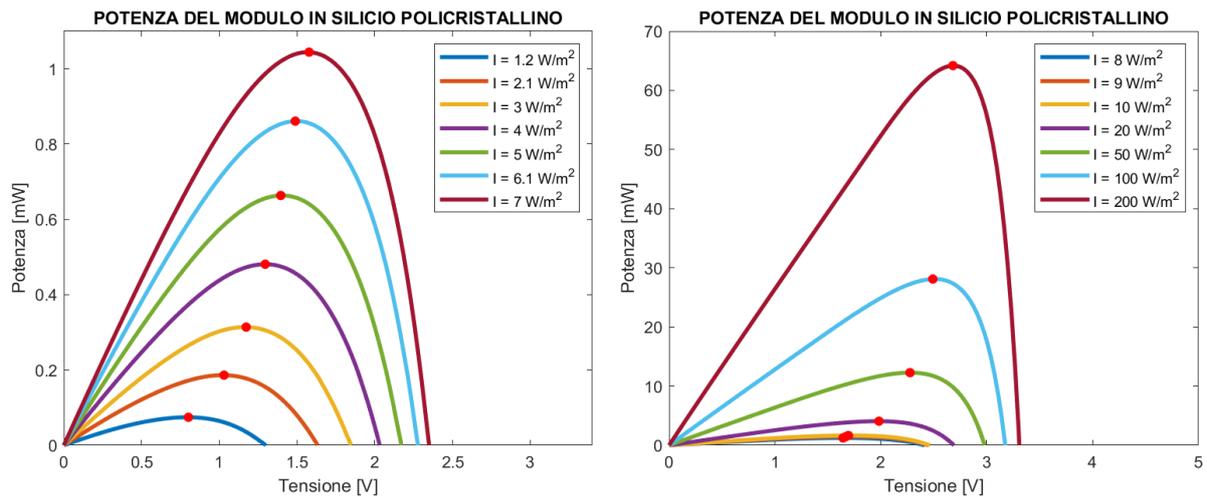


Figura 3.51: Potenza del modulo in silicio policristallino in funzione dei diversi irraggiamenti da 1.2 a 200 W/m<sup>2</sup>

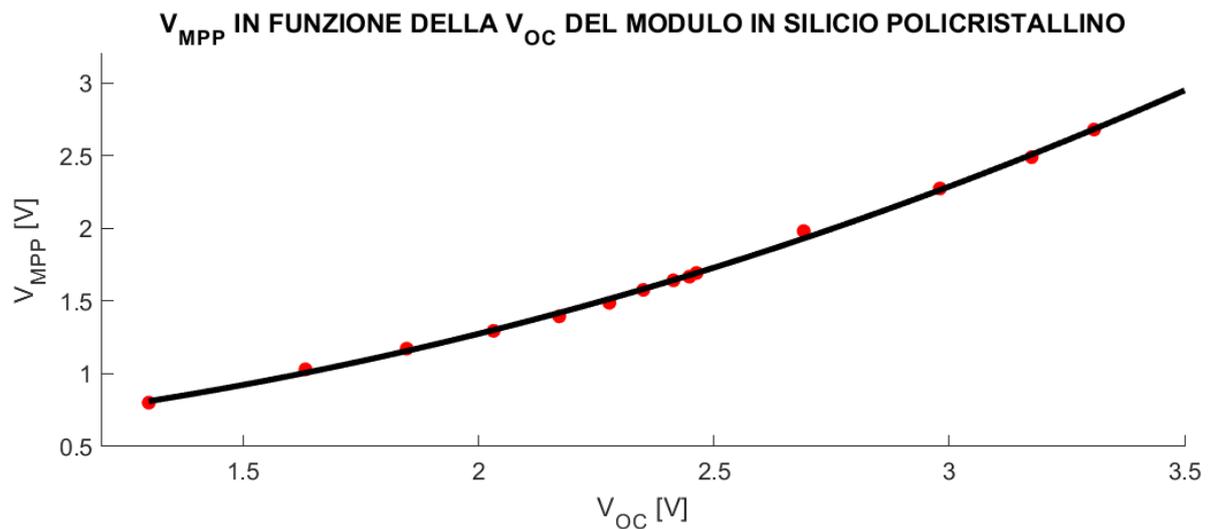


Figura 3.52:  $V_{MPP}$  in funzione della  $V_{OC}$  del modulo in silicio policristallino

Viceversa nel caso del modulo in silicio policristallino è evidente che una approssimazione di tipo lineare non sia adatta, pertanto è stato adottato un modello di tipo polinomiale. Il polinomio di secondo grado che minimizza gli assi verticali ha equazione:

$$V_{MPP} = 0.20674 \cdot V_{OC}^2 - 0.0202146 \cdot V_{OC} + 0.489028.$$

MODULO IN SILICIO AMORFO		
Irradianza [ $\text{W}/\text{m}^2$ ]	Potenza massima [mW]	$V_{MPP}$ [V]
1.2	0.1127	1.3900
2.1	0.3231	2.2288
3	0.5248	2.4659
4	0.7872	2.7376
5	1.0725	2.9561
6.1	1.3756	3.0874
7	1.6454	3.2186
8	1.9488	3.2680
9	2.3070	3.4014
10	2.6512	3.5044
20	6.3738	4.0928
50	18.6706	4.5625
100	38.1818	4.7208
200	82.1853	4.9512

Tabella 3.5: Potenza massima e  $V_{MPP}$  in funzione dell'irradianza per il modulo in silicio amorfo

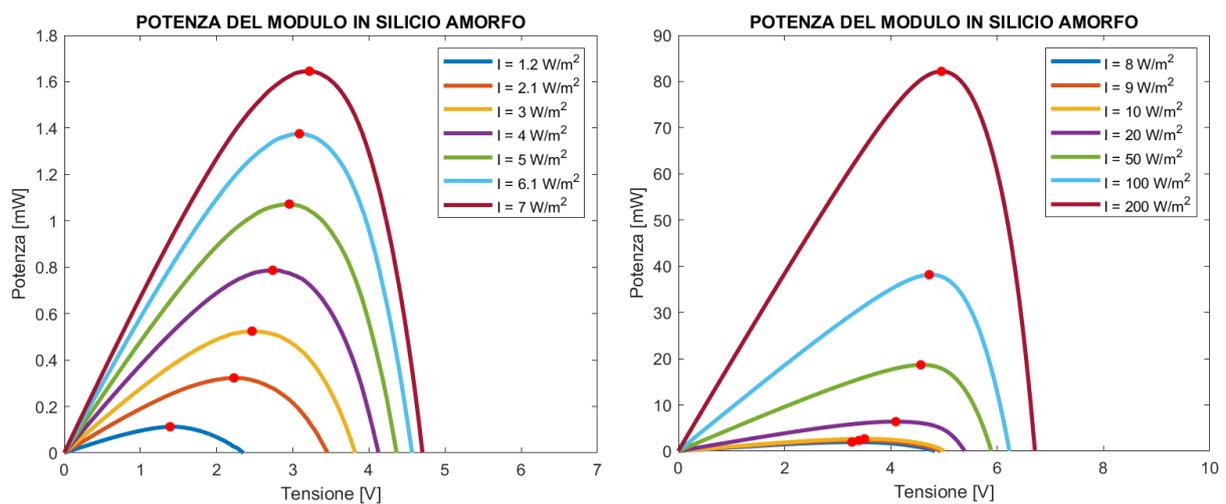


Figura 3.53: Potenza del modulo in silicio amorfo in funzione dei diversi irraggiamenti da 1.2 a 200  $\text{W}/\text{m}^2$

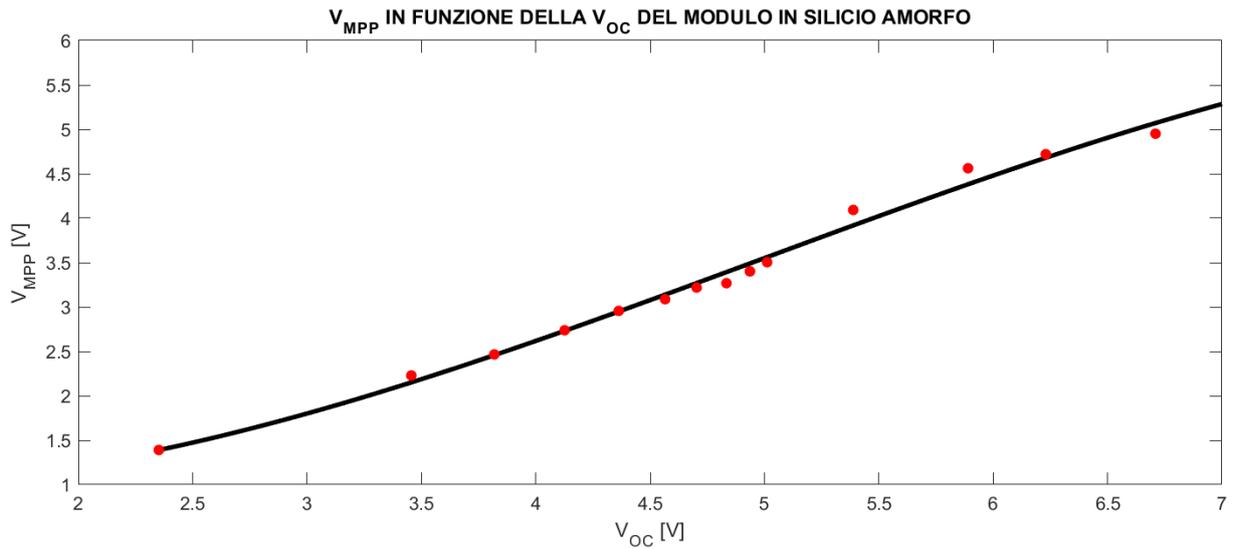


Figura 3.54:  $V_{MPP}$  in funzione della  $V_{OC}$  del modulo in silicio amorfo

Il polinomio di terzo grado che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

$$V_{MPP} = -0.0200063 \cdot V_{OC}^3 + 0.298095 \cdot V_{OC}^2 - 0.529273 \cdot V_{OC} + 1.24562.$$

MODULO IN CIGS		
Irradianza [ $W/m^2$ ]	Potenza massima [mW]	$V_{MPP}$ [V]
1.2	0.0242	0.2700
2.1	0.0777	0.4554
3	0.1542	0.6316
4	0.2681	0.7794
5	0.4037	0.9099
6.1	0.5568	1.0197
7	0.7036	1.0669
8	0.8610	1.1175
9	1.0427	1.1523
10	1.2338	1.1871
20	3.1805	1.3383
50	9.5155	1.6419
100	23.6450	2.0968
200	57.5675	2.4688

Tabella 3.6: Potenza massima e  $V_{MPP}$  in funzione dell'irradianza per il modulo in CIGS

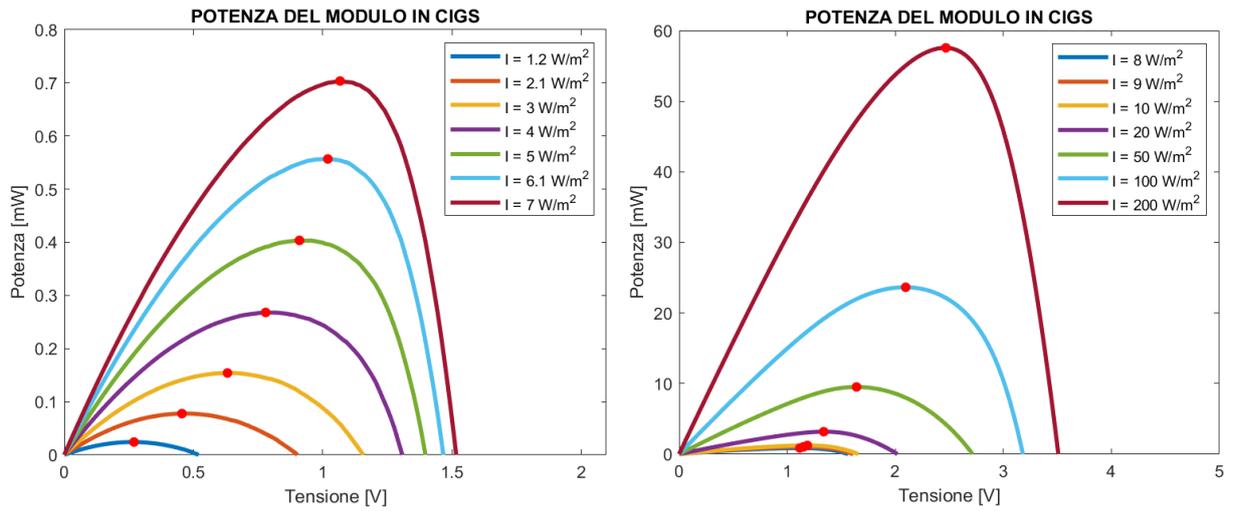


Figura 3.55: Potenza del modulo in CIGS in funzione dei diversi irraggiamenti da 1.2 a 200 W/m<sup>2</sup>

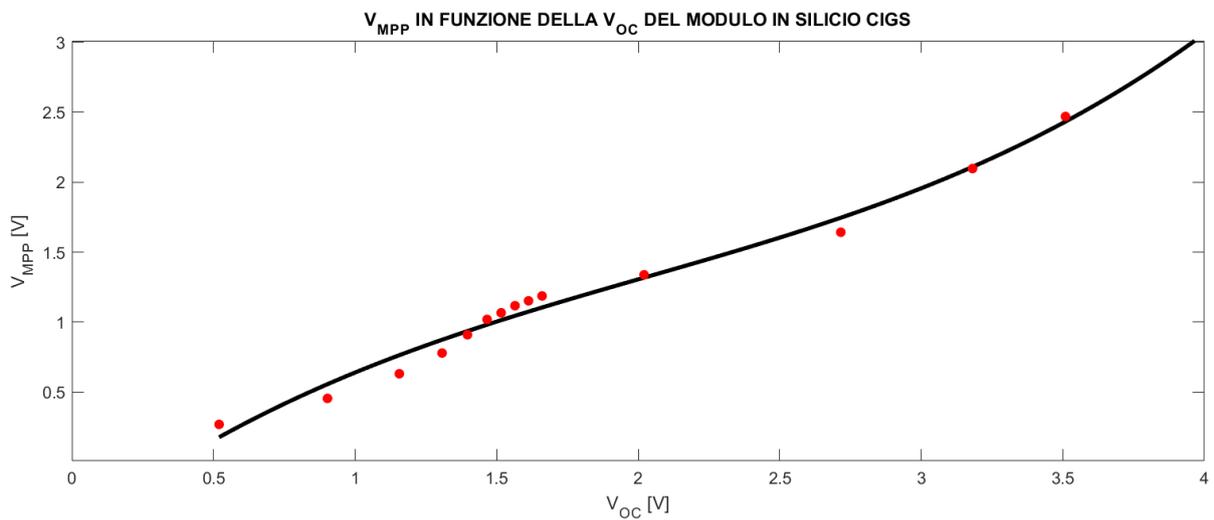


Figura 3.56: V<sub>MPP</sub> in funzione della V<sub>OC</sub> del modulo in CIGS

Il polinomio di terzo grado che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

$$V_{MPP} = 0.07789224 \cdot V_{OC}^3 - 0.47470009 \cdot V_{OC}^2 + 1.54440047 \cdot V_{OC} - 0.50757771.$$

MODULO DSSC IN VETRO		
Irradianza [ $\text{W}/\text{m}^2$ ]	Potenza massima [mW]	$V_{MPP}$ [V]
1.2	0.3036	2.0323
2.1	0.6064	2.1466
3	0.9035	2.1980
4	1.2557	2.2091
5	1.6120	2.2373
6.1	1.9677	2.2374
7	2.2711	2.2876
8	2.6075	2.2582
9	2.9675	2.2582
10	3.3287	2.2756
20	6.5689	2.2206
50	14.0066	1.9737
100	21.5618	1.7690
200	29.2193	1.5917

Tabella 3.7: Potenza massima e  $V_{MPP}$  in funzione dell'irradianza per il modulo DSSC in vetro

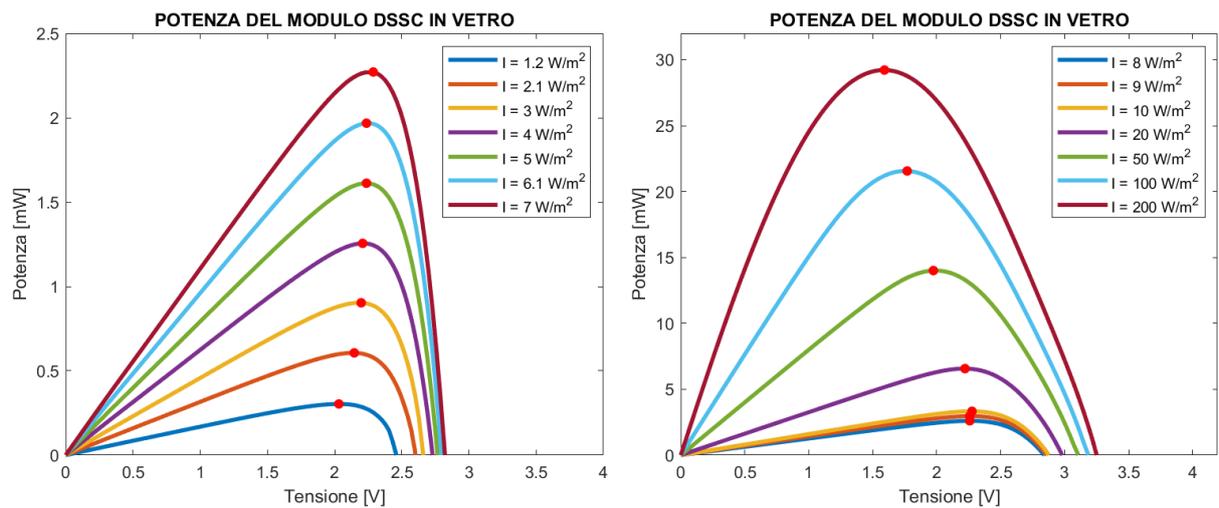


Figura 3.57: Potenza del modulo DSSC in vetro in funzione dei diversi irraggiamenti da 1.2 a 200  $\text{W}/\text{m}^2$

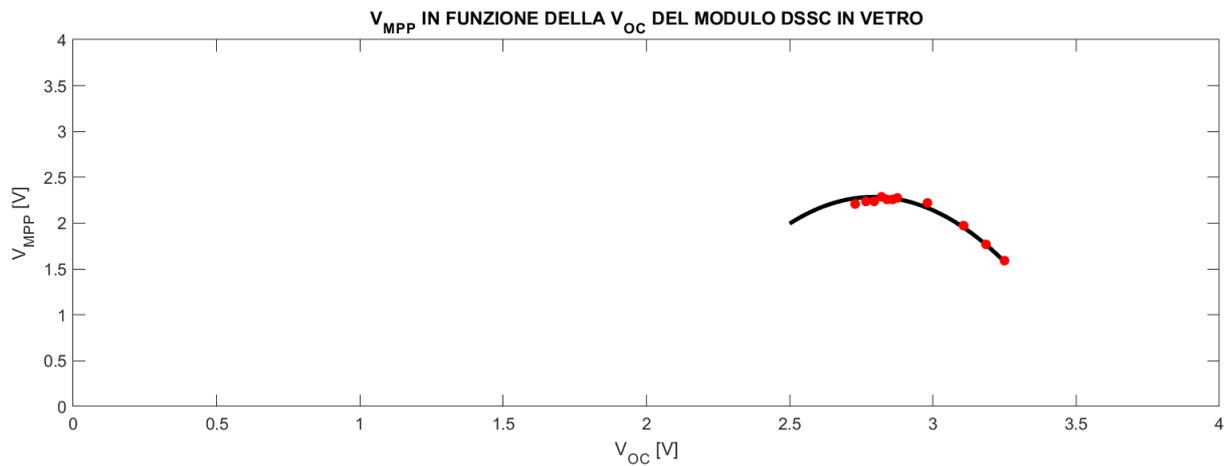


Figura 3.58:  $V_{MPP}$  in funzione della  $V_{OC}$  del modulo DSSC in vetro

La parabola con asse parallelo all'asse delle ordinate che minimizza gli assi verticali ha equazione:

$$V_{MPP} = -3.384242 \cdot V_{OC}^2 + 18.904734 \cdot V_{OC} - 24.115333.$$

MODULO DSSC FLESSIBILE		
Irradianza [ $W/m^2$ ]	Potenza massima [mW]	$V_{MPP}$ [V]
1.2	1.2864	3.6894
2.1	2.3248	3.8413
3	3.1001	3.8599
4	4.2634	3.9174
5	5.4330	3.9751
6.1	6.6059	3.9950
7	7.6148	4.0019
8	8.7122	4.0727
9	9.9400	4.0728
10	11.0771	4.0748
20	21.6652	4.0018
50	41.6101	4.5918
75	60.2575	4.4486
100	71.0413	4.2199
150	89.9367	4.1128
200	107.1804	4.0378

Tabella 3.8: Potenza massima e  $V_{MPP}$  in funzione dell'irradianza per il modulo DSSC flessibile

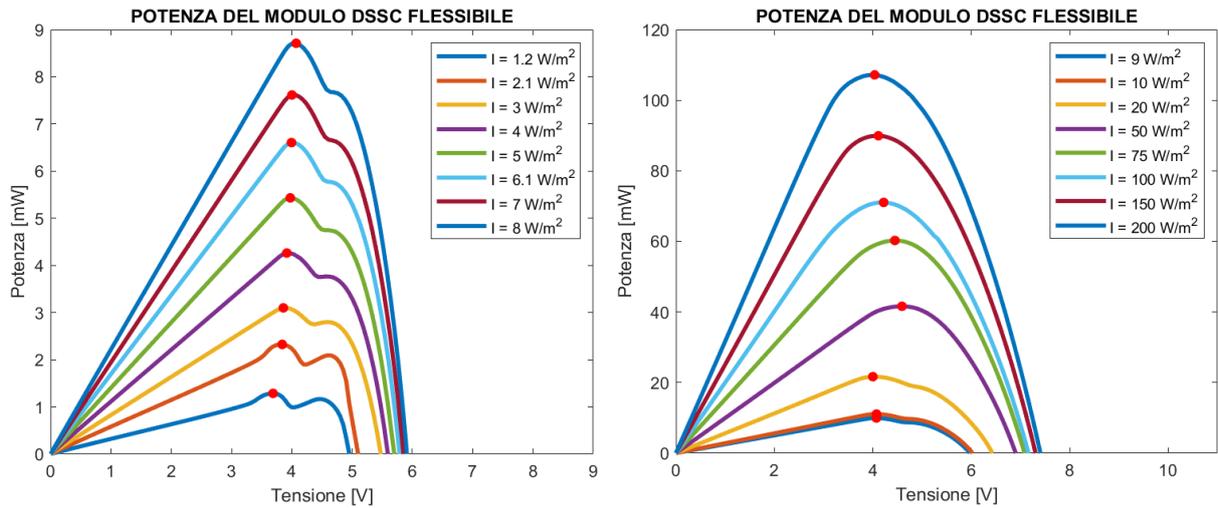


Figura 3.59: Potenza del modulo DSSC flessibile in funzione dei diversi irradianzi da 1.2 a 200  $W/m^2$

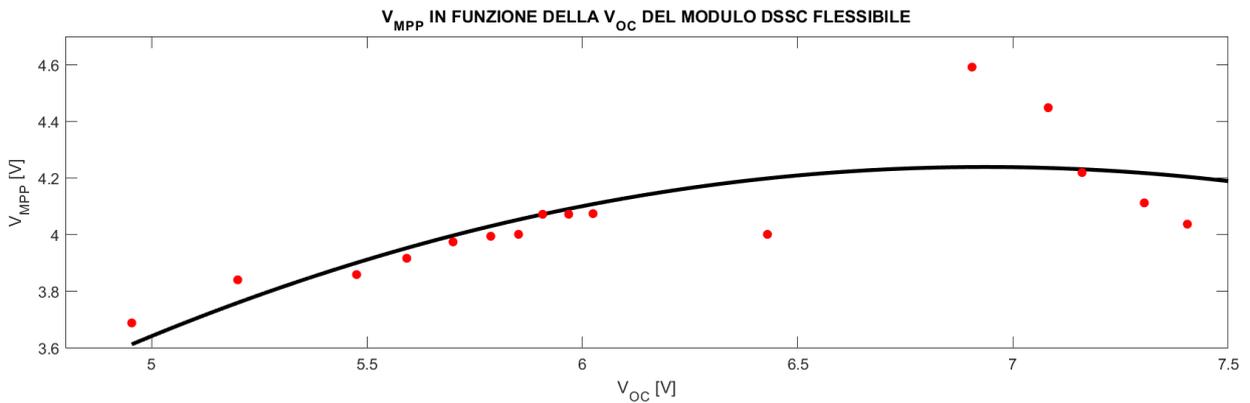


Figura 3.60:  $V_{MPP}$  in funzione della  $V_{OC}$  del modulo DSSC flessibile

Il polinomio di terzo grado che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

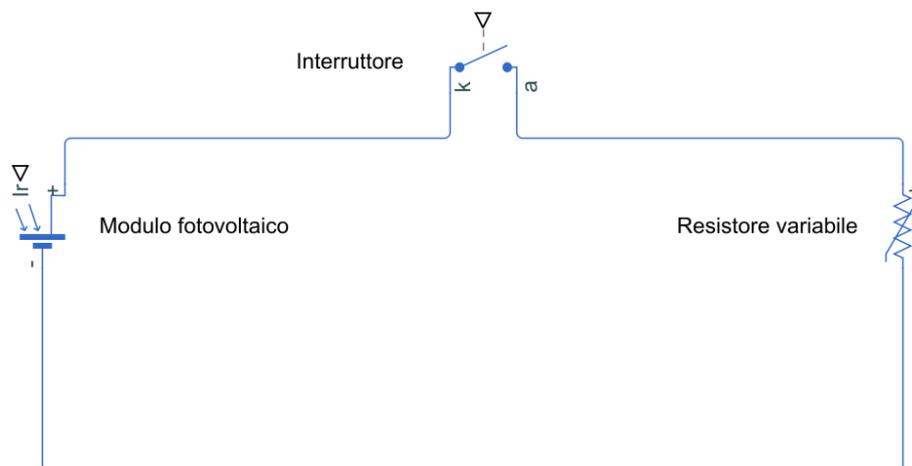
$$V_{MPP} = 0.00123458 \cdot V_{OC}^3 - 0.18261944 \cdot V_{OC}^2 + 2.35479779 \cdot V_{OC} - 3.71999268.$$

### 3.3) DETERMINAZIONE DEL TRANSITORIO DA $V_{SC}$ A $V_{OC}$ E DA $V_{MPP}$ A $V_{OC}$

Un cambiamento delle condizioni di funzionamento di un generico circuito è la causa di un transitorio composto da un regime variabile nel tempo, ed un regime stazionario con delle nuove condizioni istauratesi. La risposta transitoria è una risposta temporanea del circuito che si esaurisce con il tempo. La risposta seguente invece è di regime stazionario e descrive il

comportamento del circuito una volta esaurito il transitorio. L'analisi del regime transitorio, comprendente sia la componente transitoria che la componente stazionaria, può essere studiata nel dominio del tempo per mezzo dell'insieme delle equazioni dell'analisi circuitale.

Caratterizzare il transitorio di ogni modulo è fondamentale per pilotare l'algoritmo di MPPT. Nel caso dell'algoritmo a tensione operativa funzione della tensione di circuito aperto si ha l'apertura di un interruttore. Mettendo quindi il modulo fotovoltaico in una condizione circuito aperto, viene misurata la tensione ai capi del modulo e si impone ai capi di quest'ultimo, attraverso delle resistenze variabili, la tensione di massima potenza. Il problema è, come detto in precedenza, che il passaggio dalla condizione da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  non sia istantaneo, bensì richieda un certo intervallo di tempo, dell'ordine dei microsecondi per i moduli inorganici, e dei millisecondi o secondi per quelli organici. Lo schema circuitale della procedura è illustrato in figura 3.61.



*Figura 3.61: Schema circuitale per la determinazione del transitorio dalla condizione di  $V_{MPP}$  a quella di  $V_{OC}$ : la tensione ai capi del modulo fotovoltaico (corrispondente alla  $V_{MPP}$ ) viene imposta regolando la resistenza del resistore variabile. Una volta imposta tale tensione viene aperto l'interruttore per misurare, al termine del transitorio, il valore a regime della  $V_{OC}$ .*

Una volta nota la  $V_{OC}$  del modulo, è sufficiente variare la resistenza del reostato fino a quando non si misura la  $V_{MPP}$ , la quale è funzione del tipo di modulo e proporzionale alla  $V_{OC}$  secondo la retta o i polinomi di regressione calcolati che minimizzano gli scarti verticali. Le misure dei vari transitori avviene per mezzo di un oscilloscopio. L'oscilloscopio è uno strumento di misura elettronico che consente di visualizzare su un grafico bidimensionale, l'andamento nel dominio del tempo dei segnali elettrici ed effettuare misure a lettura diretta di tensione (rappresentata

sull'asse verticale) e periodo (con il tempo rappresentato sull'asse orizzontale) [25]. L'oscilloscopio è dunque un sistema che permette l'acquisizione di un segnale (figura 3.62). Nello specifico è d'interesse l'acquisizione di un segnale transitorio. L'oscilloscopio utilizzato in questo studio è il modello DPO7354 di Tektronix, con banda passante di 3.5 GHz.

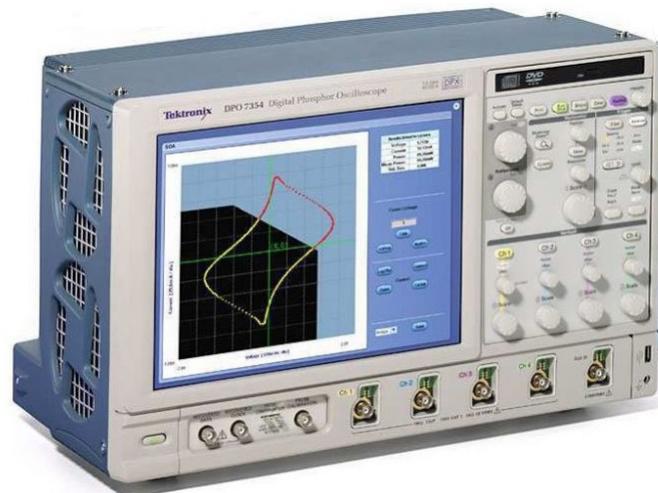


Figura 3.62: Oscilloscopio digitale a 4 canali DPO7354 di Tektronix

Idealmente si potrebbe pensare di modellizzare il transitorio da una generica tensione  $V_{SC}$  (o  $V_{MPP}$ ) ad un valore maggiore  $V_{OC}$  attraverso un circuito R-C, come illustrato nei successivi paragrafi 3.3.1 e 3.3.2. Ciononostante come verrà evidenziato nel paragrafo 3.3.2 il transitorio di un modulo fotovoltaico dalla condizione di  $V_{SC}$  (o  $V_{MPP}$ ) a quella di  $V_{OC}$  nella realtà è contraddistinto da numerosi fenomeni complessi, pertanto non può essere modellizzato con l'apertura di un interruttore in un circuito R-C.

### 3.3.1) CARICA DEL CONDENSATORE DA STATO NULLO

Si consideri il circuito in Figura 3.63:

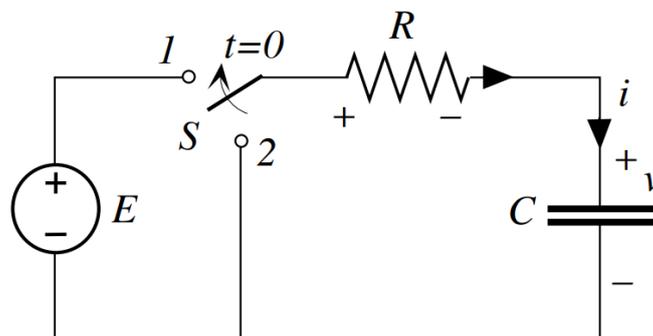


Figura 3.63: Carica del condensatore da stato nullo

La rete è a riposo per  $t < 0$  e l'interruttore  $S$  commuta da 2 a 1 in  $t = 0$ . Il resistore impedisce che con la commutazione si formi una maglia impulsiva e quindi la tensione del condensatore è continua:  $v(0^+) = v(0^-) = 0$ . Per  $t > 0$  le leggi di Kirchhof per le tensioni e per le correnti e le equazioni dei bipoli passivi impongono:

$$\begin{cases} v_R + v = E \\ i_R = i \\ v_R = R \cdot i_R \\ i = C \cdot \frac{dv(t)}{dt} \end{cases} \quad (3.14)$$

Dal sistema (3.13) si ricava:

$$R \cdot C \cdot \frac{dv(t)}{dt} + v(t) = E \quad (3.15)$$

L'integrazione di questa equazione differenziale con la condizione iniziale  $v(0^+) = 0$  costituisce un problema di Cauchy del primo ordine, la cui soluzione generale è:

$$v(t) = E \cdot \left(1 - e^{-\left(\frac{t}{R \cdot C}\right)}\right) \quad (3.16)$$

Nel processo di carica la tensione cresce asintoticamente verso il valore di  $E$  [16].

### 3.3.2) CARICA DEL CONDENSATORE DA STATO NON NULLO

Se per  $t < 0$  la tensione  $v$  del circuito in figura 3.63 ha un valore iniziale non nullo  $v(0^+) = v(0^-) = V$ , si ottiene invece la soluzione [16]:

$$v(t) = E \cdot \left(1 - e^{-\left(\frac{t}{R \cdot C}\right)}\right) + V \cdot e^{-\left(\frac{t}{R \cdot C}\right)} \quad (3.17)$$

Ciononostante, né il transitorio dalla condizione di cortocircuito a quella di circuito aperto, né il transitorio dalla condizione di massima potenza a quella di circuito aperto possono essere rappresentati esattamente con un generatore ideale di tensione con un interruttore in serie ad una resistenza e ad una capacità. Infatti il funzionamento di un modulo fotovoltaico nella realtà

è contraddistinto da numerosi fenomeni complessi che rendono il transitorio di tensione nelle due condizioni non un esponenziale esatto in senso matematico. Tuttavia per la determinazione della durata del transitorio si utilizza lo stesso approccio delle costanti di tempo utilizzato nel circuito RC ideale, secondo cui dopo 5 costanti di tempo  $\tau = R \cdot C$  il valore della tensione è pari al 99.3% del valore a regime, per cui in modo naturale può considerarsi estinto il transitorio. Analogamente si assume l'estinzione del transitorio in corrispondenza del valore di tensione pari al 90% del valore picco-picco della tensione durante il transitorio. Si riportano di seguito i transitori di tensione dalla condizione di cortocircuito a quella di circuito aperto e da quella di tensione nel punto di massima potenza a quella di circuito aperto per i diversi moduli in funzione dei diversi illuminamenti.

### 3.3.3) TRANSITORIO DALLA CONDIZIONE DI $V_{sc}$ A QUELLA DI $V_{oc}$

Nelle figure 3.64÷3.69 si hanno i transitori di tensione dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto da 1.2 a 100  $W/m^2$  per i diversi moduli e il confronto della durata del transitorio a 200  $W/m^2$  per le diverse tecnologie in figura 3.70.

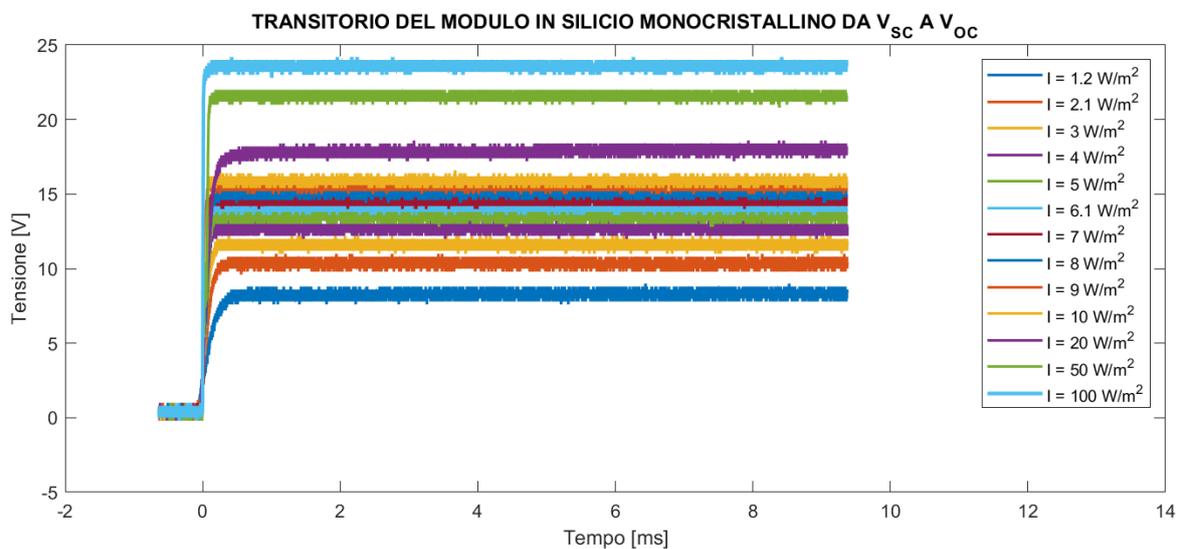


Figura 3.64: Transitorio dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100  $W/m^2$  del modulo in silicio monocristallino

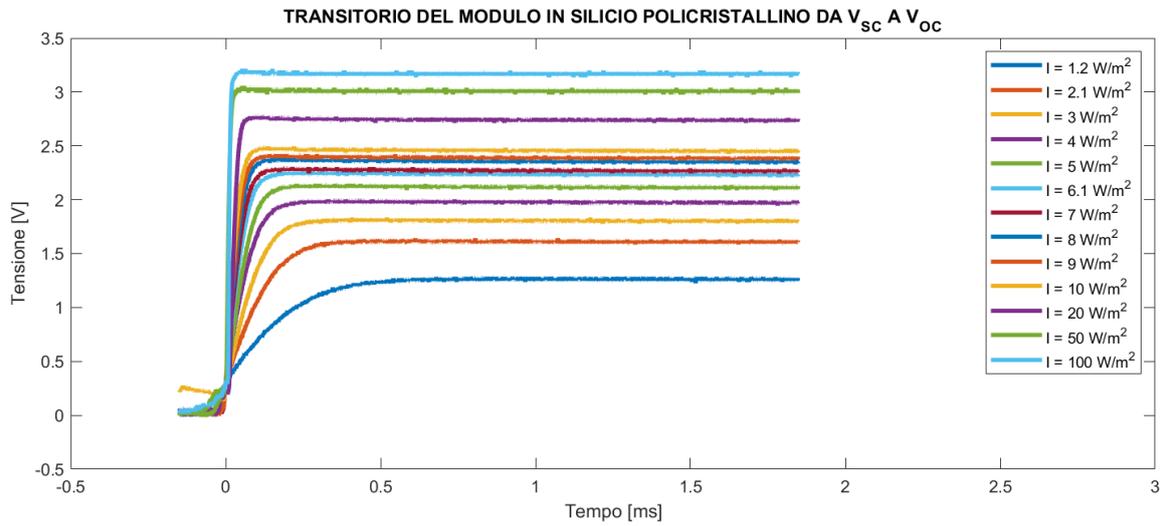


Figura 3.65: Transitorio dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100  $W/m^2$  del modulo in silicio policristallino

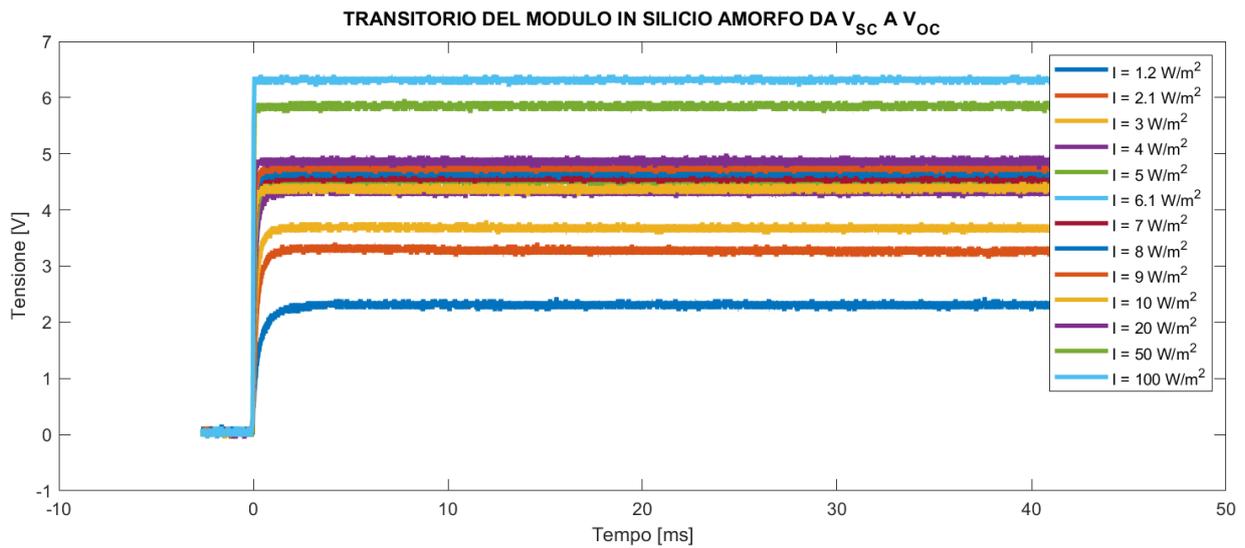
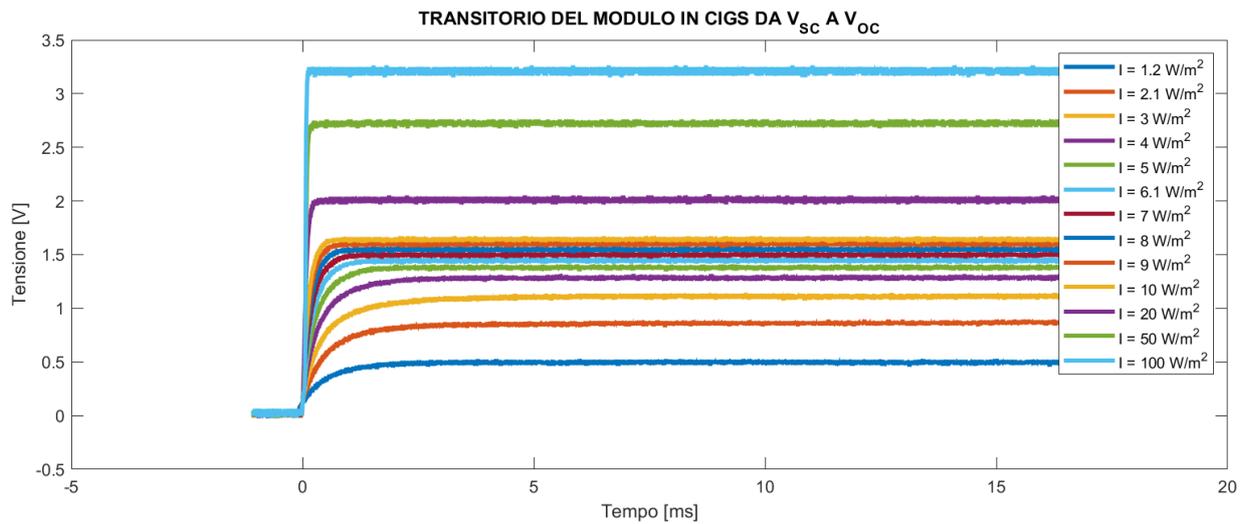
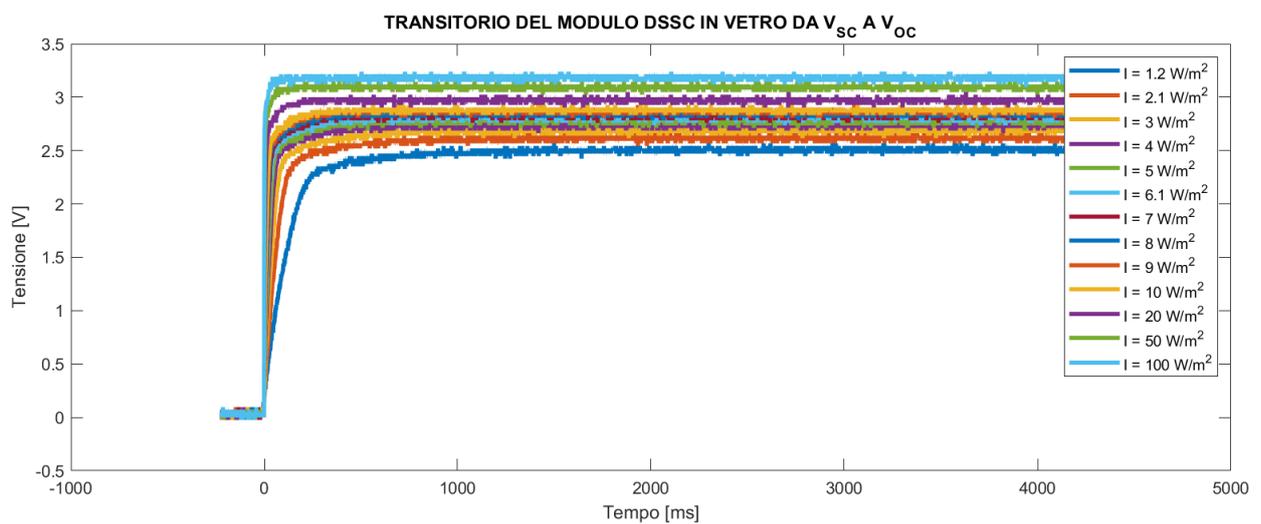


Figura 3.66: Transitorio dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100  $W/m^2$  del modulo in silicio amorfo



*Figura 3.67: Transitorio dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100  $W/m^2$  del modulo in CIGS*



*Figura 3.68: Transitorio dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100  $W/m^2$  del modulo DSSC in vetro*

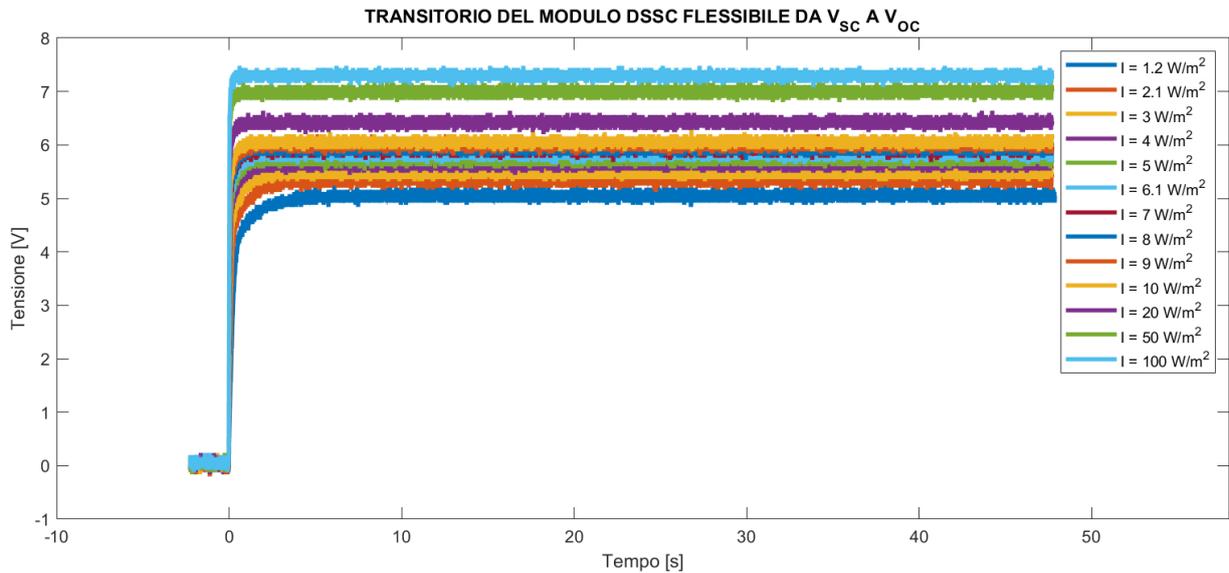


Figura 3.69: Transitorio dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100 W/m<sup>2</sup> del modulo DSSC flessibile

Si può osservare come i transitori siano molto rapidi, ovvero dell'ordine dei microsecondi nel caso dei moduli inorganici (silicio monocristallino, silicio policristallino, silicio amorfo e CIGS), mentre lo siano meno, ovvero dell'ordine dei millisecondi nel caso del modulo organico DSSC con substrato in vetro e dell'ordine dei secondi nel caso del modulo organico DSSC flessibile. Ciò è evidente confrontando i transitori da  $V_{sc}$  a  $V_{oc}$  in un unico grafico. Per confrontare la risposta temporale dei diversi moduli in figura 3.63 si sono graficati i transitori per un'irradianza di 200 W/m<sup>2</sup> dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto.

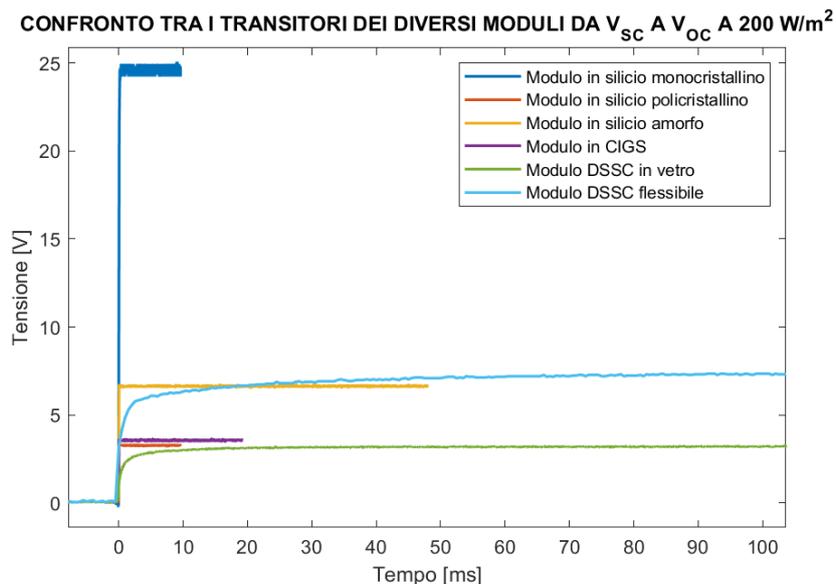


Figura 3.70: Confronto tra i transitori dei diversi moduli dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto ad un irraggiamento di 200 W/m<sup>2</sup>

### 3.3.4) TRANSITORIO DALLA CONDIZIONE DI $V_{MPP}$ A QUELLA DI $V_{OC}$

Nelle figure 3.71÷3.76 si hanno i transitori di tensione dalla tensione di cortocircuito a quella di circuito aperto da 1.2 a 100  $W/m^2$  per i diversi moduli e il confronto della durata del transitorio a 200  $W/m^2$  per le diverse tecnologie in figura 3.77:

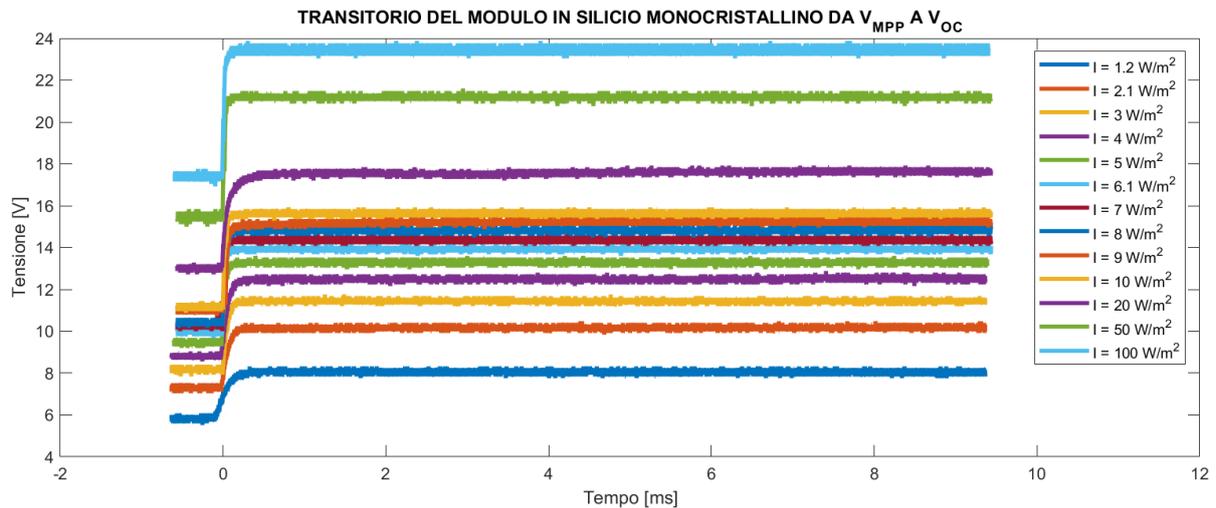


Figura 3.71: Transitorio dalla tensione nel punto di massima potenza a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100  $W/m^2$  del modulo in silicio monocristallino

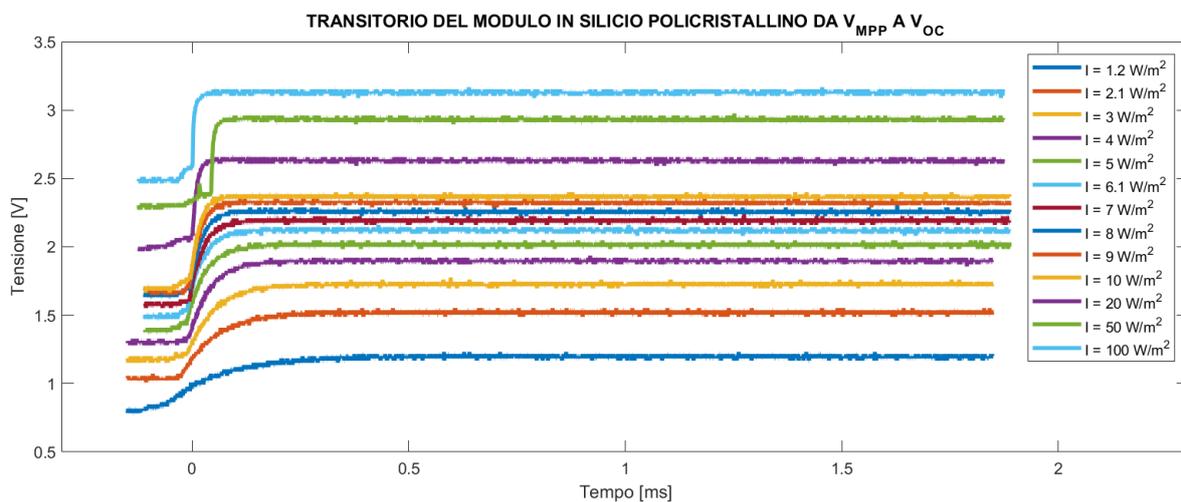


Figura 3.72: Transitorio dalla tensione nel punto di massima potenza a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100  $W/m^2$  del modulo in silicio policristallino

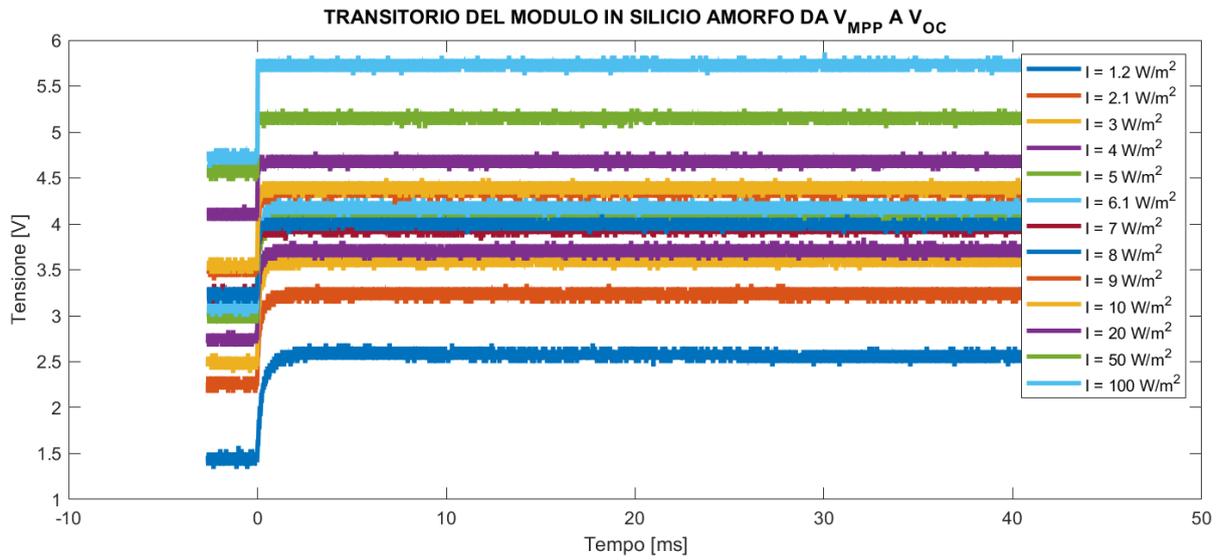


Figura 3.73: Transitorio dalla tensione nel punto di massima potenza a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100  $W/m^2$  del modulo in silicio amorfo

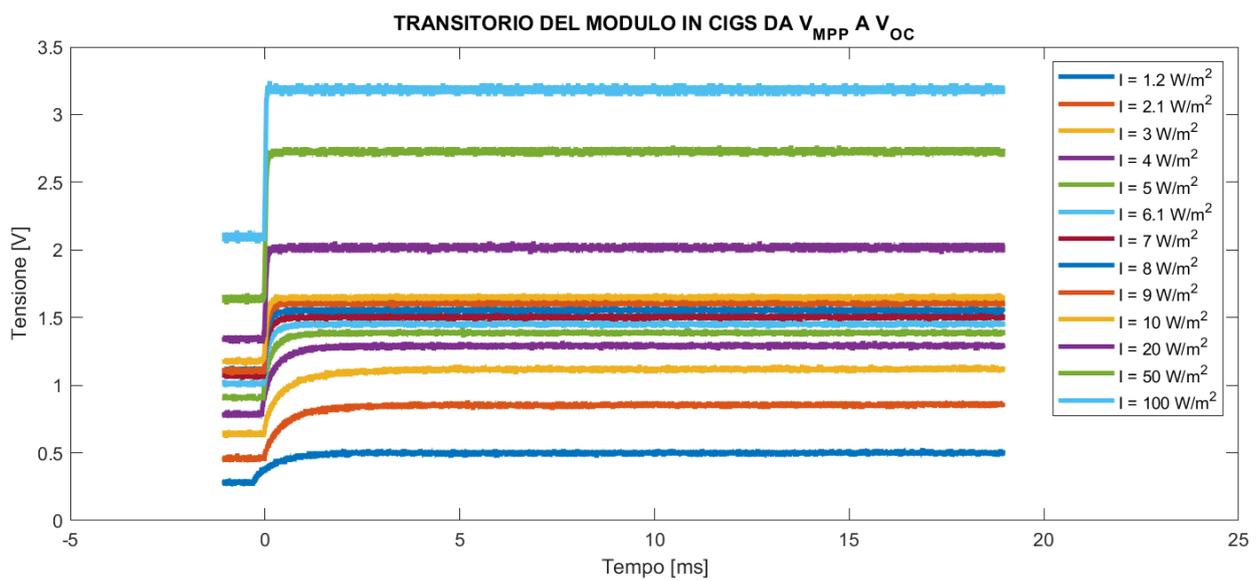


Figura 3.74: Transitorio dalla tensione nel punto di massima potenza a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100  $W/m^2$  del modulo in CIGS

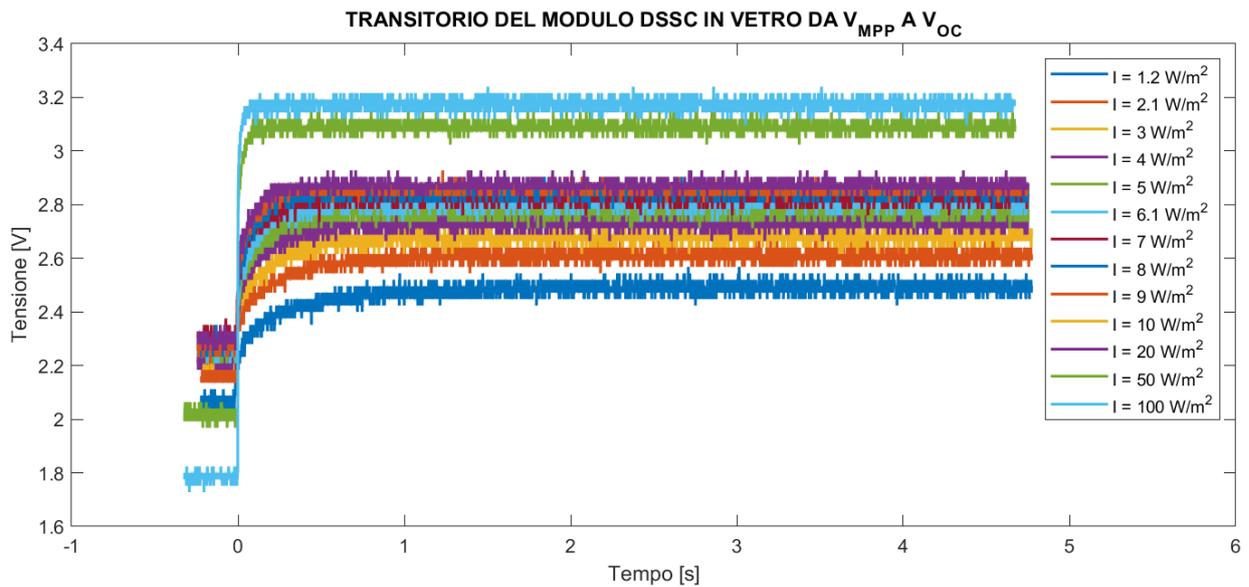


Figura 3.75: Transitorio dalla tensione nel punto di massima potenza a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100 W/m<sup>2</sup> del modulo DSSC in vetro

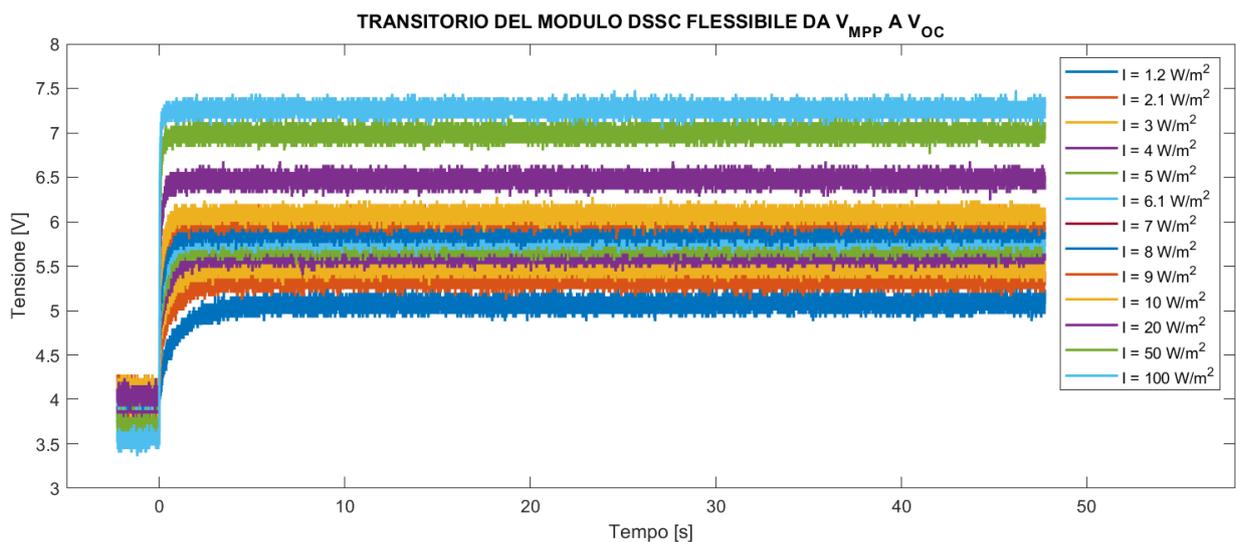


Figura 3.76: Transitorio dalla tensione nel punto di massima potenza a quella di circuito aperto per diversi irraggiamenti da 1.2 a 100 W/m<sup>2</sup> del modulo DSSC flessibile

Si può osservare anche in questo caso come i transitori siano molto rapidi, ovvero dell'ordine dei microsecondi nel caso dei moduli inorganici (silicio monocristallino, silicio policristallino, silicio amorfo e CIGS), mentre lo siano meno, ovvero dell'ordine dei millisecondi nel caso del modulo organico DSSC con substrato in vetro e dell'ordine dei secondi nel caso del modulo organico DSSC flessibile. Ciò è evidente confrontando i transitori da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  in un unico grafico. Per confrontare la risposta temporale dei diversi moduli in figura 3.70 si sono graficati

i transistori per un'irradianza di  $200 \text{ W/m}^2$  dalla tensione in corrispondenza del punto di massima potenza a quella di circuito aperto.

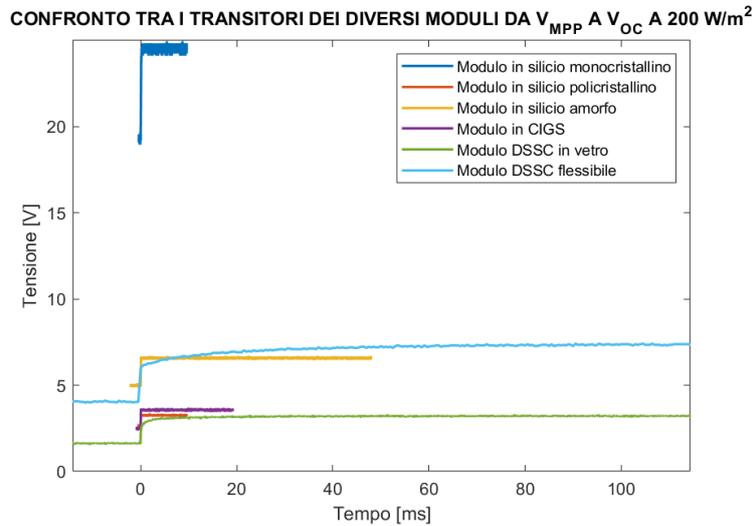


Figura 3.77: Confronto tra i transistori dei diversi moduli dalla tensione di MPP a quella di circuito aperto ad un irraggiamento di  $200 \text{ W/m}^2$

### 3.3.5) TEMPO DI SALITA

Il tempo di salita, noto anche come rise time, nell'ambito del controllo ottimo, e più in generale dei sistemi dinamici, è un indice della velocità di risposta del controllo. Per convenzione la misura di tempo viene effettuata tra il 10% e il 90% del valore picco-picco del segnale considerato [26]. Per ridurre il rumore introdotto dal canale dell'oscilloscopio, si elaborano i dati ottenuti con l'utilizzo della media mobile. In generale, la media mobile è uno strumento utilizzato per l'analisi di serie storiche. Data una serie storica  $\{y_t\}$ ,  $t = 1, 2, T$ , contenente i valori osservati di una variabile  $Y$  dal tempo 1 al tempo  $T$ , siano:

- $m_1$  il numero dei periodi precedenti a  $t$
- $m_2$  il numero dei periodi successivi a  $t$

Si definisce media mobile semplice al tempo  $t$  il valore:

$$mm_t = \frac{1}{k} \sum_{i=-m_1}^{m_2} y_{t+i}$$

in cui  $k = m_1 + m_2 + 1$  è il periodo o l'ordine della media mobile, ed equivale al numero degli addendi. La media mobile viene implementata nell'ambiente per il calcolo numerico di

MATLAB attraverso la funzione *movmean*. In particolare *movmean(A, k)* restituisce un array di valori medi locali di  $k$  punti, in cui ogni media viene calcolata su un intervallo mobile di lunghezza  $k$  attraverso gli elementi adiacenti di  $A$ . Quando  $k$  è dispari, l'intervallo è centrato sull'elemento nella posizione attuale. Si è scelto un valore di  $k$  pari a 11. Si riportano nelle figure 3.78÷3.89 i transitori dei diversi moduli da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  e per confronto le rispettive medie mobili di tali segnali che appaiono meno rumorosi, mentre nelle tabelle 3.9÷3.14 i valori della durata del transitorio e dei valori della tensione di circuito aperto a regime una volta estinto il transitorio in funzione dell'irradianza.

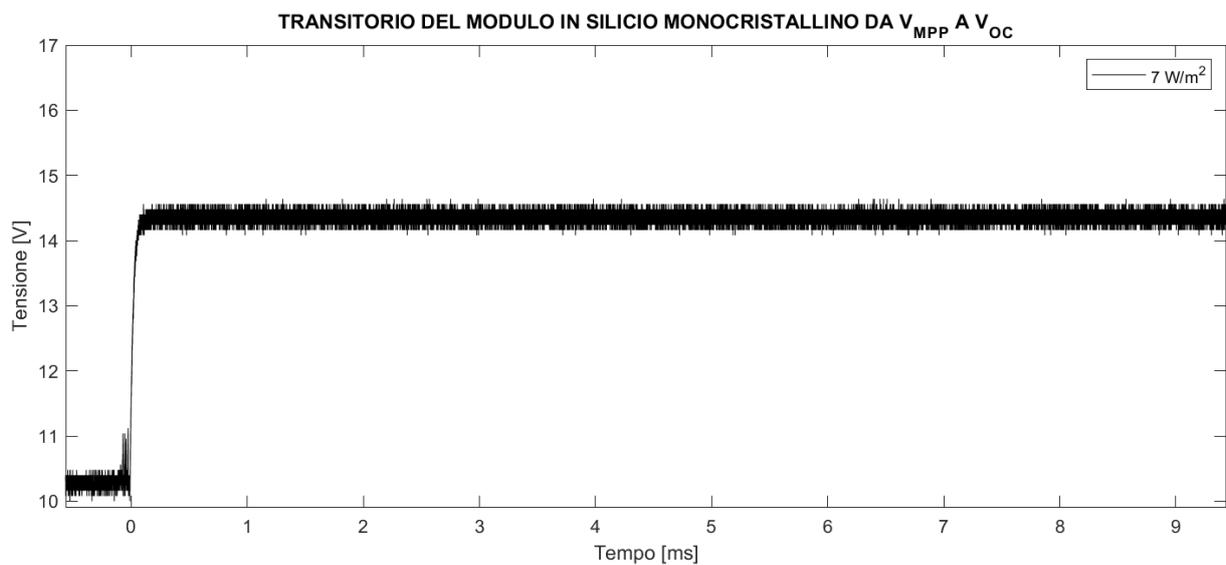


Figura 3.78: Andamento del transitorio di tensione da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  con riferimento a  $7 \text{ W/m}^2$  per il modulo in silicio monocristallino

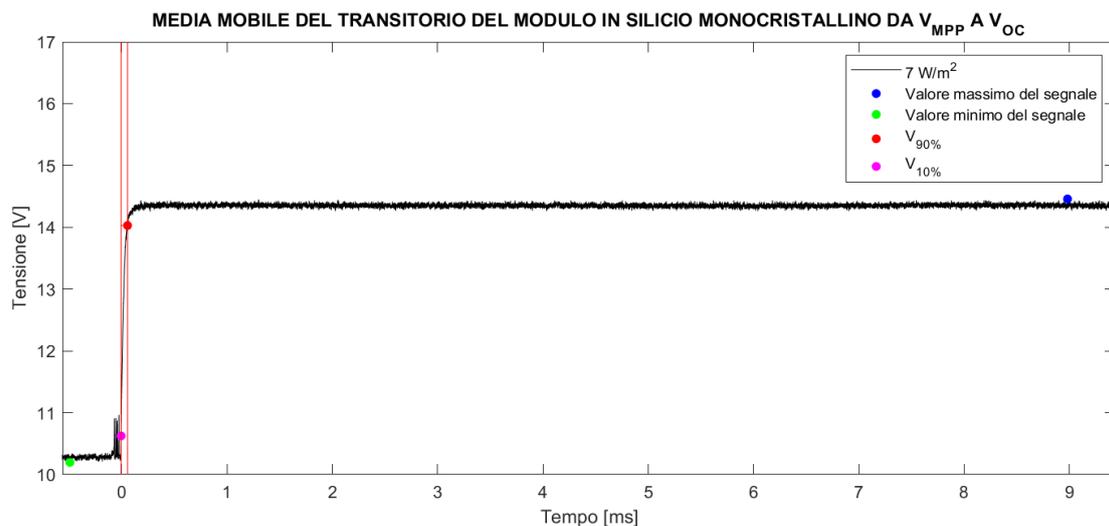


Figura 3.79: Media mobile del transitorio del modulo in silicio monocristallino da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$

MODULO IN SILICIO MONOCRISTALLINO		
Irradianza [ $\text{W}/\text{m}^2$ ]	Transitorio [ $\mu\text{s}$ ]	$V_{OC}$ [V]
1.2	355.2	8.1673
2.1	171.7	10.2764
3	107.2	11.5345
4	164.9	12.6182
5	83.5	13.3891
6.1	61.6	14.0145
7	124.4	14.4582
8	88.7	14.9164
9	99.3	15.3382
10	69.9	15.7236
20	263.3	17.7236
50	45.8	21.2836
100	43.9	23.5745
200	143.5	24.6545

Tabella 3.9: Durata del transitorio e valore della tensione di circuito aperto a regime in funzione dell'irradianza del modulo in silicio monocristallino

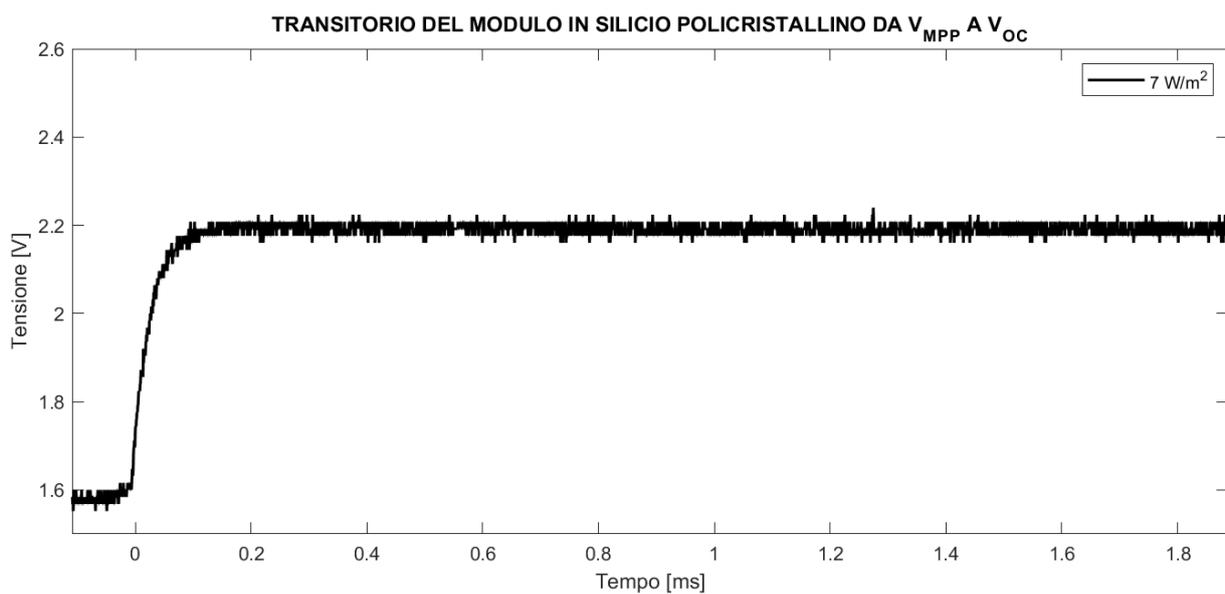


Figura 3.80: Andamento del transitorio di tensione da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  con riferimento a  $7 \text{ W}/\text{m}^2$  per il modulo in silicio policristallino

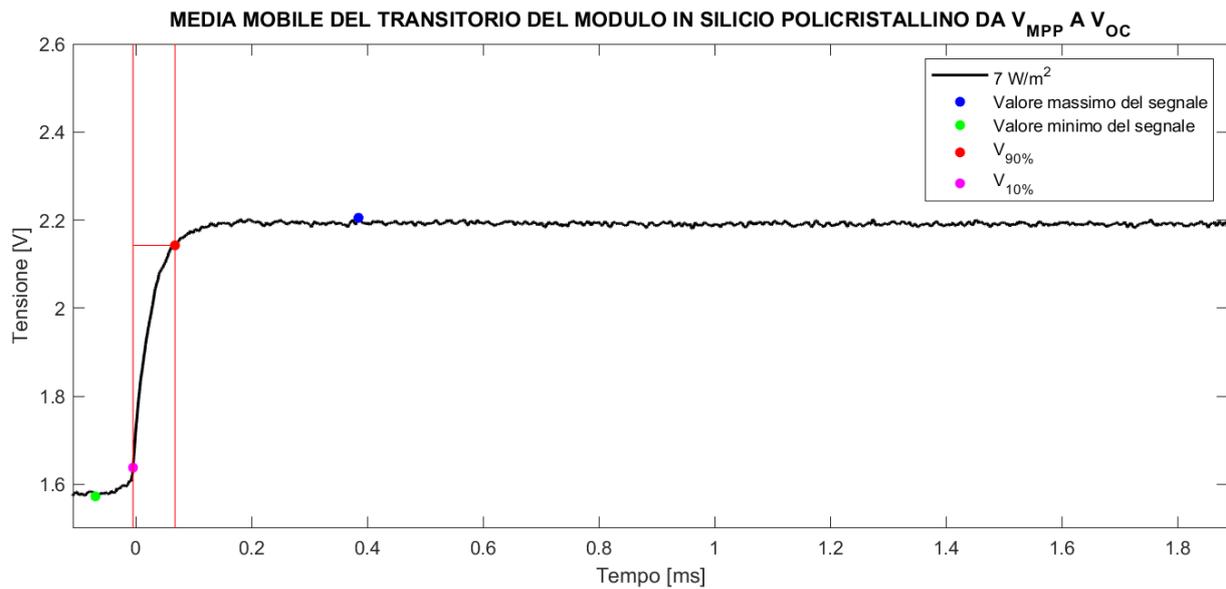


Figura 3.81: Media mobile del transitorio del modulo in silicio policristallino da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$

MODULO IN SILICIO POLICRISTALLINO		
Irradianza [W/m <sup>2</sup> ]	Transitorio [ $\mu$ s]	V <sub>OC</sub> [V]
1.2	278.5	1.2087
2.1	196	1.5331
3	147.5	1.7353
4	112	1.9084
5	104.5	2.0276
6.1	82	2.1338
7	72.5	2.2051
8	63	2.2705
9	53.5	2.3375
10	52	2.3767
20	58	2.6444
50	47	2.9455
100	34	3.1389
200	44.4	3.2836

Tabella 3.10: Durata del transitorio e valore della tensione di circuito aperto a regime in funzione dell'irradianza del modulo in silicio policristallino

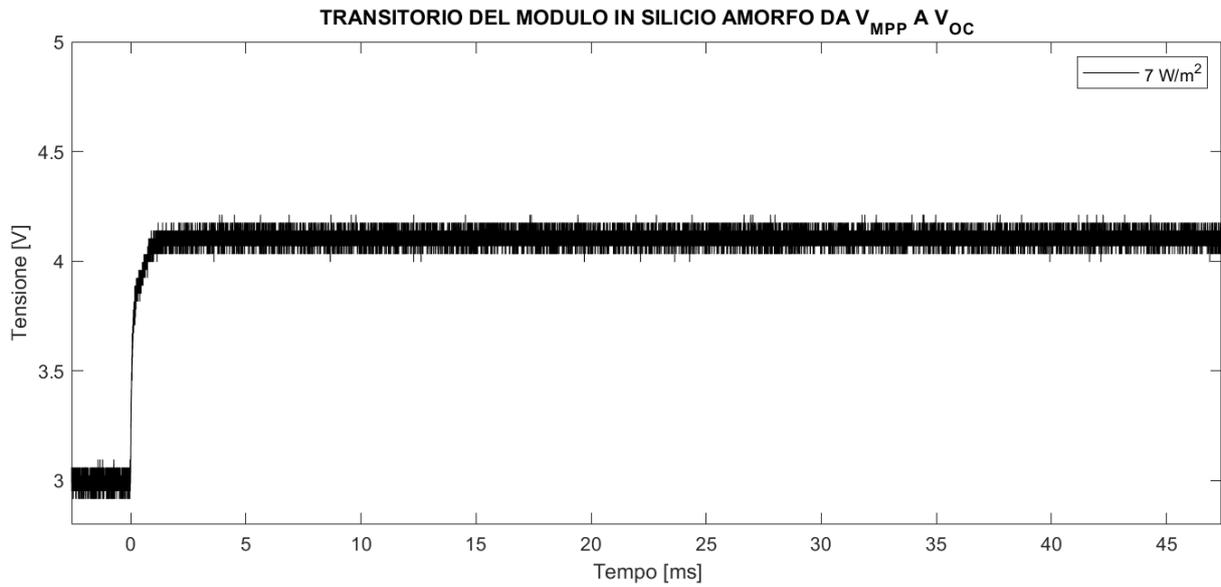


Figura 3.82: Andamento del transitorio di tensione da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  con riferimento a  $7 \text{ W/m}^2$  per il modulo in silicio amorfo

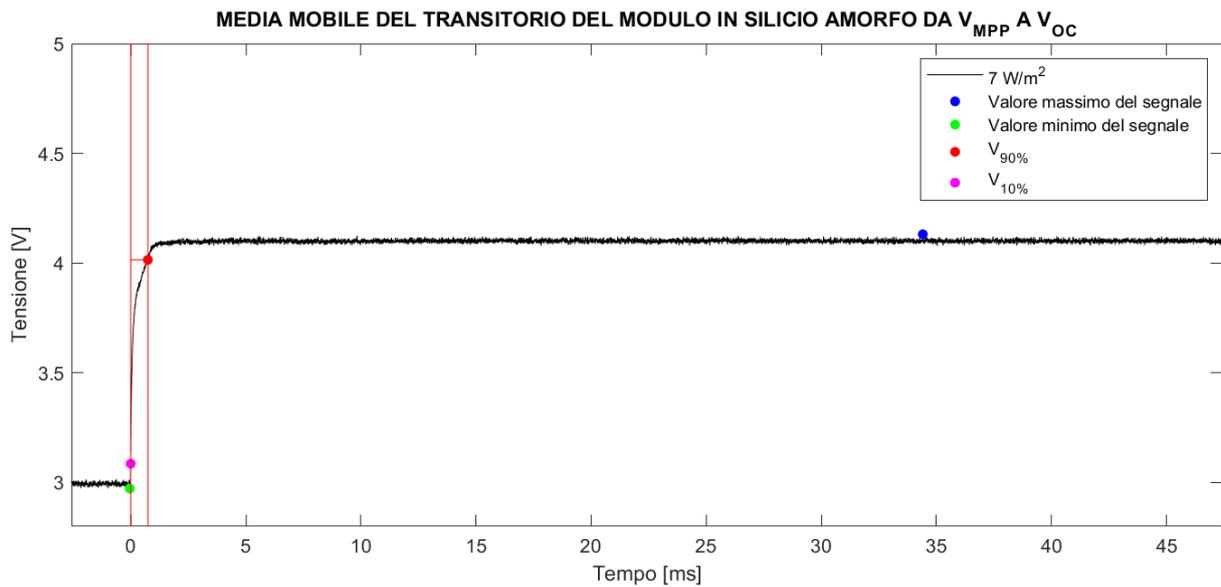


Figura 3.83: Media mobile del transitorio del modulo in silicio amorfo da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$

MODULO IN SILICIO AMORFO		
Irradianza [ $\text{W}/\text{m}^2$ ]	Transitorio [ $\mu\text{s}$ ]	$V_{OC}$ [V]
1.2	911.5	2.3522
2.1	692.5	3.2640
3	544	3.6377
4	386	3.7389
5	189	3.9617
6.1	161.5	4.0183
7	759	4.1314
8	411	4.2069
9	436.5	4.3731
10	216.5	4.4211
20	73	4.6971
50	22.5	5.1806
100	16.5	5.7669
200	19.5	6.6034

Tabella 3.11: Durata del transitorio e valore della tensione di circuito aperto a regime in funzione dell'irradianza del modulo in silicio amorfo

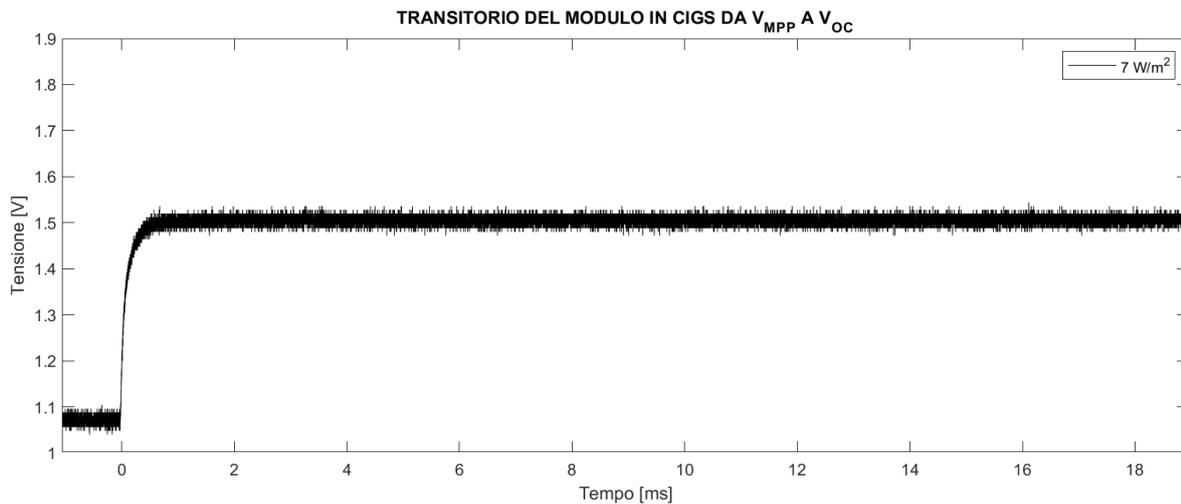


Figura 3.84: Andamento del transitorio di tensione da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  con riferimento a  $7 \text{ W}/\text{m}^2$  per il modulo in CIGS

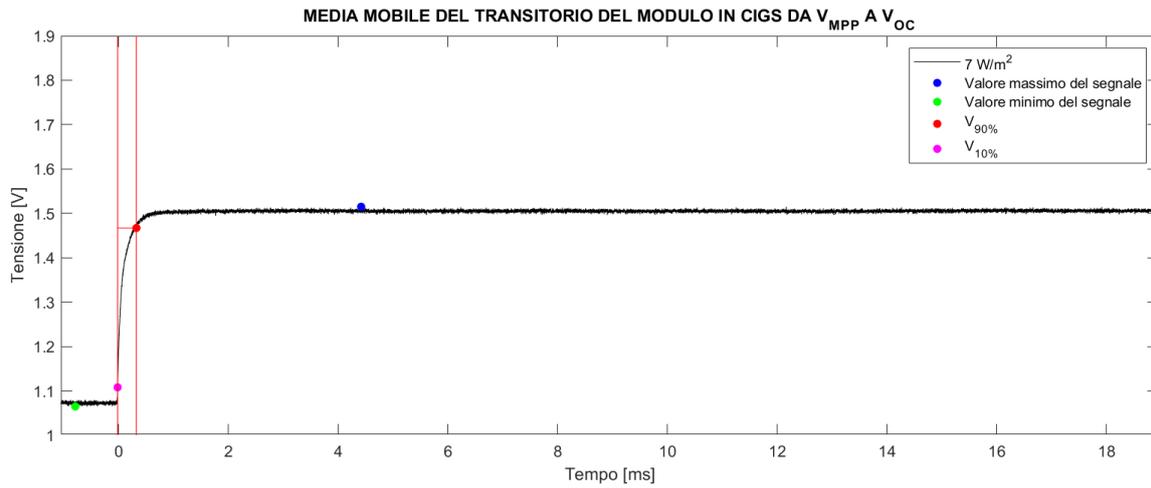


Figura 3.85: Media mobile del transitorio del modulo in CIGS da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$

MODULO IN CIGS		
Irradianza [ $W/m^2$ ]	Transitorio [ $\mu s$ ]	$V_{OC}$ [V]
1.2	1505	0.5105
2.1	1630	0.8669
3	1604.2	1.1295
4	894.6	1.2996
5	570.2	1.3956
6.1	423.4	1.4618
7	304.4	1.5149
8	283.4	1.5636
9	214.2	1.6175
10	180.8	1.6589
20	93	2.0302
50	62.2	2.7404
100	30	3.1985
200	18.2	3.5935

Tabella 3.12: Durata del transitorio e valore della tensione di circuito aperto a regime in funzione dell'irradianza del modulo in CIGS

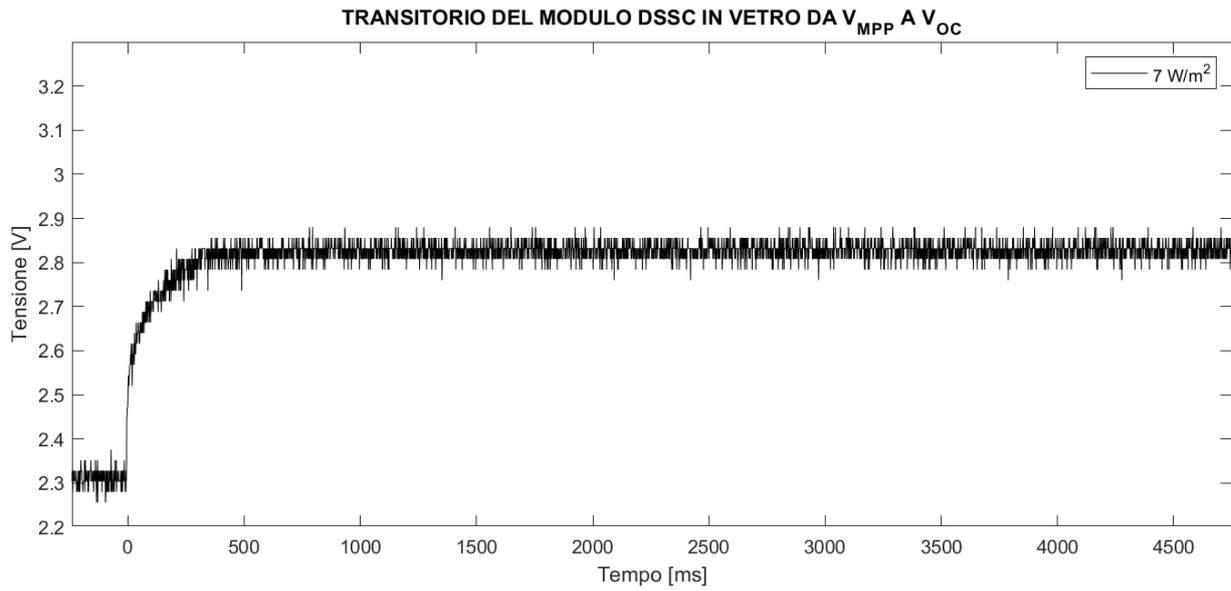


Figura 3.86: Andamento del transitorio di tensione da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  con riferimento a 7 W/m<sup>2</sup> per il modulo DSSC in vetro

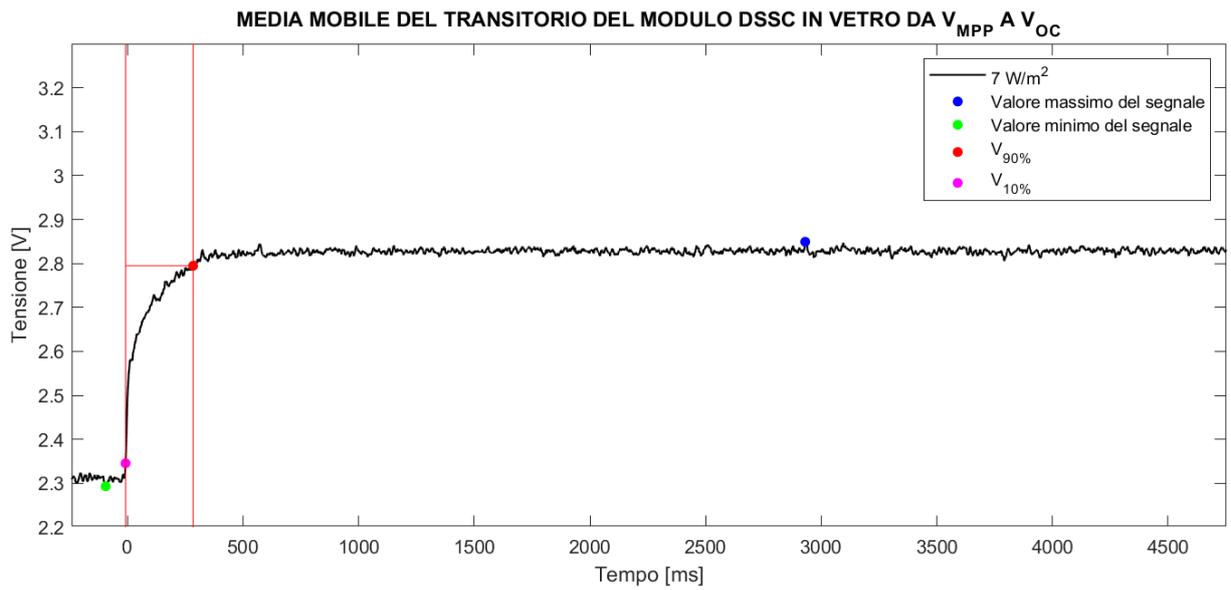


Figura 3.87: Media mobile del transitorio del modulo DSSC in vetro da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$

MODULO DSSC IN VETRO		
Irradianza [ $\text{W}/\text{m}^2$ ]	Transitorio [ms]	$V_{OC}$ [V]
1.2	688	2.5135
2.1	680	2.6356
3	439	2.6945
4	356	2.7513
5	372	2.7971
6.1	292	2.8276
7	291	2.8495
8	212	2.8647
9	200	2.8822
10	163	2.8887
20	88	2.9869
50	46	3.1069
100	20	3.1920
200	7.5	3.2727

Tabella 3.13: Durata del transitorio e valore della tensione di circuito aperto a regime in funzione dell'irradianza del modulo DSSC in vetro

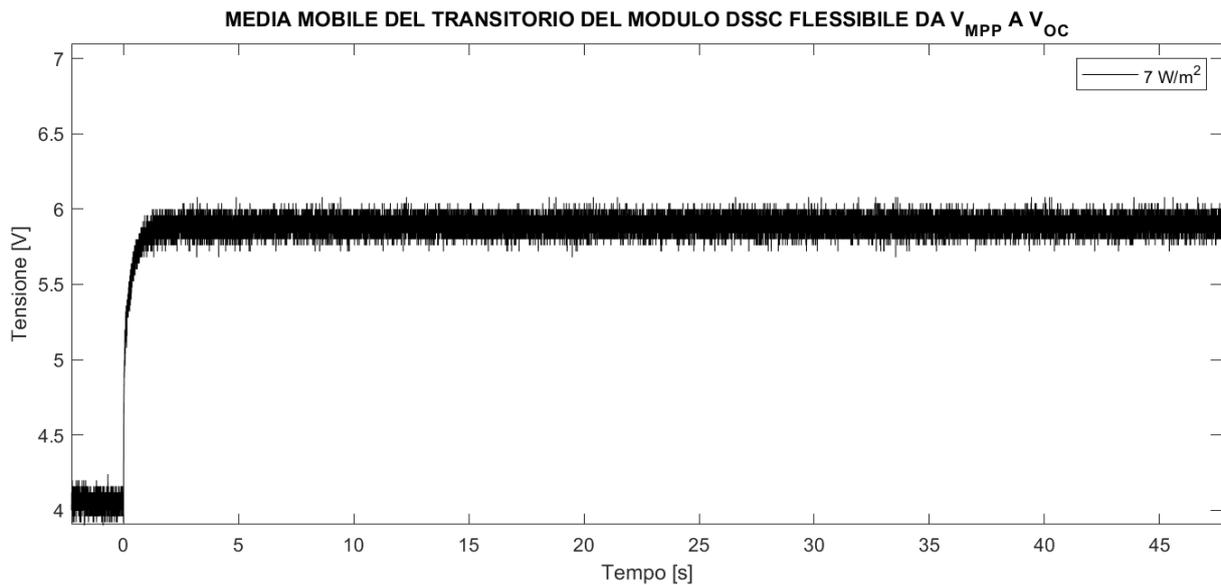


Figura 3.88: Andamento del transitorio di tensione da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  con riferimento a  $7 \text{ W}/\text{m}^2$  per il modulo DSSC flessibile

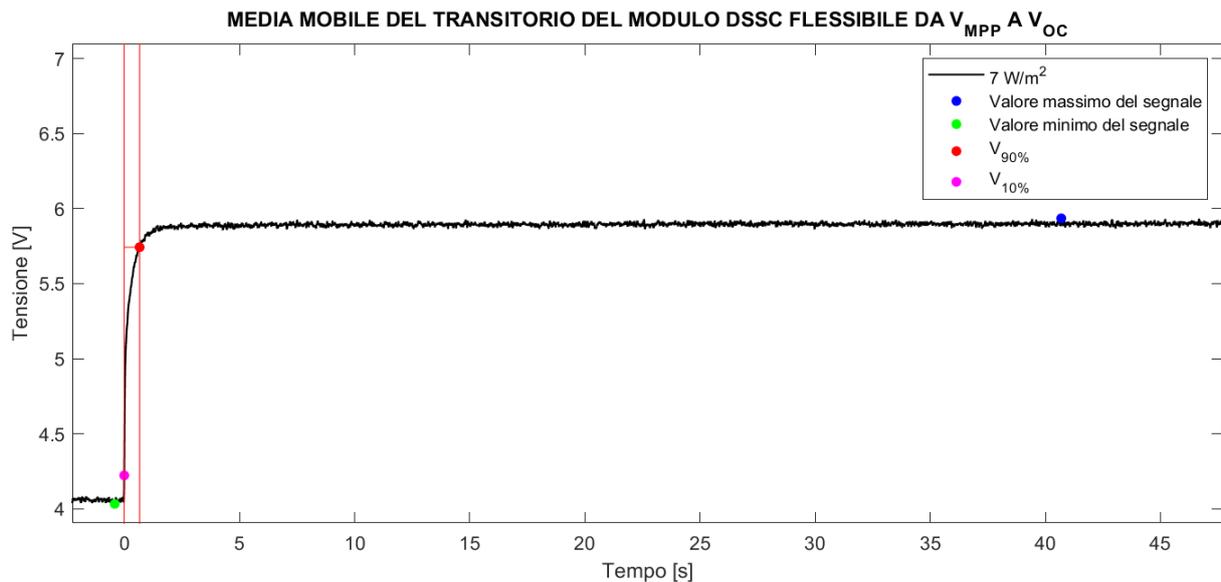


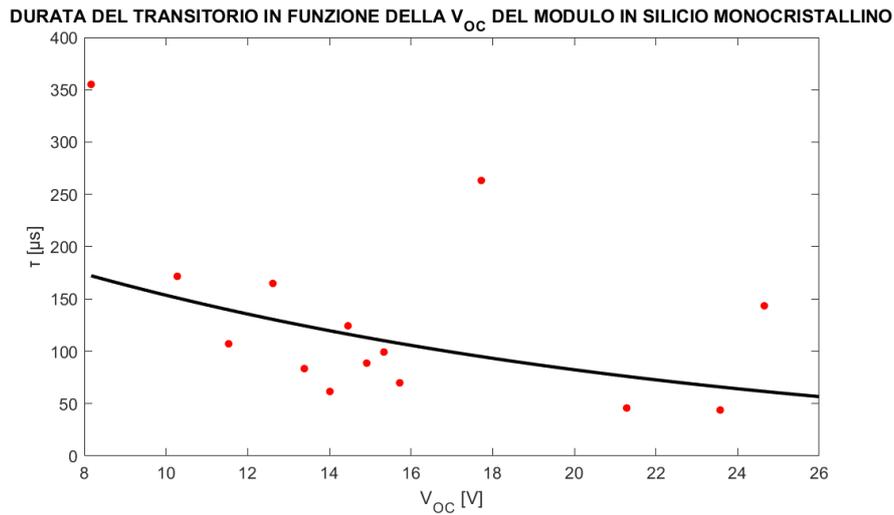
Figura 3.89: Media mobile del transitorio del modulo DSSC flessibile da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$

MODULO DSSC FLESSIBILE		
Irradianza [ $W/m^2$ ]	Transitorio [s]	$V_{OC}$ [V]
1.2	2.497	5.1123
2.1	1.616	5.3806
3	1.32	5.5303
4	0.994	5.6619
5	0.913	5.7755
6.1	0.82	5.8645
7	0.672	5.9355
8	0.591	5.9961
9	0.555	6.0594
10	0.462	6.1161
20	0.282	6.5097
50	0.148	7.0323
100	0.081	7.3032
200	0.048	7.4683

Tabella 3.14: Durata del transitorio e valore della tensione di circuito aperto a regime in funzione dell'irradianza del modulo DSSC flessibile

### 3.3.6) DURATA DEL TRANSITORIO DA $V_{MPP}$ A $V_{OC}$ IN FUNZIONE DELLA $V_{oc}$

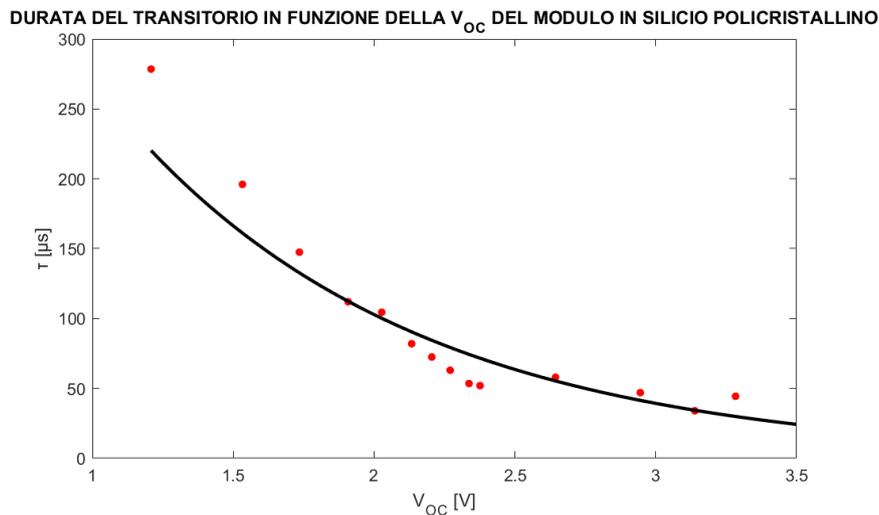
Si diagrammano ora nelle figure 3.90÷3.95 i valori della durata del transitorio  $\tau$  dalla tensione nel punto di massima potenza alla tensione di circuito aperto.



*Figura 3.90: Durata del transitorio  $\tau$  da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  a regime in funzione della  $V_{OC}$  a regime del modulo in silicio monocristallino*

La funzione esponenziale che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

$$\tau = 286.4894363 \cdot e^{(-0.06231387554063026 \cdot V_{OC})}$$



*Figura 3.91: Durata del transitorio  $\tau$  da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  a regime in funzione della  $V_{OC}$  a regime del modulo in silicio policristallino*

La funzione esponenziale che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

$$\tau = 704.2918754 \cdot e^{(-0.9618256938488864 \cdot V_{OC})}$$

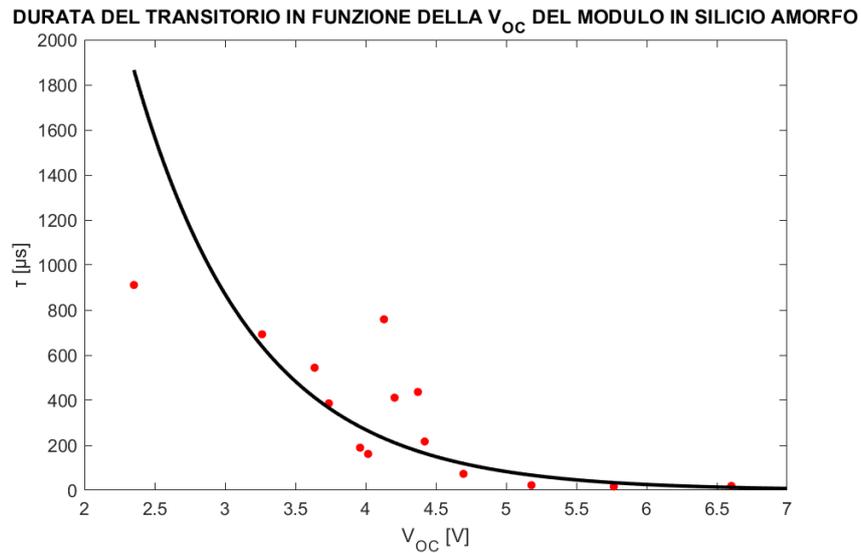


Figura 3.92: Durata del transitorio  $\tau$  da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  a regime in funzione della  $V_{OC}$  a regime del modulo in silicio amorfo

La funzione esponenziale che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

$$\tau = 29582.45861 \cdot e^{(-1.174880511978369 \cdot V_{OC})}$$

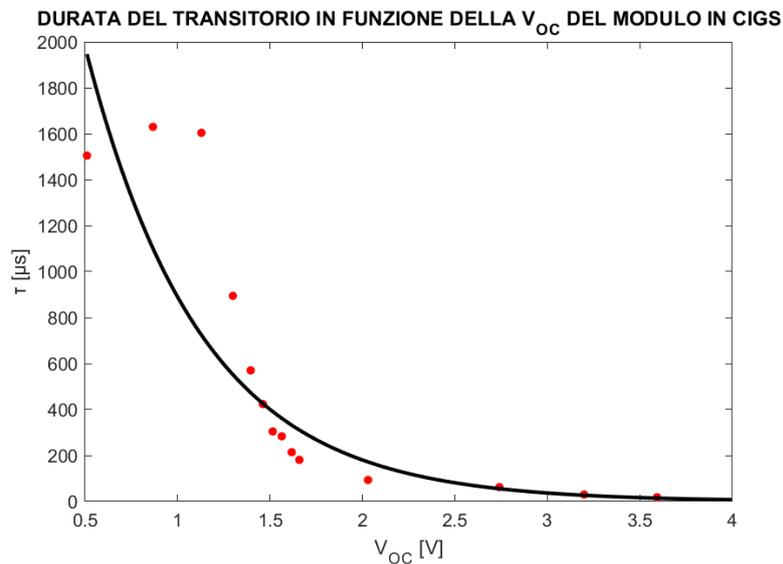


Figura 3.93: Durata del transitorio  $\tau$  da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  a regime in funzione della  $V_{OC}$  a regime del modulo in CIGS

La funzione esponenziale che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

$$\tau = 4401.270534 \cdot e^{(-1.597796687955553 \cdot V_{OC})}$$

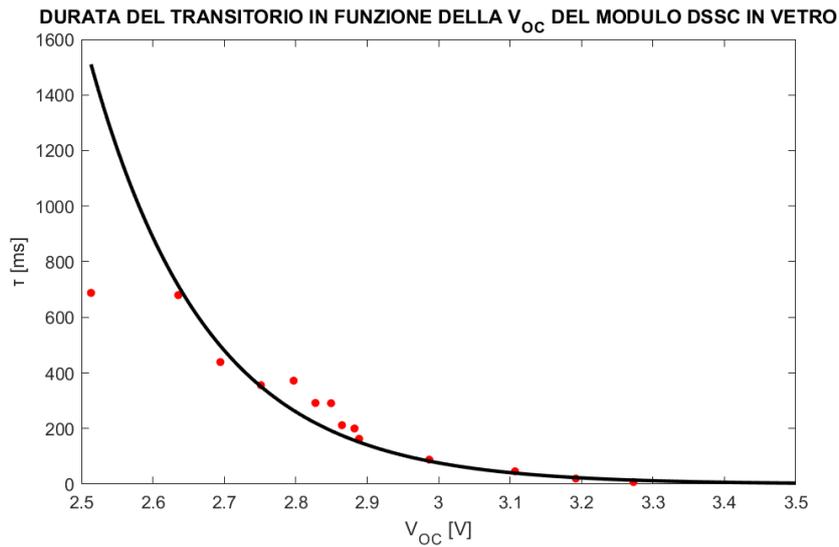


Figura 3.94: Durata del transitorio  $\tau$  da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  a regime in funzione della  $V_{OC}$  a regime del modulo DSSC in vetro

La funzione esponenziale che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

$$\tau = 7522845253.44 \cdot e^{(-6.135313230475146 \cdot V_{OC})}$$

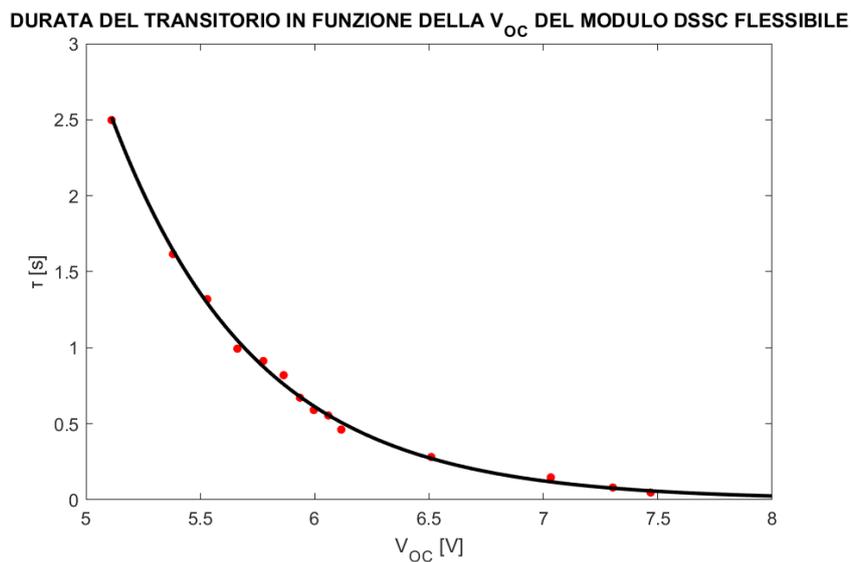


Figura 3.95 Durata del transitorio  $\tau$  da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  a regime in funzione della  $V_{OC}$  a regime del modulo DSSC flessibile

La funzione esponenziale che minimizza gli scarti verticali ha equazione:

$$\tau = 8595.92532 \cdot e^{(-1.591451349589542 \cdot V_{OC})}$$

Si può osservare come l'andamento della durata del transitorio in funzione della  $V_{OC}$  a regime per i diversi moduli sia un esponenziale decrescente. Ciononostante è evidente dai dati sperimentali che possa essere utilizzato solo un metodo di approssimazione, (si veda ad esempio il valore di  $\tau$  in corrispondenza di 17.7236 V in figura 3.90 nel caso del modulo in silicio monocristallino) in quanto i dati sperimentali si discostano da un'ipotetica funzione esponenziale esatta. Inoltre molti problemi e fenomeni del mondo fisico sono troppo complessi per essere rappresentati con espressioni analitiche o addirittura impossibili da modellare [27], pertanto si è estrapolato un modello matematico dai dati sperimentali allo scopo di ridurre la complessità del problema. Infine si può osservare come già esposto precedentemente che i transienti siano molto rapidi, ovvero dell'ordine dei microsecondi nel caso dei moduli inorganici (silicio monocristallino, silicio policristallino, silicio amorfo e CIGS), mentre lo siano più lenti, ovvero dell'ordine dei millisecondi nel caso del modulo organico DSSC con substrato in vetro e dell'ordine dei secondi nel caso del modulo organico DSSC flessibile. Questa caratteristica intrinseca del tipo di modulo risulterà fondamentale nell'algoritmo di MPPT della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto, in quanto maggiore è la condizione in cui il circuito è aperto, maggiore è l'intervallo in cui la potenza elettrica erogata dal modulo al carico è nulla (essendo la potenza erogata il prodotto della tensione e della corrente di modulo) e quindi un maggior spreco in termini di potenza. Pertanto per quanto riguarda l'algoritmo di MPPT della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto i moduli inorganici sono intrinsecamente più performanti di quelli organici, mentre questa caratteristica è ininfluenza nel caso dell'algoritmo di MPPT Perturb and Observe, in quanto tale metodo opera incrementando o decrementando periodicamente la tensione di riferimento sulla base della potenza elettrica misurata, quindi non si ha mai l'apertura del circuito per la lettura della  $V_{OC}$ .

# CAPITOLO 4

## 4.1) CONVERSIONE ANALOGICO-DIGITALE

La conversione analogico-digitale di un segnale continuo  $s(t)$  può essere suddivisa in due fasi:

- Il campionamento che consente di discretizzare la variabile “tempo”;
- La quantizzazione che porta a esprimere valori discreti di “ampiezza”.

In questo paragrafo è esposto un metodo, tra i più diffusi, per la conversione analogico-digitale di un segnale espresso come una tensione variabile nel tempo. I due parametri di maggior interesse nella conversione analogico-digitale sono la massima cadenza di campionamento ed il numero di bit utilizzato per codificare i valori quantizzati. Il primo parametro è direttamente collegato al tempo di conversione: se il convertitore analogico-digitale impiega un tempo  $t_{ADC}$  per fornire il valore numerico della tensione di ingresso, esso può generare campioni di un segnale alla velocità massima di  $\frac{1}{t_{ADC}}$  campioni al secondo. Il secondo parametro riguarda il numero di bit che determina quanti livelli di tensione distinti il convertitore sia in grado di riconoscere, dando un'indicazione della sua capacità di risoluzione. Questi due parametri sono tra loro intrinsecamente correlati e all'aumentare dell'uno diminuisce l'altro. Le diverse architetture dei convertitori analogico-digitali sono il risultato di scelte volte a bilanciare queste due caratteristiche rispetto ai requisiti dei diversi tipi di applicazione. In alcuni casi, infatti, è prioritaria la velocità di conversione, mentre in altri conviene privilegiare la risoluzione [17].

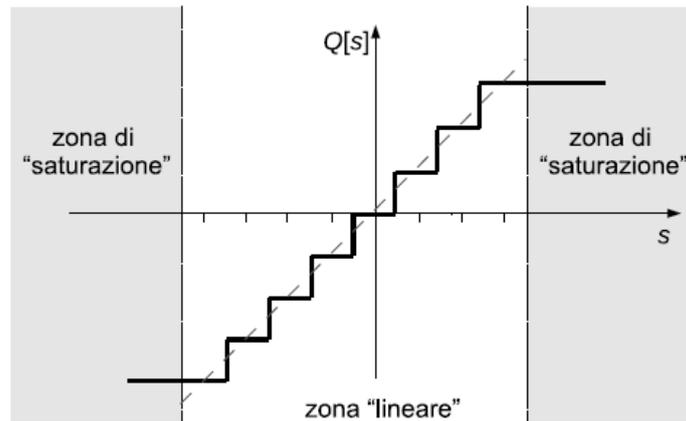
### 4.1.1) QUANTIZZAZIONE

Un quantizzatore è un elemento ideale che converte un intervallo continuo  $\mathcal{J}$  di possibili valori di ingresso nell'insieme  $\mathcal{Q}$  definito come in (4.1).

$$\mathcal{Q} = \{Q_k: 0 \leq k \leq B - 1\} \quad (4.1)$$

in cui  $B$  è il numero totale di livelli utilizzati. Il generico elemento  $Q_k$  di tale insieme viene detto livello di quantizzazione. L'operazione di quantizzazione converte un valore continuo  $x_c$  in un valore discreto  $x_q$ . La relazione ingresso-uscita di un quantizzatore è quindi ottenuta dividendo l'intervallo continuo  $\mathcal{J}$ , entro il quale si assume la possibile variazione dell'ingresso,

in sotto-intervalli  $J_k$ , ad ognuno dei quali viene associato un singolo livello  $Q_k$  [17]. La piattaforma Arduino, che verrà successivamente illustrata nel paragrafo 4.2, prevede 10 bit per rappresentare i livelli  $Q_k$ : dunque si hanno  $2^{10} = 1024$  livelli  $Q_k$ , con  $0 \leq k \leq 1023$ . I convertitori analogico-digitali realizzano, generalmente, una legge di quantizzazione uniforme in cui si suppone che tutti i livelli di quantizzazione siano equispaziati, come schematizzato in figura 4.1 [17].



*Figura 4.1: Caratteristica ingresso-uscita di un quantizzatore uniforme con arrotondamento [17]*

## 4.2) LA PIATTAFORMA HARDWARE ARDUINO

Arduino è una piattaforma hardware composta da una serie di schede elettroniche dotate di un microcontrollore. La scheda board è dotata di un microcontrollore con 14 pin digitali di input e output, 6 pin analogici di input e 6 di output, come rappresentato in figura 4.2, e un ingresso USB che permette di collegare Arduino al computer.



*Figura 4.2: Scheda board di Arduino*

Grazie alle porte analogiche, Arduino è in grado di acquisire e/o generare segnali continui variabili nel tempo. L'output analogico viene generato dal microcontrollore, sfruttando la tecnica PWM (Pulse Width Modulation), che verrà spiegata nel paragrafo che segue. [18]

#### 4.2.1) MODULAZIONE PWM

L'acquisizione da parte di Arduino di un segnale analogico risulta fondamentale per la lettura della tensione di circuito aperto nel caso dell'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto e per la lettura della tensione e della corrente del modulo fotovoltaico nel caso dell'algoritmo di Perturb and Observe, che verranno successivamente esposti. L'acquisizione di tali segnali analogici di tensione e corrente può essere elaborata da Arduino per fornire in output un segnale analogico "simulato" attraverso una tecnica denominata PWM. La modulazione PWM (Pulse-Width Modulation) viene quindi utilizzata da Arduino per simulare un segnale analogico attraverso un treno di impulsi digitali. Esiste un valore, chiamato duty-cycle, che è definito come il rapporto tra la durata dell'impulso positivo (nel caso di Arduino a 5 V) e l'intero periodo. Il duty-cycle definisce dunque la percentuale del periodo "on" del segnale e può assumere qualsiasi valore compreso tra 0 (quando il segnale è sempre spento) e 1 (quando il segnale è costantemente acceso). La figura 4.3 mostra diverse modulazioni PWM con differenti duty-cycle a percentuale costante.

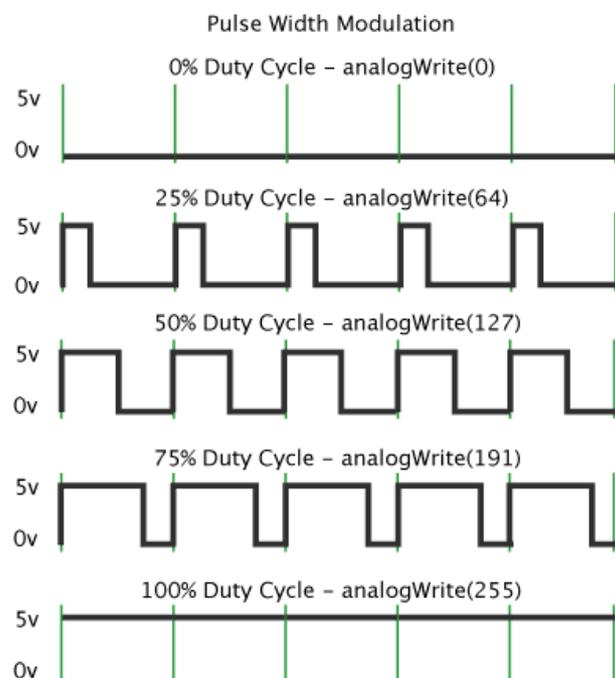


Figura 4.3: Modulazioni PWM ad onda rettangolare con duty-cycle a percentuale costante

Nel circuito realizzato Arduino pertanto utilizza il segnale PWM per ottenere un segnale analogico simulato per mezzo dei segnali digitali che esso stesso è in grado di generare. [19]

#### 4.2.2) VALORE MEDIO DI UN SEGNALE PERIODICO

Il valore medio  $S_0$  di un segnale periodico  $s(t)$  è definito come la seguente quantità (equazione 4.2).

$$S_0 = \frac{1}{T} \cdot \int_T s(t) dt \quad (4.2)$$

In figura 4.4 è riportato un segnale periodico ad onda rettangolare con valore alto pari a  $k$ .

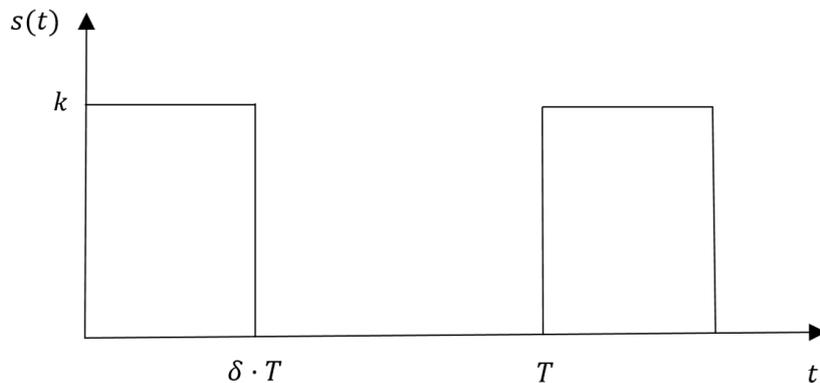


Figura 4.4: Segnale ad onda rettangolare con duty-cycle costante

Il valore medio di un'onda rettangolare si determina attraverso la definizione (equazione 4.3).

$$S_0 = \frac{1}{T} \cdot \int_T s(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\delta \cdot T} k dt = k \cdot \delta \quad (4.3)$$

Il valore medio di un segnale periodico è fondamentale nella conversione analogico-digitale, in quanto se il segnale digitale periodico generato attraverso la tecnica PWM viene opportunamente filtrato delle componenti ad elevata frequenza, si ottiene il segnale continuo desiderato in uscita. Infatti secondo la teoria delle serie di Fourier, un qualsiasi segnale periodico può essere rappresentato come la somma tra il suo valore medio e una combinazione lineare di infinite funzioni sinusoidali. Filtrando opportunamente le componenti sinusoidali

della serie di Fourier ad elevata frequenza attraverso un filtro passa basso (nel caso specifico è stato utilizzato un filtro RC) è possibile ottenere un segnale costituito solamente dal valor medio del segnale periodico originale ovvero un segnale analogico simulato.

### **4.2.3) INPUT ANALOGICO**

Gli ingressi analogici di Arduino possono misurare una tensione compresa fra 0 e 5 V con una precisione di 10 bit, ovvero con una precisione di circa 4.89 mV.

Gli ingressi analogici sono ancora di fondamentale importanza in una scheda come Arduino, in quanto permettono di acquisire i segnali continui generati dai vari sensori con i quali si vanno a misurare le variabili fisiche del mondo reale. Infatti, i sensori sono in grado di convertire i segnali provenienti dal mondo analogico (luminosità, pressione, temperatura, etc...) in segnali elettrici continui nel tempo.

I pin analogici di Arduino sono 6 e sono contrassegnati da A0 ad A5. Si ribadisce nuovamente che, a differenza dei 14 pin digitali, questi 6 pin analogici possano essere solo di input.

## CAPITOLO 5

### 5.1) ALGORITMI DI MPPT

Il metodo MPPT (Maximum Power Point Tracking) implementa un algoritmo che ricerca, in ogni istante, il punto della caratteristica I-V che corrisponde al punto di massima potenza erogata dal modulo. La potenza massima, infatti, dipende dal punto di lavoro in cui la cella si trova ad operare. Il punto di lavoro di un modulo può variare per vari fattori, tra cui il carico, l'irradianza, la temperatura dei moduli. Per permettere un funzionamento efficiente dei moduli bisogna garantire un punto di lavoro appropriato, che permetta di estrarre la massima potenza dal dispositivo. Per fare questo, si usa un sistema di controllo che analizza costantemente la curva di potenza dei moduli, trovi la potenza massima e ne calcoli i valori di tensione e corrente corrispondenti, dunque l'algoritmo imposta poi il carico variabile allo scopo di far lavorare il generatore fotovoltaico nel punto di massima potenza. Nella figura 5.1 sono illustrati, a titolo d'esempio, tre diversi valori di irraggiamento con le rispettive curve di potenza, in cui si può notare la variazione del punto di lavoro in cui la cella fotovoltaica eroga potenza massima [20].

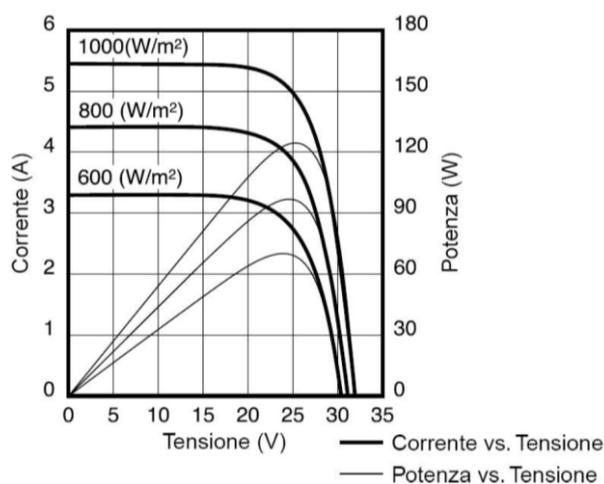


Figura 5.1: Variazione della caratteristica I-V delle rispettive potenze per un modulo fotovoltaico in corrispondenza di 600, 800 e 1000 W/m<sup>2</sup> [18]

L'algoritmo di MPPT tracking è generalmente implementato in un microcontrollore. In questo lavoro di tesi si analizzano due tra i principali algoritmi di MPPT presenti in Letteratura: l'algoritmo della tensione di lavoro come funzione della tensione di circuito aperto e l'algoritmo di Perturb and Observe (P&O).

- Il metodo della tensione di lavoro come funzione della tensione di circuito aperto consiste nel misurare, in condizione di circuito aperto, la tensione ai capi del sistema modulo-carico e determinare la tensione  $V_{MPP}$ . Per stimare la tensione di massima potenza, si utilizza una funzione del tipo  $V_{MPP} = f(V_{OC})$ , ottenuta empiricamente, attraverso misurazioni fatte in laboratorio su un campione tipo. Ovviamente tale metodo ha lo svantaggio di dover aprire il circuito ciclicamente dopo un certo intervallo di tempo prestabilito e quindi di non avere generazione di potenza elettrica per alcuni istanti di tempo.
- Un'altra tipologia di algoritmo è quella denominata *Perturb and Observe* e si tratta di un algoritmo iterativo. In questo caso si impone una variazione della tensione di lavoro del modulo in funzione della potenza erogata e della tensione ai capi del modulo. L'effetto è quello di seguire sempre il punto di massima potenza, a scapito di una tensione fluttuante nel tempo, come illustrato in figura 5.2.

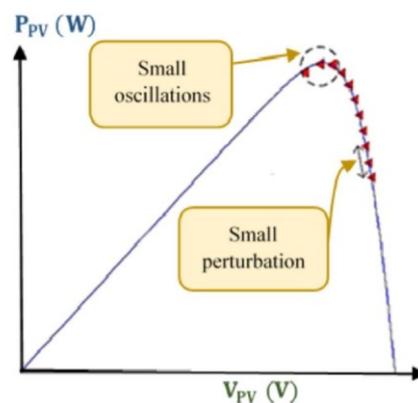


Figura 5.2: Fluttuazione della tensione e della potenza elettrica nel tempo durante il funzionamento dell'algoritmo MPPT *Perturb and Observe*

L'algoritmo *Perturb and Observe* è relativamente economico, reagisce rapidamente a piccole variazioni di temperatura ed irradianza, tuttavia è inefficiente nell'inseguimento dell'MPP nel caso di grandi variazioni nel tempo della temperatura e dell'irradianza.

### 5.1.1) CONVERTITORE BUCK-BOOST LTC3106

Per implementare gli algoritmi di MPPT è necessario adottare un sistema che regoli la tensione di  $V_{MPP}$  all'uscita di Arduino alla tensione ottimale ad esempio per la carica di una batteria, e nel caso specifico a una tensione ottimale di 3.3 V. Per fare ciò si sfruttano le proprietà del convertitore buck-boost, ovvero una tipologia di convertitore DC-DC (da corrente continua a

corrente continua) che permette di avere in output una tensione maggiore o minore del valore della tensione di input. In particolare il convertitore buck-boost per applicazioni solari utilizzato è l’LTC3106, il quale permette di avere il Maximum Power Point Control. Si riporta in figura 5.3 il diagramma di blocco del convertitore buck-boost LTC3106.

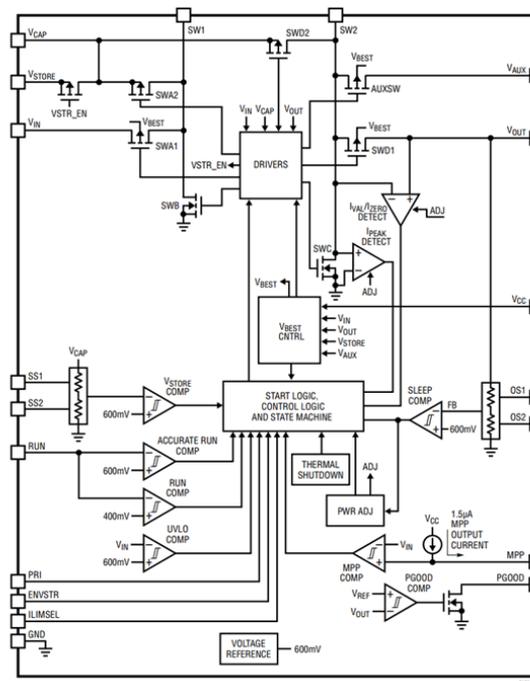


Figura 5.3: Diagramma di blocco del convertitore LTC3106

Per utilizzare il convertitore LTC3106 si è scelto di adottare la scheda board DC2509A che monta un serie di integrati tra cui quello di interesse. Tale piattaforma è una scheda versatile per l’energy harvesting in grado di gestire fonti di energia solare (come nel caso dell’LTC3106), termica e piezoelettrica. La scheda include gruppi di interruttori, resistori, condensatori, induttori, una batteria primaria e una secondaria, i quali consentono che il suo funzionamento possa essere configurato in diversi modi. Di conseguenza il sistema è molto personalizzabile e può essere modificato per soddisfare le esigenze dell’utente. Questa compatibilità lo rende uno strumento di valutazione perfetto per ogni sistema di energy harvesting a bassa potenza. In figura 5.4 si mostra la scheda board DC2509A (al cui interno è integrato il circuito di potenza del convertitore LTC3106) utilizzata nel lavoro di tesi. [21]



Figura 5.4: Scheda board DC2509A

Dopo aver esposto i principi essenziali su cui si basano gli algoritmi di MPPT e i componenti fondamentali per implementarli, si espongono ora nel dettaglio nei paragrafi 5.1.2 e 5.1.3 i due algoritmi di MPPT analizzati nel lavoro di tesi.

### 5.1.2) ALGORITMO DELLA TENSIONE OPERATIVA COME FUNZIONE DELLA $V_{OC}$

Questo algoritmo si basa sul principio secondo cui la tensione nel punto di massima potenza è sempre una funzione della tensione di circuito aperto. La tensione di circuito aperto dei moduli è dunque misurata ripetutamente e utilizzata come input al microcontrollore. Lo schema logico è il seguente: dopo un certo intervallo di tempo (e nel caso specifico corrispondente a 5 secondi) viene aperto il relè, che funge da interruttore elettromeccanico, attraverso un comando di Arduino. A seguito dell'apertura del relè si ha la lettura analogica della tensione di circuito aperto ai capi del modulo fotovoltaico. Per fare ciò, viene collegato il polo positivo del modulo al pin analogico A0 di Arduino e il polo negativo del modulo al GND (acronimo di ground), ovvero il riferimento di massa di Arduino. Il tempo di misura della  $V_{OC}$  dipende dalla tipologia di modulo fotovoltaico in esame, in quanto, come si è visto nel paragrafo 3.3.6, il transitorio  $\tau$  dalla tensione nel punto di massima potenza alla tensione di circuito aperto è fortemente dipendente dal tipo di modulo considerato, e, in particolare, varia dall'ordine dei microsecondi, nel caso dei moduli in silicio, all'ordine dei secondi, nel caso del modulo DSSC flessibile. Pertanto, è necessario attendere il tempo necessario affinché la tensione nel punto di massima potenza raggiunga la tensione di circuito aperto, rappresentato nel seguente script di Arduino dalla funzione *time*. In tale funzione sono implementate le funzioni esponenziali ricavate nel paragrafo 3.3.6. Viene, inoltre, inserita la condizione che il tempo di lettura della  $V_{OC}$  equivalga al tempo di apertura del relè, nel caso in cui il tempo necessario all'apertura del circuito da parte

del relè (pari a un secondo) sia superiore al tempo calcolato attraverso la funzione *time*. In questo modo vi è la certezza di misurare correttamente la tensione di circuito aperto ai capi del modulo. Si riporta di seguito lo script di Arduino nel caso del modulo in silicio amorfo.

```
#include <math.h>
float V_OC;
float V_out;
int V_OUT;
float V_MPP;
float time;
int Pin = 6;
void setup(){
  Serial.begin(9600);
  pinMode(Pin,OUTPUT);
  pinMode(2,OUTPUT);
}
void loop(){
  digitalWrite(2,HIGH);
  delayMicroseconds(time);
  V_OC = analogRead(A0);
  V_OC=V_OC/1023.0;
  V_OC=V_OC*5.0;
  Serial.print(V_OC);
  Serial.print('\t');
  //V_out=0.82261322*V_OC-1.950884; // Modulo in silicio monocristallino
  //V_out=0.20674*pow(V_OC,2.0)-0.0202146*V_OC+0.489028; // Modulo in silicio policristallino
  V_out=-0.0200063*pow(V_OC,3.0)+0.298095*pow(V_OC,2)-0.529273*V_OC+1.24562; //Modulo in silicio amorfo
  //V_out=0.07789224*pow(V_OC,3.0)-0.47470009*pow(V_OC,2)+1.54440047*V_OC-0.50757771; //Modulo in CIGS
  // V_out=-3.384242*pow(V_OC,2.0)+18.904734*V_OC-24.115333; // Modulo DSSC in vetro
  //V_out=0.00123458*pow(V_OC,3.0)-0.18261944*pow(V_OC,2)+2.35479779*V_OC-3.71999268; //Modulo DSSC flessibile
  Serial.print(V_out);
  Serial.print('\t');

  //time= 286.4894363*pow(2.718281828,-0.06231387554063026*V_OC); // Modulo in silicio monocristallino
  //time= 704.2918754*pow(2.718281828,-0.9618256938488864*V_OC); // Modulo in silicio policristallino
  time = 29582.45861*pow(2.718281828,-1.174880511978369*V_OC); // Modulo in silicio amorfo
  //time= 4401.270534*pow(2.718281828,-1.597796687955553*V_OC); // Modulo in CIGS
  //time= 7522845253.44*pow(2.718281828,-6.135313230475146*V_OC); // Modulo DSSC in vetro
  //time= 8595.92532*pow(2.718281828,-1.591451349589542*V_OC); // Modulo DSSC flessibile
  if (time<1000000)
  {
    time=1000000;
  }
  Serial.print(time);
  Serial.print('\t');
  V_OUT=(V_out*255)/5;
  if (V_OUT<0)
  {
    V_OUT=0;
  }
  else if (V_OUT>255)
  {
    V_OUT=255;
  }
  analogWrite(Pin,V_OUT);
  digitalWrite(2,LOW);
  Serial.print(V_OUT);
  Serial.print('\t');
  Serial.print('\n');
  delay(5000);
}
```

La libreria `#include <math.h>` include una serie di utili funzioni matematiche per elaborare i numeri in virgola mobile. Le variabili di tipo *float* esprimono i numeri in virgola mobile e sono *V\_OC*, *V\_out* e *time* che corrispondono rispettivamente alla tensione di circuito aperto del modulo, alla tensione nel punto di massima potenza calcolata attraverso le correlazioni lineari o polinomiali determinate al paragrafo 3.2.4 e al tempo in cui l'interruttore rimane aperto. Le variabili di tipo *int* invece permettono di memorizzare dei numeri interi, come la variabile *V\_OUT* che esprime la tensione *V\_out* come un intero tra 0 e 255, o come la variabile *Pin* a cui corrisponde il pin numero 6 di Arduino.

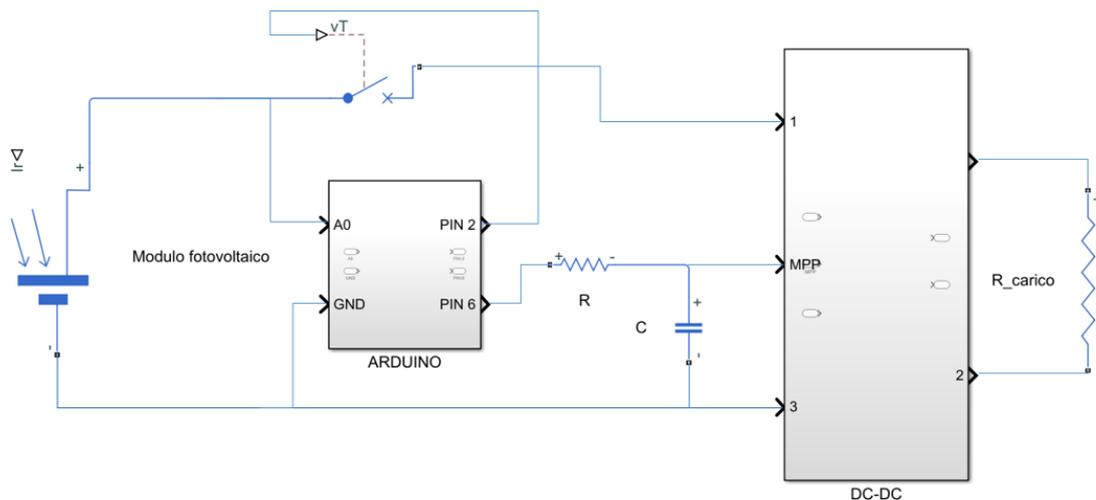
Oltre a ciò il codice di qualsiasi programma di Arduino è composto essenzialmente da due parti.

- La funzione *void set up()*, che contiene il codice che inizializza tutte le impostazioni e le istruzioni della scheda (gli input e gli output) prima che il ciclo principale del programma si avvii.
- La funzione *void loop()*, che contiene il codice principale del programma. Si tratta di una serie di istruzioni che possono essere ripetute una dopo l'altra fino a quando la scheda Arduino non viene spenta.

I segnali di controllo per il relè sono, invece, realizzati attraverso la funzione *digitalWrite(X,Y)*, in cui *X* è il pin e *Y* il valore logico.

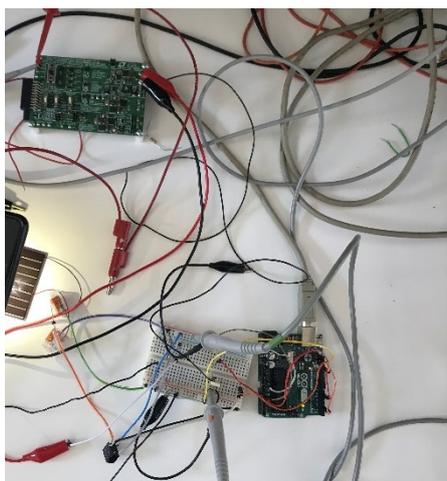
La funzione *digitalWrite(2,HIGH)* permette di generare un segnale a 5 V in corrispondenza del pin 2, il quale permette di aprire l'interruttore. Tale interruttore rimane aperto per un intervallo di tempo *time* tramite la funzione *delay*. Successivamente viene misurata in modo analogico la tensione di circuito aperto ai capi del modulo attraverso il comando *V\_OC = analogRead(A0)*, si determinano la tensione di MPP attraverso la funzione polinomiale *V\_out* e il transitorio *time*. La funzione *digitalWrite(2,LOW)* permette di chiudere l'interruttore e dopo un *delay* di 5 secondi in cui si ha il trasferimento della potenza elettrica dal modulo al carico, il ciclo si ripete per mezzo della funzione *void loop*.

In figura 5.5 è riportato lo schema elettrico della configurazione che permette di implementare l'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto.



*Figura 5.5: Schema elettrico del circuito che permette di implementare l'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto*

In figura 5.6 si riporta invece l'apparato sperimentale utilizzato per la verifica dell'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto, che comprende la piattaforma Arduino collegata al computer, la breadboard (ovvero una basetta di prova, formata da una matrice di fori collegati elettricamente, che permette di realizzare circuiti di prova) a cui è collegato il relè, la scheda DC2509A, (che contiene il circuito integrato di potenza LTC3106), i vari componenti elettronici utilizzati (come resistenze e condensatori), il modulo in silicio amorfo e i cavi collegati all'oscilloscopio, che permettono di elaborare le diverse grandezze elettriche.



*Figura 5.6: Apparato sperimentale utilizzato per la verifica dell'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto*

In figura 5.7 è riportata la schermata ottenuta attraverso un oscilloscopio in cui sono rappresentate la tensione ai capi del modulo fotovoltaico in silicio amorfo (curva in verde) e la tensione di  $V_{MPP}$  generata da Arduino in PWM dopo essere stata filtrata dal filtro R-C (curva in blu).

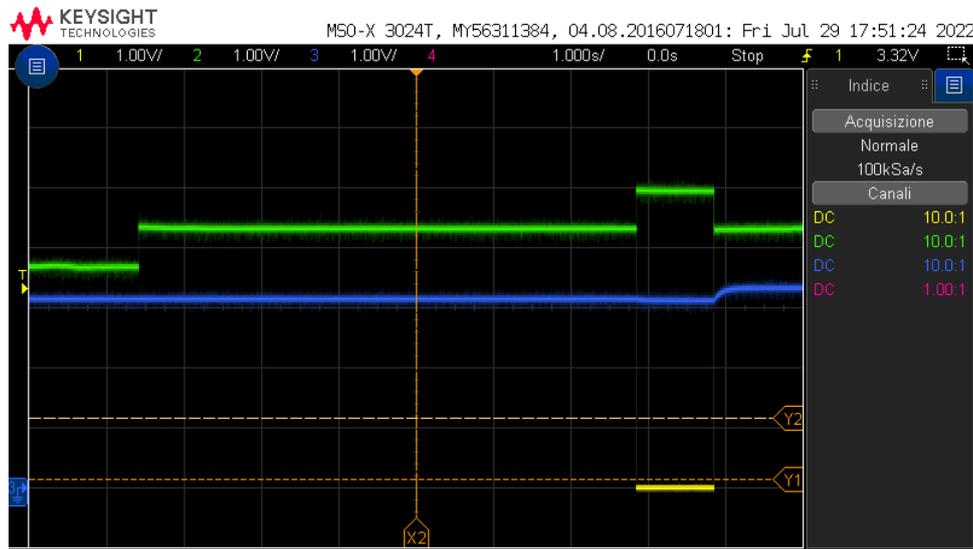


Figura 5.7: Andamento della tensione ai capi del modulo in silicio amorfo in funzione del tempo (curva in verde) e della tensione ai capi del carico in funzione del tempo (curva in blu)

Si osserva che al variare della condizione di funzionamento del modulo fotovoltaico, si ha una variazione della  $V_{MPP}$ . Infatti, tra il primo e il secondo tratto in verde vi è una variazione delle condizioni di illuminazione a cui è sottoposto il modulo e, in particolare, vi è stato un aumento dell'illuminazione. Fino all'apertura del circuito per la misura della  $V_{OC}$  (inizio del terzo tratto in verde) il valore della  $V_{MPP}$  rimane invariato; tuttavia, al termine della misura analogica della  $V_{OC}$  da parte della piattaforma Arduino (fine del terzo tratto in verde), si ha la corrispondente crescita del valore della  $V_{MPP}$ . Ciò significa che il sistema circuitale e l'algoritmo implementati stanno funzionando correttamente, ovvero la  $V_{MPP}$  applicata al carico è regolata opportunamente in funzione delle condizioni a cui è sottoposto il modulo fotovoltaico.

Allo stesso modo, in figura 5.8 sono riportate le curve di tensione, ottenute attraverso l'oscilloscopio. In particolare si può distinguere la tensione ai capi del modulo fotovoltaico in silicio amorfo (curva in verde) e la tensione di  $V_{MPP}$  generata da Arduino in PWM dopo essere stata filtrata dal filtro R-C (curva in blu), in una condizione operativa che prevede l'abbassamento dell'illuminamento.



Figura 5.8: Andamento della tensione ai capi del modulo in silicio amorfo in funzione del tempo (curva in verde) e della tensione ai capi del carico in funzione del tempo (curva in blu)

Anche in questo caso si osserva che a partire da una tensione di riferimento (primo tratto in verde), si ha un abbassamento dell'intensità luminosa a cui è sottoposto il modulo con il conseguente calo della tensione ai suoi capi (secondo tratto in verde), ma solo al termine della lettura della  $V_{OC}$  (fine del terzo tratto in verde) si ha un decremento del segnale di  $V_{MPP}$  (curva in blu).

### 5.1.3 ALGORITMO DI PERTURB AND OBSERVE (P&O) [20]

Secondo il metodo P&O convenzionale, la potenza  $P$  viene calcolata utilizzando i valori misurati della tensione  $V$  e della corrente  $I$  del modulo fotovoltaico. L'algoritmo fornisce una perturbazione  $\Delta V$  alla tensione di riferimento  $V_{ref}$  a cui si preleva la corrente del modulo fotovoltaico, in funzione della variazione della potenza  $P$  e della tensione  $V$  ai capi del modulo fotovoltaico, secondo i criteri riportati di seguito.

$$V_{ref} = V_{ref} + \Delta V, \quad \text{se } P_k > P_{k-1} \text{ e } V_k > V_{k-1}$$

$$V_{ref} = V_{ref} - \Delta V, \quad \text{se } P_k > P_{k-1} \text{ e } V_k < V_{k-1}$$

$$V_{ref} = V_{ref} - \Delta V, \quad \text{se } P_k < P_{k-1} \text{ e } V_k > V_{k-1}$$

$$V_{ref} = V_{ref} + \Delta V, \quad \text{se } P_k < P_{k-1} \text{ e } V_k < V_{k-1}$$

con  $k = 1, 2, 3 \dots$  passo dell' $k$ -esima iterazione e  $\Delta V$  valore positivo.

Il diagramma di flusso per implementare l'algoritmo P&O è illustrato in figura 5.9.

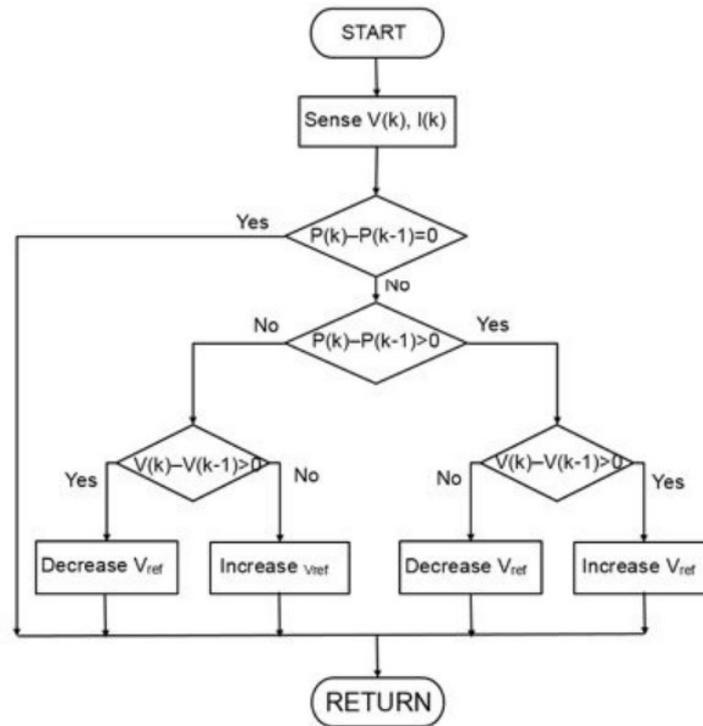


Figura 5.9: Diagramma di flusso dell'algoritmo di Perturb and Observe

Chiaramente, la dimensione della perturbazione  $\Delta V$  è cruciale. Se  $\Delta V$  è grande, la convergenza è veloce, ma essa si traduce in una grande fluttuazione della potenza e viceversa se  $\Delta V$  è piccolo, la convergenza è lenta, ma si ha una minore fluttuazione della potenza nel tempo. Qualunque sia il caso, l'algoritmo fa oscillare continuamente il punto di lavoro attorno al punto di massima potenza, come illustrato in figura 5.10.

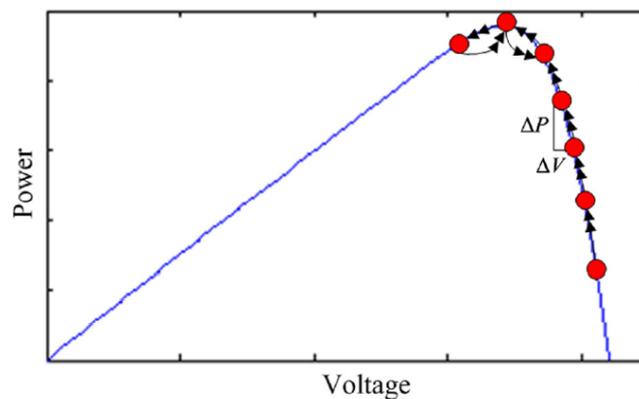


Figura 5.10: Oscillazione nel tempo del punto di lavoro nell'intorno dell'MPP

Ovviamente, la perdita di potenza è maggiore se il valore della perturbazione è grande. Inoltre l'oscillazione nel tempo del punto di lavoro attorno al punto di massima potenza effettivo è altamente indesiderabile in quanto quest'ultima si traduce in una significativa perdita di energia. Come detto il metodo P&O funziona incrementando o decrementando periodicamente la tensione di riferimento sulla base della potenza di ingresso e della tensione ai capi del modulo misurate.

A differenza dell'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto, nel caso dell'algoritmo di Perturb and Observe per determinare la potenza elettrica generata dal modulo fotovoltaico è necessario misurare la corrente  $i$  da esso erogata, oltre che la tensione  $v$  ai suoi capi, infatti come è noto la potenza elettrica  $p$  di un generico bipolo è definita come la grandezza scalare dell'equazione (5.1).

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \tag{5.1}$$

in cui  $t$  rappresenta la variabile tempo.

La corrente  $i(t)$  del modulo viene determinata indirettamente inserendo nel circuito una resistenza cosiddetta di shunt, in quanto misurando la tensione  $v_{R_{shunt}}(t)$  ai suoi capi, attraverso la legge di Ohm, si può ricavare il valore istantaneo di corrente come nell'equazione (5.2).

$$i(t) = \frac{v_{R_{shunt}}(t)}{R_{shunt}} \tag{5.2}$$

Dato che (si osservino le figure 3.31÷3.42 del paragrafo 3.1.5) le correnti erogate dai moduli a bassi irraggiamenti sono dell'ordine dei milliampere, per misurare la tensione istantanea  $v_{R_{shunt}}(t)$  ai capi della resistenza di shunt percorsa dalla corrente  $i(t)$  è stato necessario amplificare tale valore di tensione con un amplificatore operazionale alimentato con una tensione esterna di 5 V e un guadagno in tensione pari a 10.

Lo schema logico dell'algoritmo è dunque il seguente. Dopo un certo intervallo di tempo (e nel caso specifico corrispondente a 1 secondo) vengono misurate la tensione ai capi del modulo e la tensione ai capi della resistenza di shunt, dopo essere stata amplificata (proporzionale alla corrente erogata dal modulo). Si determina, quindi, la potenza come prodotto tra le due; si applicano le quattro condizioni del diagramma di blocco in figura 5.9 e, dopo aver aggiornato il valore di  $V_{ref}$ , si assegnano ai valori attuali di tensione e potenza i valori letti all'iterazione

precedente e si ripete il ciclo. Si riporta di seguito lo script di Arduino nel caso del modulo in silicio amorfo.

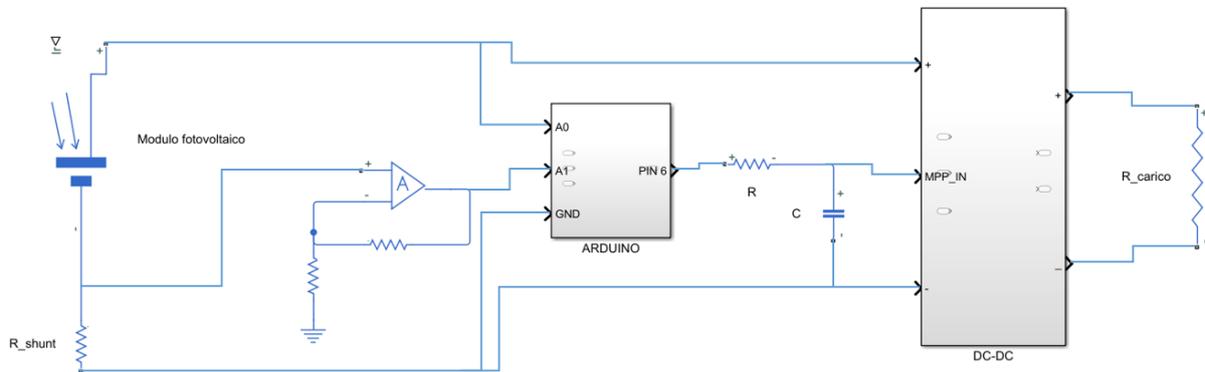
```
#include <math.h>
float P_ref=0.0;
float P_new;
float V_ref=3.5;
float V_new;
float V_old=0.0;
float I_new;
float delta_V=0.05;
int V_OUT;
int Pin=6;
void setup() {
  Serial.begin(9600);
  pinMode(Pin,OUTPUT);
}
void loop() {
  V_new = analogRead(A0);
  I_new = analogRead(A1);
  I_new = I_new/1023.0;
  I_new = I_new*5.0;
  V_new = V_new/1023.0;
  V_new = V_new*5.0;
  Serial.println(V_new);
  Serial.println(I_new);
  P_new=V_new*I_new;
  Serial.println(P_new);
  if (P_new>P_ref && V_new>V_old)
  {
    V_ref=V_ref+delta_V;
  }
  else if (P_new>P_ref && V_new<V_old)
  {
    V_ref=V_ref-delta_V;
  }
  else if (P_new<P_ref && V_new>V_old)
  {
    V_ref=V_ref-delta_V;
  }
  else if (P_new<P_ref && V_new<V_old)
  {
    V_ref=V_ref+delta_V;
  }
  V_old=V_new;
  Serial.println(V_ref);
  P_ref=P_new;
  V_OUT=(V_ref*255)/5;
  if (V_OUT<0)
  {
    V_OUT=0;
  }
  else if (V_OUT>255)
  {
    V_OUT=255;
  }
  analogWrite(Pin,V_OUT);
  Serial.println('\n');
  delay(1000);
}
```

Le variabili di tipo *float* esprimono dei numeri in virgola mobile e sono  $P\_ref$ ,  $P\_new$ ,  $V\_ref$ ,  $V\_new$ ,  $V\_old$ ,  $I\_new$ ,  $delta\_V$ , che corrispondono rispettivamente a:

- $P\_ref$ : la potenza da comparare con la nuova potenza, calcolata come prodotto di tensione e corrente misurate all'iterazione successiva
- $P\_new$ : la potenza calcolata ogni secondo
- $V\_ref$ : la tensione di riferimento
- $V\_new$ : la tensione misurata da Arduino ogni secondo
- $V\_old$ : la tensione da comparare con la nuova tensione misurata da Arduino all'iterazione successiva
- $I\_new$ : la tensione amplificata ai capi della resistenza di shunt (proporzionale alla corrente erogata dal modulo fotovoltaico)
- $delta\_V$ : il delta di tensione positivo

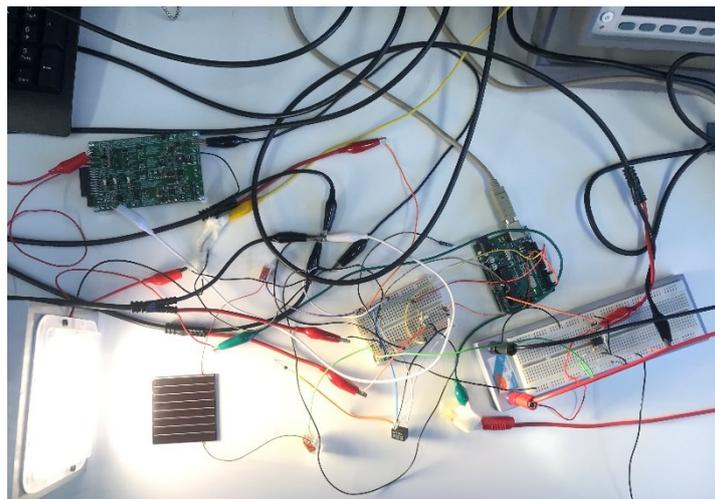
Le variabili di tipo *int*, invece, permettono di memorizzare dei numeri interi, come la variabile  $V\_OUT$ , che esprime la tensione  $V\_ref$  come un intero compreso tra 0 e 255; oppure come la variabile  $Pin$  a cui corrisponde il pin numero 6 di Arduino. La tensione ai capi del modulo viene misurata attraverso il pin analogico A0 di Arduino con il comando  $V\_new = analogRead(A0)$ , mentre la tensione amplificata ai capi della resistenza di shunt (proporzionale alla corrente erogata dal modulo) viene misurata attraverso il pin analogico A1 di Arduino tramite il comando  $I\_new = analogRead(A1)$ . La grandezza proporzionale alla potenza elettrica erogata dal modulo viene calcolata come il prodotto  $P\_new = V\_new * I\_new$ , la quale viene confrontata con la potenza di riferimento  $P\_ref$  inizializzata a 0. Analogamente la tensione misurata al valore attuale  $V\_new$  viene confrontata con la tensione misurata all'iterazione precedente  $V\_old$ , e, in base alle quattro condizioni illustrate nel diagramma di flusso di figura 5.8, si incrementa o si decrementa la tensione di riferimento  $V\_ref$  di un certo valore  $delta\_V$ , assunto pari a 50 mV. Alla fine delle quattro condizioni alla variabile  $V\_old$  viene assegnato il valore di  $V\_new$  attraverso l'istruzione  $V\_old = V\_new$ . Allo stesso modo alla variabile  $P\_ref$  viene assegnato il valore di  $P\_new$  attraverso l'istruzione  $P\_ref = P\_new$ . La funzione  $analogWrite(Pin, V\_OUT)$  permette di generare un segnale di tensione analogico attraverso un'onda PWM al pin numero 6 il cui valore è  $V\_OUT$ . Attraverso l'istruzione  $delay(1000)$  si pone infine un ritardo di un secondo prima dell'inizio del nuovo ciclo presente all'interno della funzione  $void loop()$ .

In figura 5.11 è riportato lo schema elettrico della configurazione che permette di implementare l'algoritmo di Perturb and Observe.



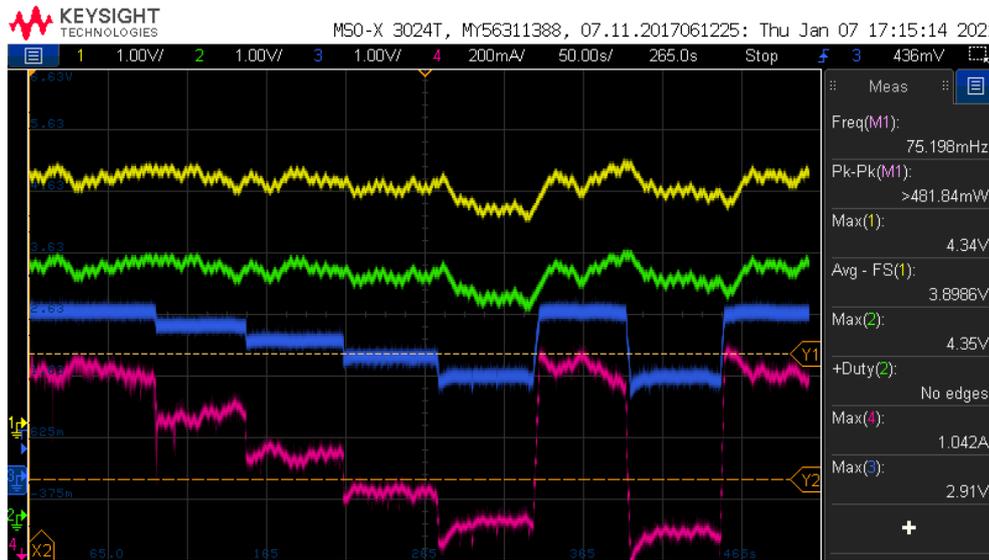
*Figura 5.11: Schema elettrico del circuito che permette di implementare l'algoritmo di Perturb and Observe*

In figura 5.12 si riporta invece l'apparato sperimentale utilizzato per la verifica dell'algoritmo di Perturb and Observe, che comprende la piattaforma Arduino collegata al computer, la breadboard a cui è collegato l'amplificatore operazionale, la scheda DC2509A che contiene il circuito integrato di potenza LTC3106, le resistenze, i condensatori, il modulo in silicio amorfo illuminato e i cavi collegati all'oscilloscopio che permettono di elaborare le diverse grandezze elettriche.



*Figura 5.12: Apparato sperimentale utilizzato per la verifica dell'algoritmo di Perturb and Observe*

In figura 5.13 è riportata la schermata ottenuta attraverso un oscilloscopio in cui sono rappresentate la tensione di riferimento ai capi del modulo in silicio amorfo (curva in giallo), la tensione di  $V_{MPP}$  generata da Arduino in PWM, dopo essere stata filtrata dal filtro R-C (curva in verde), la tensione ai capi del carico (curva in blu) e la corrente erogata dal modulo (curva in rosa) in funzione del tempo.



*Figura 5.13: Andamento della tensione di riferimento ai capi del modulo in silicio amorfo (curva in giallo), della tensione di  $V_{MPP}$  (curva in verde), della tensione ai capi del carico (curva in blu) e della corrente erogata dal modulo (curva in rosa) in funzione del tempo*

Si noti come la tensione di  $V_{MPP}$  oscilla di 50 mV ogni secondo. Dalla figura 5.13 si può osservare come diminuendo l'intensità luminosa a gradino la tensione ai capi del carico (curva in blu) cali in modo analogo, così come la corrente erogata dal modulo e viceversa con un aumento dell'intensità luminosa.

## CAPITOLO 6

### 6.1) TEST SPERIMENTALI DI PRODUCIBILITÀ IN TERMINI DI ENERGIA

Si esegue una prova di 10 minuti per entrambi gli algoritmi, in cui ogni minuto viene variata la corrente di alimentazione della lampada a LED, che permette la regolazione della luminosità. Al termine di ogni minuto si ha una variazione della corrente di alimentazione con la conseguente variazione dell'intensità luminosa. Si riportano in tabella 6.1 i valori della corrente di alimentazione della matrice a LED e della rispettiva tensione in funzione del tempo espresso in minuti.

Tempo [min]	Corrente imposta dall'alimentatore [mA]	Tensione dell'alimentatore [V]
0 – 1	55	31.21
1 – 2	53	31.19
2 – 3	51	31.17
3 – 4	49	31.15
4 – 5	47	31.12
5 – 6	45	31.10
6 – 7	43	31.08
7 – 8	41	31.05
8 – 9	55	31.21
9 – 10	41	31.05

*Tabella 6.1: Corrente imposta dall'alimentatore e tensione dell'alimentatore durante i rispettivi intervalli di tempo di un minuto*

Per confrontare i due diversi algoritmi in termini di producibilità di energia si determina la potenza assorbita da un carico resistivo, e si integra la potenza nel periodo di 10 minuti.

Per calcolare la potenza assorbita dal carico, costituito da un resistore con una resistenza di 390  $\Omega$ , si sfrutta la legge di Ohm, per cui la potenza assorbita dal carico è esprimibile dall'equazione (6.1).

$$p(t) = \int_0^T \frac{v(t)^2}{R} dt \quad (6.1)$$

in cui  $t$  rappresenta il tempo,  $T$  il periodo,  $v$  la tensione istantanea e  $R$  il valore della resistenza di carico.

### 6.1.1) PRODUCIBILITÀ IN TERMINI DI ENERGIA DELL'ALGORITMO DELLA TENSIONE OPERATIVA COME FUNZIONE DELLA TENSIONE DI CIRCUITO APERTO

In figura 6.1 sono illustrati gli andamenti della tensione ai capi del carico e della potenza da esso assorbita nel caso dell'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto per il modulo in silicio amorfo.

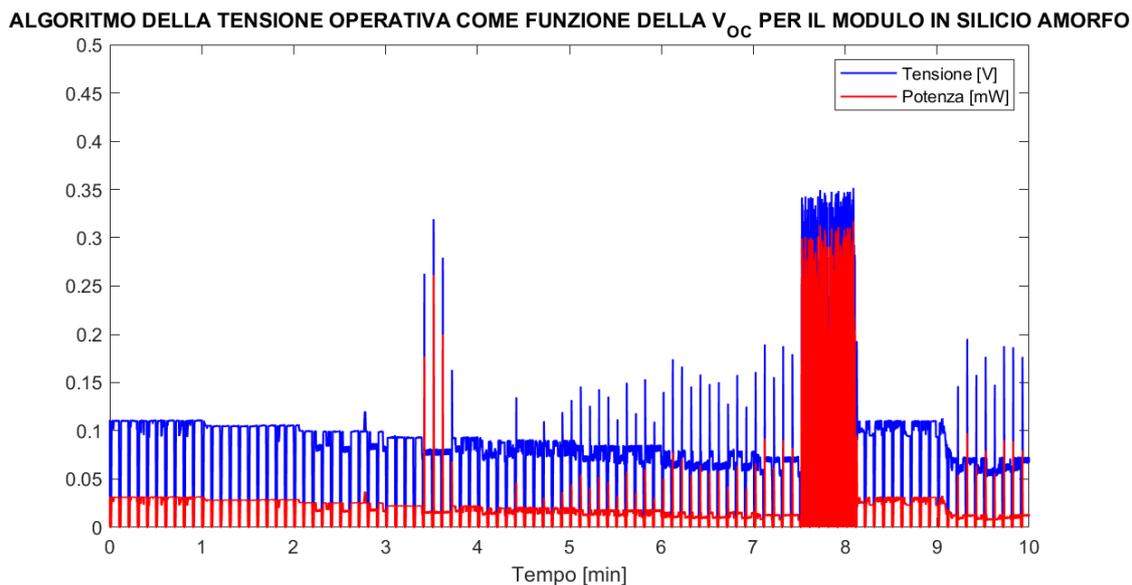


Figura 6.1: Tensione ai capi del carico e potenza da esso assorbita nel caso dell'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto

Si osserva chiaramente come ad ogni minuto la potenza assorbita dal carico resistivo segua a gradino l'andamento dell'intensità luminosa regolata dalla corrente di alimentazione della lampada a LED. Si nota, inoltre, come, dopo un intervallo di 5 secondi, la potenza assorbita dal carico vada a zero per un lasso di tempo di un secondo, ovvero il tempo in cui il relè è aperto e dunque non vi è trasferimento di potenza elettrica dal modulo al carico. Infine, si osservano dei picchi di tensione elevati, soprattutto tra il minuto 3 e il minuto 4 e tra il minuto 7 e il minuto 8. Tali picchi di tensione sono dovuti al convertitore DC-DC per regolare le nuove condizioni di funzionamento del modulo dovute ad un'improvvisa variazione dell'illuminazione.

Si calcola, infine, l'energia generata come integrale della potenza nel tempo (equazione 6.2).

$$E = \int_0^T p(t) dt \quad (6.2)$$

in cui  $T$  rappresenta il periodo.

Calcolando la potenza prodotta in ogni intervallo di tempo e sommando tra loro i diversi contributi si ottiene un'energia assorbita dal carico di 10.2 mJ.

### 6.1.2) PRODUCIBILITÀ IN TERMINI DI ENERGIA DELL'ALGORITMO DI PERTURB AND OBSERVE

In figura 6.2 sono illustrati gli andamenti della tensione ai capi del carico e della potenza da esso assorbita nel caso dell' algoritmo di Perturb and Observe per il modulo in silicio amorfo.

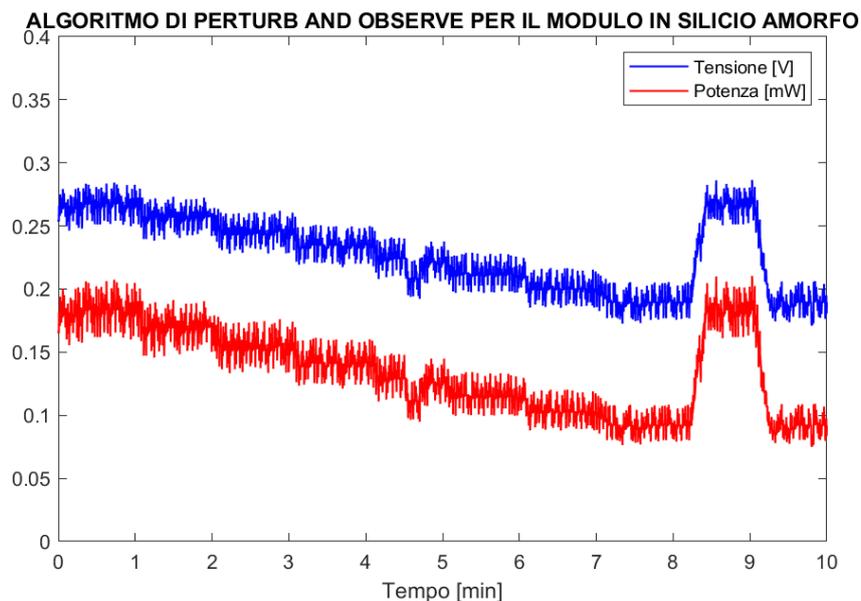


Figura 6.2: Tensione ai capi del carico e potenza da esso assorbita nel caso dell' algoritmo di Perturb and Observe

Si osserva chiaramente come ad ogni minuto la potenza assorbita dal carico resistivo segua a gradino l'andamento dell'intensità luminosa regolata dalla corrente di alimentazione della lampada a LED. L'andamento della potenza è oscillante nel tempo e ciò è dovuto alla continua

variazione della tensione cui si preleva la corrente del modulo fotovoltaico a seguito della perturbazione assegnata da Arduino.

Calcolando infine l'energia generata come in (6.2) si ottiene un'energia assorbita dal carico di 80.4 mJ.

È evidente come l'algoritmo di Perturb and Observe sia decisamente più performante dell'algoritmo della tensione operativa come funzione della  $V_{OC}$  in termini di producibilità di energia. Ciò è dovuto principalmente al fatto che nel caso dell'algoritmo P&O non si abbia l'apertura del circuito di potenza ciclicamente dopo un certo intervallo di tempo con la seguente erogazione di potenza nulla verso il carico. Si deve tuttavia sottolineare che il rapporto tra il tempo in cui il circuito è in funzione ed eroga potenza elettrica al carico e il tempo in cui il circuito è aperto sia una scelta del progettista del circuito e che ciò determini inevitabilmente più o meno perdite di potenza. Nel caso specifico di questo lavoro di tesi si è scelto un tempo di funzionamento del circuito di 5 secondi rispetto a un tempo di apertura del relè di un secondo, tuttavia se si ipotizzassero condizioni di illuminamento poco variabili nel tempo, si potrebbe aumentare il tempo in cui il relè rimanga chiuso con un probabile incremento dell'energia prodotta. Infatti il conseguente incremento dell'energia prodotta non è certo, in quanto le condizioni di illuminamento e temperatura nel tempo non sono deterministiche, bensì possono solo essere stimate. Si evidenzia il fatto che in questo lavoro di tesi sia stato utilizzato un relè elettromeccanico come interruttore, il cui tempo di apertura è dell'ordine del secondo. Ciononostante con l'attuale elettronica si dispone di interruttori elettronici con tempi di apertura e chiusura molto più rapidi, come ad esempio il MOSFET, e ciò garantirebbe una maggior produzione di potenza elettrica. Infine si pone enfasi sul fatto che anche il convertitore DC-DC debba essere ottimizzato in quanto esso eroga potenza elettrica utile al carico solamente nel caso in cui la tensione di alimentazione sia di non inferiore a 3.3 V e di non superiore a 5 V, e ciò limita fortemente le prestazioni dei due algoritmi di MPPT.

# CAPITOLO 7

## 7.1) CONCLUSIONI

Come si è potuto leggere, nel presente elaborato si è esaminata la possibilità di sostituire i moduli in silicio, attualmente i più utilizzati al mondo, con dei moduli DSSC (Dye-Sensitized Solar Cell) per applicazioni indoor a basso consumo. Si è visto come per i moduli DSSC la caratteristica I-V per irraggiamenti superiori a  $200 \text{ W/m}^2$  si discosti da quella tipica di una cella fotovoltaica. Ad elevati irraggiamenti, infatti, si ha un impatto significativo della resistenza serie nel circuito equivalente del modulo fotovoltaico. Ciononostante è noto che la potenza radiante globale in un ambiente indoor non superi generalmente i  $200 \text{ W/m}^2$ , pertanto il comportamento dei moduli DSSC per irraggiamenti superiori a tale valore è poco rilevante ai fini del presente elaborato. Inoltre, poiché nelle applicazioni indoor si utilizzano principalmente lampade al sodio ad alta pressione (HPS), lampade a LED bianco e lampade a LED nel rosso-blu, non è necessario usare celle fotovoltaiche con una finestra di assorbimento superiore ai 700 nm. Partendo da questa evidenza, si è dedotto che, nonostante i moduli in silicio cristallino siano performanti in un vasto range di lunghezza d'onda della radiazione incidente, questa caratteristica positiva risulti poco vantaggiosa nel caso specifico delle applicazioni indoor, perché difficilmente sfruttata. Visti i costi elevati dei moduli in silicio, si preferisce optare per tecnologie fotovoltaiche con costi di produzione meno espansivi, come i moduli in film sottile o i moduli DSSC. Si è visto infatti nel paragrafo 2.1 come il processo di fusione e quello di cristallizzazione del silicio richieda temperature dell'ordine dei  $1400 \text{ }^\circ\text{C}$ , pertanto si hanno processi energivori, oltre che complessi, e costi di produzione elevati. Viceversa nel caso dei moduli a film sottile, e ancor più nello specifico dei moduli DSSC, si ha un minor impiego di materie prime, costi di produzione e intensità energetica inferiori.

Il secondo obiettivo di questo elaborato è stato l'implementazione di due algoritmi di inseguimento del punto di massima potenza per i diversi moduli e il confronto tra il loro funzionamenti.

Per quanto riguarda l'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto, si è visto come utilizzare una percentuale fissa della  $V_{OC}$  risulti una semplificazione che non tiene conto dei dati sperimentali ottenuti. Si è dunque cercato di ottimizzare tale algoritmo attraverso dei metodi numerici di approssimazione. Alcuni dei motivi che hanno portato a cercare una funzione di approssimazione piuttosto che di interpolazione sono: i) la variabilità dei dati sperimentali, ii) la necessità di esplorare range di funzionamento maggiori a quelli sperimentali. In questo modo è stato possibile esprimere la  $V_{MPP}$  approssimata (determinata in base ai dati sperimentali) in funzione della  $V_{OC}$  misurata. Anche il tempo di

apertura dell'interruttore è stato ottimizzato rispetto all'algoritmo della tensione frazionaria a percentuale fissa della tensione di circuito aperto. In particolare, si è visto come il passaggio dalla condizione da  $V_{MPP}$  a  $V_{OC}$  non sia istantaneo, bensì richieda un certo intervallo di tempo, dell'ordine dei microsecondi per i moduli inorganici, e dei millisecondi o secondi per quelli organici. Determinando anche in questo caso dei modelli di approssimazione di tipo esponenziale si attende il giusto tempo prima di effettuare la misura della  $V_{OC}$ , la quale non risulterebbe corretta con un intervallo di tempo fisso.

Per quanto riguarda invece l'algoritmo di Perturb and Observe si è analizzato come esso reagisca rapidamente alle variazioni di irradianza, risultando tuttavia relativamente inefficiente nell'inseguimento dell'MPP nel caso di grandi variazioni nel tempo di quest'ultima. Inoltre il principale vantaggio dell'algoritmo di Perturb and Observe rispetto all'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto, ovvero il fatto che l'algoritmo di P&O tenga conto implicitamente anche delle variazioni nel tempo della temperatura nel suo funzionamento, risulta poco significativo per le applicazioni indoor in cui la temperatura è controllata e pressoché costante durante l'arco dell'anno. Uno dei principali svantaggi dell'algoritmo di Perturb and Observe, ovvero che la tensione (e quindi la potenza) sia oscillante nel tempo risulta poco significativo nelle applicazioni a basso consumo, in quanto non essendo collegati direttamente alla rete elettrica non si ha una generazione di disturbi verso quest'ultima.

Si è concluso che l'algoritmo di Perturb and Observe sia in generale più performante in termini di producibilità di energia per le applicazioni indoor e ciò è dovuto al fatto che si abbia una continua erogazione di potenza dal modulo al carico nel tempo e che tale algoritmo reagisca rapidamente a piccole variazioni di temperatura ed irradianza, che sono condizioni tipiche di un ambiente indoor.

Possibili sviluppi futuri di questo lavoro di tesi riguardano la possibilità di implementare un sistema in cui Arduino stesso determini la caratteristica I-V del modulo fotovoltaico in funzione di diversi irraggiamenti variando la resistenza interna di carico e ad esempio nel caso dell'algoritmo della tensione operativa come funzione della tensione di circuito aperto, Arduino determini autonomamente la tensione nel punto di massima potenza per ogni valore di irradianza e i coefficienti del polinomio di approssimazione che minimizza gli scarti verticali una volta fissato il grado del polinomio. In questo modo sarebbe possibile fornire in input ad Arduino una qualsiasi cella o modulo fotovoltaico di cui non si conoscono le caratteristiche I-V sotto luce senza dover ricorrere in modo preliminare alla determinazione di tali caratteristiche attraverso un simulatore solare.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] Adnan Harb, *Energy harvesting: State-of-the-art*, Renewable Energy, Volume 36, Issue 10, 2011, Pages 2641-2654
- [2] A.Borsati, *Studio e sviluppo di circuiti di Energy Harvesting per interruttori wireless*, Tesi di laurea magistrale, Università degli studi di Padova, 2016
- [3] *Review of the application of energy harvesting in buildings*, J W Matiko, N J Grabham, S P Beeby and M J Tudor, 13 November 2013
- [4] *La conversione fotovoltaica*, Appunti del corso di Energie rinnovabili, A. Cavallini, D. Del Col
- [5] R.F.Petrucci, *Chimica generale*, Piccin-nuova libreria, 2018
- [6] R.C.Jaeger, *Microelettronica*, Mcgraw-Hill, 2013
- [7] *Funzionamento dei pannelli fotovoltaici*, JAES Company, 2020
- [8] *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*
- [9] E. L. Meyer and E. E. van Dyk, “*The effect of reduced shunt resistance and shading on photovoltaic module performance*” in Proc. IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 1331–1334, 2005
- [10] <https://www.nrel.gov/pv/cell-efficiency.html>
- [11] <https://www.pveducation.org/pvcdrom/manufacturing-si-cells/multi-crystalline-silicon>
- [12] A. Nakane et al, *Quantitative determination of optical and recombination losses in thin-film photovoltaic devices based on external quantum efficiency analysis*, J. Appl. Phys. 120, 064505 (2016)
- [13] <https://www.pveducation.org/pvcdrom/solar-cell-operation/quantum-efficiency>
- [14] *Simple, fast and accurate two-diode model for photovoltaic modules*, Kashif Ishaque, Zainal Salam, Hamed Taheri, Faculty of Electrical Engineering, Universiti Teknologi Malaysia, 23 July 2010
- [15] *Laboratorio di calcolo numerico*, Annamaria Mazzia, 2014 Pearson Italia, Milano-Torino
- [16] *Elettrotecnica circuitale*, Massimo Guarnieri

- [17] *Laboratorio di Segnali e Misure*, C. Narduzzi, 25 ottobre 2018
- [18] <https://docs.arduino.cc/resources/datasheets/A000066-datasheet.pdf>
- [19] [https://arduinoproject.altervista.org/pwm/?doing\\_wp\\_cron=1662212729.5451920032501220703125](https://arduinoproject.altervista.org/pwm/?doing_wp_cron=1662212729.5451920032501220703125)
- [20] *An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency*, Jubaer Ahmed, Zainal Salam, Centre of Electrical Energy Systems, Faculty of Electrical Engineering, Universiti Teknologi Malaysia
- [21] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/userguides/DC2509AF.PDF>
- [22] <https://www.ledspadova.eu/en/2021/03/celle-fotovoltaiche/>
- [23] <https://www.domenicofruncillo.it/approfondimenti/254-celle-dssc.html>
- [24] [https://it.wikipedia.org/wiki/Ipotesi\\_di\\_de\\_Broglie](https://it.wikipedia.org/wiki/Ipotesi_di_de_Broglie)
- [25] <https://it.wikipedia.org/wiki/Oscilloscopio>
- [26] [https://it.wikipedia.org/wiki/Tempo\\_di\\_salita](https://it.wikipedia.org/wiki/Tempo_di_salita)
- [27] <https://it.wikipedia.org/wiki/Approssimazione>